論文

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ダとそのフィールド評価結果

村山 陽寛¹, 森田 宗一郎², 相澤 大³, 上田 俊一⁴, 市川 貴英⁵, 久保 博嗣⁶

^{1, 2, 3, 4, 5} 立命館大学大学院理工学研究科, 滋賀県草津市野路東 1-1-1

⁶ 立命館大学理工学部, 滋賀県草津市野路東 1-1-1

A Channel Sounder Employing Commercial Acoustic Electronic Devices and Their Field Evaluation Results

Akinobu Murayama¹, Souichiro Morita², Dai Aizawa³, Shunichi Ueda⁴, Takahide Ichikawa⁵
and Hiroshi Kubo⁶

^{1, 2, 3, 4, 5} Graduate School of Science and Engineering, Ritsumeikan University

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

⁶ Faculