論文

水中音響通信のためのキャリア周波数帯サンプリング2重選択性 チャンネルシミュレータ

塚本 圭哉¹, 竹村 真志², 久保 博嗣³

^{1, 2} 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

³ 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

A Doubly-Selective Channel Simulator Employing Carrier Frequency Band Sampling for Underwater Acoustic Communication Channels

Yoshiki Tsukamoto¹, Masashi Takemura² and Hiroshi Kubo³

^{1, 2} Graduate School of Science and Engineering, Ritsumeikan University

1-1-1 Noji-Higashi, Kusatsu-shi, Shiga 525-8577, Japan

³ 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: ¹ri0051vf@ed.ritsume.ac.jp, ³kubohiro@fc.ritsume.ac.jp

Abstract This paper proposes a doubly-selective channel simulator for underwater acoustic communications (UWACs), where doubly-selective environment corresponds to time and frequency selective channel environment. The proposed channel simulator can simulate severe doubly-selective environment and large signal frequency band-width to center carrier frequency ratio inevitable in UWACs environment owing to carrier frequency band sampling. First, this paper proposes a principle of the doubly-selective channel simulator for UWACs and its applications in discrete-time channel models. Next, this paper indicates performance bench-mark channel model in order to evaluate several wireless transmission technologies. Finally, computer simulation results confirm that the proposed doubly-selective channel simulator using the bench-mark channel model can simulate actual experimental environment of UWACs.

Keywords: underwater acoustic communication, doubly-selective channel, channel simulator, carrier frequency band sampling, channel model

1. まえがき

近年、水中、陸上を問わず音響通信に関する関心が高まっている [1]-[5]。音響通信と radio frequency (RF) 帯の無線通信との最も大きな相違は、その伝搬速度である。光速と比較すると、陸上の音速は約百万分の一、水中の音速は約二十万分の一となる。それゆえ、音響通信においては、遅延時間広がり最大ドップラー周

波数が増大し、周波数選択性と時間選択性が同時に発生する厳しい2重選択性伝搬環境が問題となる。変復調の観点からは、音響通信の2重選択性伝搬環境は、RF帯の無線通信で最も厳しいといわれる2重選択性伝搬環境の数倍～十数倍程度厳しいとの報告がある [6], [7]。それゆえ、音響通信の無線伝送方式は、RF帯の無線伝送方式とは異なる課題を解決する必要がある。無線伝送方式の設計は、次の3ステップで実現さ

れる。

- 想定する伝搬環境の調査
- 伝搬環境に対応する無線伝送方式の設計
- 設計した無線伝送方式の実環境評価

音響通信では、典型的なチャンネルモデルの設定は困難であるといわれている [2]-[5]。その理由は次の通りである。

- チャンネルの場所・時間依存性が極めて強いこと
- 極めて厳しい2重選択性伝搬環境であること
- 信号の比帯域が大きな運用条件であること

他方、設計した無線伝送方式の性能評価は必須となるため、性能ベンチマークのためのチャンネルモデル提示への要望は大きい。本論文では、水中音響通信 (UWAC) の典型的なチャンネルモデルを検討するのではなく、無線伝送方式の性能評価のベンチマークを行うためのチャンネルモデル実現をターゲットとしている。

本論文では、UWAC用の無線伝送方式の性能ベンチマークを目的として、2重選択性チャンネルシミュレータを提案する [8]。提案するチャンネルシミュレータの特徴は、UWAC固有の課題である厳しい2重選択性を実現でき、かつ、大きな比帯域に対応するため、キャリア周波数帯サンプリングを採用したことである。まず、本論文では、UWAC用2重選択性チャンネルシミュレータの原理、及び、その離散時間系での実現手法を提案する。次に、本論文では、無線伝送方式の性能ベンチマークが可能な、簡易な性能ベンチマークチャンネルモデルを提示する。最後に、計算機シミュレーション結果から、提案するベンチマークチャンネルモデルを用いた2重選択性チャンネルシミュレータにより、UWACの実験環境を模擬できることを明らかにする。

本論文は、次のように構成される。まず、2.では移動体音響通信の伝送路について特徴を概観する。3.ではUWAC用の2重選択性音響チャンネルシミュレータの原理、離散時間系での実現性、4.ではチャンネルシミュレータの具体的な構成に関して論じる。最後に、5.ではシミュレーション結果、6.ではシミュレーションを設定する際に模擬した実験の実験結果についてまとめ、7.では、シミュレーション結果と実験結果の比較に関して論じる。

本論文では、 $[a]$ は実数 a を超えない最大の整数を示す。

2. 移動体音響通信の伝送路

2.1 RF 帯の無線通信の伝送路

RF 帯の無線通信での典型的な伝送路として、次の3例を挙げることができる。

- (a) 周波数選択性の厳しいレイリーフェージング伝送路
- (b) ドップラーシフトの大きいライスフェージング伝送路
- (c) 比帯域の大きい準静的伝送路

本節では、これらの3例それぞれに対して詳細に議論する。

伝送路 (a) が想定される用途としては、デジタル通信方式の携帯電話などの移動体通信や無線 LAN の通信環境があげられる。本伝送路における伝搬パスは、近接する遅延時間において複数のパスが存在するため (パスの時間分離ができないため)、レイリーフェージングが発生する。レイリーフェージング環境にて2重選択性を規定するパラメータとして、最大ドップラー周波数 f_D と最大遅延時間差 τ_D の積、すなわち、2重選択性の厳しさ $f_D \tau_D$ が検討されている [6]。この $f_D \tau_D$ の値は次の通りである。

$$f_D \tau_D = \frac{v d f_c}{c^2} \quad (1)$$

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 は伝搬速度である。一般に、携帯電話における $f_D \tau_D$ は、大きくみても 0.5% 程度となると考えられる [6], [7]。

伝送路 (b) が想定される用途としては、low earth orbit (LEO) や medium earth orbit (MEO) 等の非静止衛星を用いた移動体衛星通信の通信環境があげられる。本伝送路における伝搬パスは、主要なパスは1つで完全に時間分離が可能となり、このパスに対するドップラーシフトが主要な性能劣化要因となる。

伝送路 (c) が想定される用途としては、低周波数から高周波数に渡るウルトラワイドバンド (UWB) の通信環境があげられる。但し、UWB には、時間選択性を考慮に入れないのが通例である。

伝送路 (a) と (b) は、狭帯域複素ベースバンドチャンネルモデルで模擬されることが多い。他方、伝送路 (c) では、キャリア周波数帯サンプリングチャンネルモデルで模擬されることがある。ここで、一般に、RF 帯の無線通信で用いられるキャリア周波数帯サンプリング

は、RF サンプリングと呼ばれることが多い。但し、上記3つの伝送路は、それぞれの無線通信システム固有の特徴として、個別に対策が検討されることが多く、統合的に評価が検討された例は少ないと思われる。

2.2 音響通信の伝送路の特徴

音響通信における伝送路の特徴としては、次の4点が知られている。

- (1) 極めて厳しい2重選択性伝搬環境
- (2) 極めて大きな比帯域
- (3) 極めて高い場所・時間依存性
- (4) 雑音スペクトルが有色

特徴(1)は、音波の伝搬速度が電波での伝搬速度の20万分の1～100万分の1となるため、遅延時間とドップラーシフトが増大することに起因する。**2.1**で述べたようにRF帯の無線通信の $f_D\tau_D$ は最大でも0.5%程度であるが、音響通信では5%を超えることも多い[6], [7]。すなわち、音響通信の $f_D\tau_D$ は、RF帯の無線通信のその10倍以上となる。

特徴(2)は、音響通信に使用される周波数帯域は、通常100kHz程度、高くても1MHz程度である。それゆえ、音響通信にて広い周波数帯域を確保するためには、直流成分に近い周波数から高周波数まで使用が必要がある。この状況はUWBと近いものと考えることができる。しかし、UWBでは音響通信に近い比帯域を活用しているが、一般に伝送路の時間選択性は十分に小さいことが前提となり、この点が大きく相違する。

特徴(3)は、音響通信の伝搬環境は再現性が少ないことが知られ、それゆえ、典型的なチャンネルモデルの定義が困難だといわれている。

特徴(4)は、音響環境雑音は周波数依存性が高く、加えて、受信ブランチ間の雑音にも相関が発生する傾向にある。RF帯の無線通信では、一般に熱雑音による加法性白色ガウス雑音(AWGN)が対象となるが、音響通信では環境雑音が前提となる。

以上より、音響通信では、**2.1**で述べた伝送路(a), (b)と(c)の特徴が同時に発生し、さらに**2.2**で述べた音響通信の特徴的な課題が加わった伝搬環境である。

図1 実サンプリングチャネルモデル

Fig. 1 Sampling channel model

3. 2重選択性音響チャネルシミュレータ

3.1 提案するチャネルシミュレータの原理

音響チャネルシミュレータは、送信信号 $s(t)$ を入力し、 $s(t)$ に2重選択性音響伝送路を模擬した時変伝送路歪を与えた後、雑音 $w(t)$ を加算した受信信号 $y(t)$ を出力するものである。本論文では、計算機シミュレーションでの実現性を考慮し、図1に示すような、離散時間系を前提とし、送信信号 s_l を入力し、音響環境雑音 w_l を加算した受信信号 y_l を出力する音響チャネルシミュレータを提案する。ここで、 T_s は標準化周期、 s_l 、 y_l 及び w_l を次のように定義する。

$$s_l = s(lT_s) \quad (2)$$

$$y_l = y(lT_s) \quad (3)$$

$$w_l = w(lT_s) \quad (4)$$

音響伝送路での周波数選択性を実現するために、 N_{pt} パスのチャネルモデルを用いて、次の受信信号 y_l を作成する。

$$y_l = \sum_{n=1}^{N_{pt}} H[n]s(lT_s + \Delta t[n]) + w_l \quad (5)$$

ここで、 $H[n]$ は第 n パスの振幅、 lT_s は基本タイミング、 $\Delta t[n]$ は第 n パスの基本タイミングからの時間差である。

さらに、音響伝送路での時間選択性を実現するために、 $H[n]$ を時変形である時刻 l における $H_l[n]$ 、 $\Delta t[n]$ を時変形である時刻 l における $\Delta t_l[n]$ に変換し、次の受信信号 y_l を作成する。

$$y_l = \sum_{n=1}^{N_{pt}} H_l[n]s(lT_s + \Delta t_l[n]) + w_l \quad (6)$$

以上より、2重選択性音響伝送路を有する音響チャネルシミュレータが実現できる。

3.2 簡易時間選択性チャネルモデル

時間選択性を簡易に実現するには、周期的な時間変動を用いることが有効である。本論文では、式 (6) において次のような $\Delta t_l[n]$ を用いる簡易チャネルモデルを提案する [8]。

$$\Delta t_l[n] = \Delta T[n]\beta(\mu_l[n]) + \tau[n] \quad (7)$$

ここで、 $\Delta T[n]$ は時不変系である第 n パスのタイミング変動の振幅、 $\beta(a)$ は a に関する周期が 1 の周期関数、 $\mu_l[n]$ は時変系である時刻 l における第 n パスのタイミングに関する変動、 $\tau[n]$ は時不変系である第 n パスの時間遅延である。本論文では、具体的な $\mu_l[n]$ の数値を、次のように定義する。

$$\mu_l[n] = F_b[n]l + \Phi_s[n] \quad (8)$$

ここで、 $F_b[n]$ は時不変系である第 n パスのタイミング変動に関するサンプルレート正規化周波数、すなわち、第 n パスのタイミング変動に関する周波数と周期を、それぞれ $f_b[n]$ と $T_b[n]$ とすると、次の関係が成立する。

$$F_b[n] = f_b[n]T_s = \frac{T_s}{T_b[n]} \quad (9)$$

また、 $\Phi_s[n]$ ($0 \leq \Phi_s[n] < 1$) は時不変系である第 n パスのタイミング変動に関する初期位相である。本論文では、 $\beta(a)$ は a に関する関数であり、今回一例として次の関数を取り上げる。

$$\beta(a) = \sin(2\pi a) \quad (10)$$

なお、付録 B において、実際の実験系に近い周期関数の例を検討している。

4. 音響チャネルシミュレータの具体的構成法

4.1 インターポレーションによる連続信号近似

提案する音響チャネルシミュレータは、送信信号を s_l というように離散時間で表現するが、音響チャネルシミュレータでは式 (5) と式 (6) のように、 $s(t)$ という連続時間信号を用いる。つまり、送信信号 $s(t)$ として時間分解能が T_s より高い信号を使用する必要がある。本論文では、離散時間信号 s_l をインターポレーションすることにより、時間分解能を高める [9]。サンプリング周期 T_s にて標準化した信号 s_l を、 N_{os} 倍にインターポレーションした信号を s'_i とすると、次の関係が成立する。

$$s'_i = s(iT_s/N_{os}) \quad (11)$$

時刻 l に対応する N_{os} 倍オーバーサンプルした第 n パスの信号のポインタを $i_l[n]$ とすると、

$$i_l[n] = lN_{os} + \left\lfloor \frac{\Delta T[n]N_{os}}{T_s}\beta(\mu_l[n]) + \frac{\tau[n]N_{os}}{T_s} \right\rfloor \quad (12)$$

つまり、式 (6) の受信信号 y_l は次のようにインターポレーション信号 $s'_{i_l[n]}$ を用いて表現できる。

$$y_l = \sum_{n=1}^{N_{pr}} H_l[n]s'_{i_l[n]} + w_l \quad (13)$$

4.2 簡易な 2 波チャネルモデル

音響通信のチャネルモデルは RF 帯の無線通信のように、汎用的なものがないようである。それゆえ、音響通信では各種無線伝送方式が提案されているが、それぞれ無線伝送方式の性能が同一条件にてベンチマークされていないのが現実のようである。

本論文では、3. で述べた音響チャネルシミュレータを用いた簡易な性能ベンチマークチャネルモデルを検討する。まず、簡易に 2 重選択性を実現するために、パス数 N_{pr} を 2 とする。次に、2 パスの時間差 $\Delta\tau$ を、

$$\Delta\tau = \tau[2] - \tau[1] \quad (14)$$

$H_l[n]$ は時不変値 $H[n]$ 、2 パスの振幅差を次の desired to undesired power ratio (DUR), γ_{DU} ,

$$\gamma_{DU} = 10 \log_{10} \frac{H[1]^2}{H[2]^2} \quad [\text{dB}] \quad (15)$$

で定義する。なお、2 パスの周波数はともに同一値 F_b 、すなわち、

$$F_b = F_b[1] = F_b[2] \quad (16)$$

2 パスの位相差 $\Delta\Phi_s$ を、

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s[2] - \Phi_s[1] \quad (17)$$

と定義する。さらに、 $\Delta T[1]$ と $\Delta T[2]$ を定義すると、簡易な 2 波ベンチマークチャネルモデルを定義することができる。

5. シミュレーション結果

本章では、簡易なチャネルモデルを定義し、その結果をチャネルサウンダと bit error rate (BER) 計測装置にて評価する。

図2 3次元表記 (シミュレーション)

Fig. 2 3D graph (simulation)

5.1 検討するパラメータ

本章では性能検証のため、6. で示す距離 d を周期 T_b で往復する1パスベンチマークモデルを採用する。なお、1パスモデルであるので、簡単のため[1]なる添字をドロップさせている。本モデルにおいて、 ΔT は、

$$\Delta T = \frac{d}{2c} \quad (18)$$

となり、平均速度 v は、

$$v = \frac{2d}{T_b} = 2df_b = 4\Delta Tcf_b \quad (19)$$

となる。ここで、移動速度は一定値ではないため、移動距離と経過時間の比から求まる平均速度を v と定義して近似的に評価する[10]。

今回の検討では、 d は1m、 T_b は5sec、 T_s は10.4 μ sec (PCM プレイヤ/レコーダを96ksps モードで使用) とすると、 ΔT は0.33msec、 v は0.4m/sec となる。また、インターポレーションフィルタは余弦ロールオフフィルタであり、 N_{os} は16、等価両側帯域幅は90kHz、ロールオフ率は0.05 である。

5.2 チャンネルサウンド結果

本節では、原始多項式の次数 m が11の変形M系列を用いたチャンネルサウンドにて、2波ベンチマークチャンネルモデルの時間変動に関して検討する。なお、チャンネルサウンドとしては、文献[11],[12]記載の技術を用いる。図2は、チャンネルシミュレータを適用した場合の3次元チャンネルサウンド結果を示す。伝送路特性の時間変化を示しており、 x, y, z 軸はそれぞれ、主波の平均タイミングからの時間差、時間変化、相関

表1 評価する伝送方式のパラメータ

Table 1 Parameters for modulation schemes

Mod.	α	f_{sc}	M_{sc}	f_c
QPSK	0.2	93.75sps	64	30kHz

図3 v 変化時の BER (シミュレーション)

Fig. 3 BER performance as a function of mobile speed v (simulation)

値を示している。なお、 x 軸は主波の平均タイミングを基準とした時間差を表しているため、負値を取ることもある。図より、想定したパラメータ ($T_b, \Delta T$) の通りにシミュレータの環境が変動していることが示される。

5.3 BER 特性

本節では、多重シングルキャリア (MSC) 伝送方式 [13] に対して、1次伝送路予測判定帰還多重遅延検波 (DFMD) [14], [15] を適用した場合について検討する。ここで、MSC 伝送方式の条件を、表1に記載する。なお、 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} はサブキャリアあたりの伝送速度、 M_{sc} はサブキャリア数、 f_c は中心周波数、 N は観測シンボル数とする。また、参考のため遅延検波 (DD) 時の BER 特性を付記する。

図3は、チャンネルシミュレータを適用した場合、 v を変化させた場合の BER 特性を示す。

図4は、チャンネルシミュレータを適用した場合、各サブキャリア毎の BER 特性を示す。

図4 サブキャリア毎の BER (シミュレーション)
Fig. 4 BER performance as a subcarrier frequency (simulation)

表2 2波ベンチマークチャネルモデル
Table 2 Two-path benchmark channel model

channel	$\Delta\tau$	γ_{DU}	$\Delta T[1]$	$\Delta T[2]$	$\Delta\Phi_s$	f_b
I	1msec	6dB	2msec	1.5msec	0	0.1Hz
II	2.5msec	3dB	1msec	1msec	0.5	0.2Hz

5.4 ベンチマークチャネルモデル

表2に、検討する2種類のベンチマークチャネルモデルを示す。なお、本論文では、パラメータの一例を示したのみで、詳細なパラメータの検討は今後実施予定である。図5と図6は、それぞれ channel I と channel II に対してチャネルシミュレータを適用した場合の3次元チャネルサウンド結果を示す。

6. 実験水槽での実験結果

チャネルシミュレータの動作を検証するために、無響水槽 (5.0m × 2.5m, 深さ 3.0m) を用いた、周波数選択性の小さい2重選択性伝搬環境の実験評価について論じる。無響水槽では、トランスデューサを上下に移動させて、2重選択性伝搬環境を生成する。図7に、本実験の構成図を示す。ここで、受信トランスデューサの間隔を 1m とし、2つの受信トランスデューサを結んだ線とその中心を通る垂直線上に送信トランスデューサを設置する。また、送信トランスデューサは、受信トランスデューサとの距離が 0.25m である地点を

図5 3次元表記 (channel I)
Fig. 5 3D graph (channel I)

図6 3次元表記 (channel II)
Fig. 6 3D graph (channel II)

上端とし、確保できる最大距離である 1m 区間にて上下に繰り返し移動する。本実験における移動速度 v は 5.1 で記載したものとする。 v を 0.5m/sec, f_c を 30kHz とすると、平均 $f_D T$ は 0.11 程度となる。図8に、3次元チャネルサウンド結果を示す。図9に、 v を変化した場合の BER 特性を示す。図10に、各サブキャリア毎の BER 特性を示す。

図7 実験系

Fig. 7 Configuration of experimental model

図8 3次元表記(実験)

Fig. 8 3D graph (experiment)

図9 v 変化時の BER (実験)

Fig. 9 BER performance as a function of mobile speed v (experiment)

図10 サブキャリア毎の BER (実験)

Fig. 10 BER performance as a subcarrier frequency (experiment)

7. シミュレーションと実験の比較

5. の提案するチャネルシミュレータによるシミュレーション結果と、6. の実験結果を比較検討する。まず、図2と図8の3次元チャネルサウダの結果の比較すると、伝送路特性の時間変化が同様の傾向を示している。次に、BER 特性を比較する。図3と図9の v 変化時の BER 特性は、どちらも復調方式が $N=3$ の場合の DFMD が一番良好な性能を示しており、一定の速度を超えると急激に性能が劣化している。また、 10^{-4} をターゲット BER とすると $N=3$ の場合、シミュレーション結果と実験結果のいずれも、0.3m/s まで対応が可能であることが確認できる。次に、図4と図10のサブキャリア毎の BER 特性を比較する。どちらも比帯域が大きいため、サブキャリアのキャリア周波数 f_c が低周波部と高周波部の f_d が異なり、高周波になるほど BER 特性が劣化することが示される。以上より、チャネルシミュレータにより今回の実験と近い環境を実現でき、ベンチマークシミュレータとして活用できることが示される。

8. むすび

本論文では、厳しい2重選択性伝搬環境を有する UWAC に有効な、キャリア周波数帯サンプリングによるチャネルシミュレータを提案した。次に、無線伝送方式の性能ベンチマークが可能な、簡易なベンチマークチャネルモデルを提案した。最後に、計算機シミュレーション結果から、ベンチマークチャネルモデルを

用いた提案する2重選択性チャネルシミュレータにより、UWACの実験環境を模擬できることを明らかにした。

UWACにおけるAUV (autonomous underwater vehicle) などの水中ロボットの巡航速度は3knot (1.54m/s) から5knot (2.57m/s) といわれている。今回のような周波数選択性の無い伝送路条件では、検討するDFMDDにて、0.5knot程度までの巡航速度に対応できることが示される。

本論文では、実環境を想定した条件に関して、次の項目に関して詳細に検討していない。

- ベンチマークチャネルモデルのパラメータ

これらの課題に関しては、今後継続して検討予定である。

謝辞 本研究はJSPS 科研費19K04382の助成を受けたものである。本研究に関してご助言を頂いた電気通信大学唐沢好男名誉教授、石橋功至准教授、JAMSTEC 志村拓也グループリーダーに深く感謝致します。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に深く感謝致します。

参考文献

- [1] T. Shimura, H. Ochi and Y. Watanabe: Time-reversal communication with moving source-receiver in shallow water, Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 45, No. 5B, pp. 4847-4852, 2006.
- [2] M. Stojanovic and J. Preisig: Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization, IEEE Commun. Mag., Vol. 47, pp. 84-89, Jan. 2009.
- [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] C. Polprasert, J.A. Ritcey and M. Stojanovic: Capacity of OFDM systems over fading underwater acoustic channels, IEEE J. Ocean. Eng., Vol.36, No.4, pp.514-524, Oct. 2011.
- [5] F. Qu, Z. Wang, L. Yang and Z. Wu: A journey toward modeling and resolving Doppler in underwater acoustic communications, IEEE Commun. Mag., Vol. 54, pp. 49-55, Feb. 2016.
- [6] 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.
- [7] 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, 信学技報, Vol. CQ2018-48, pp. 13-18, Aug. 2018.
- [8] 久保博嗣, 塚本圭哉, 竹村真志: 水中音響通信のための2重選択性チャネルシミュレータ, 信学技報, Vol. 118, No. 474, RCS2018-307, pp. 139-144, Mar. 2019.

- [9] 富塚浩二, 佐野裕康, 岡崎彰造, 久保博嗣: リサンプリングフィルタを用いた可変シンボルレート伝送技術に関する一検討, 信学技報, Vol. 100, No. 426, SAT2010-83, pp. 43-48, Feb. 2011.
- [10] 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: 水中音響通信モデムの実験的性能評価結果, 信学技報, Vol. 118, No. 474, RCS2018-306, pp. 133-138, Mar. 2019.
- [11] 村山陽寛, 森田宗一郎, 相澤大, 上田俊一, 市川真英, 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.
- [12] 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ネルサウンド, Journal of Signal Processing, Vol. 23, No. 1, pp. 23-34, Jan. 2019.
- [13] 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.
- [14] F. Adachi and M. Sawahashi: Decision feedback multiple-symbol differential detection for M-ary DPSK, IEEE Electron. Lett., Vol. 29, No. 15, pp. 1385-1387, July 1993.
- [15] 宮崎律子, 湯本菜々瀬, 久保博嗣: 簡易な1次伝送路予測による判定帰還多重遅延検波とその音響通信への応用, Journal of Signal Processing, Vol. 20, No. 5, pp. 225-233, Sep. 2016.

付録A 周期関数 $\beta(a)$

式(10)における周期関数 $\beta(a)$ は、単純な形状であるが、実際の実験系に関しては、次の式(20)、もしくは式(21)の周期関数 $\beta(a)$ の方が近いように考えられる。

$$\beta(a) = \begin{cases} \frac{4a}{1-\kappa} & 0 \leq a < \frac{1-\kappa}{4} \\ 1 & \frac{1-\kappa}{4} \leq a < \frac{1+\kappa}{4} \\ \frac{4(-a+0.5)}{1-\kappa} & \frac{1+\kappa}{4} \leq a < \frac{3-\kappa}{4} \\ -1 & \frac{3-\kappa}{4} \leq a < \frac{3+\kappa}{4} \\ \frac{4(a-1)}{1-\kappa} & \frac{3+\kappa}{4} \leq a < 1 \end{cases} \quad (20)$$

$$\beta(a) = \begin{cases} \frac{2\pi a}{1-\kappa} & 0 \leq a < \frac{1-\kappa}{4} \\ 1 & \frac{1-\kappa}{4} \leq a < \frac{1+\kappa}{4} \\ \frac{\pi(2a-\kappa)}{1-\kappa} & \frac{1+\kappa}{4} \leq a < \frac{3-\kappa}{4} \\ -1 & \frac{3-\kappa}{4} \leq a < \frac{3+\kappa}{4} \\ \frac{2\pi(a-\kappa)}{1-\kappa} & \frac{3+\kappa}{4} \leq a < 1 \end{cases} \quad (21)$$

ここで、 κ ($0 \leq \kappa < 1$) は平坦部分の出現率である。図11、図12に、それぞれ式(20)と式(21)を周期関数 $\beta(a)$ としてチャネルシミュレータを適用した場合の3次元チャネルサウンド結果を示す。 κ の値は0.1とする。図13、図14に ν を変化させた場合のBER特性

を示す。図 15, 図 16 に各サブキャリア毎の BER 特性を示す。

図 11 3次元表記 (シミュレーション, 式 (20))
Fig. 11 3D graph (simulation, (20))

図 12 3次元表記 (シミュレーション, 式 (21))
Fig. 12 3D graph (simulation, (21))

図 13 v 変化時の BER (シミュレーション, 式 (20))
Fig. 13 BER performance as a function of mobile speed v (simulation, (20))

図 14 v 変化時の BER (シミュレーション, 式 (21))
Fig. 14 BER performance as a function of mobile speed v (simulation, (21))

図 15 サブキャリア毎の BER (シミュレーション, 式 (20))
Fig. 15 BER performance as a subcarrier frequency (simulation, (20))

図 16 サブキャリア毎の BER (シミュレーション, 式 (21))

Fig. 16 BER performance as a subcarrier frequency (simulation, (21))

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学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。2018 年立命館大学大学院理工学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 9 日受付 ; 2019 年 11 月 7 日再受付)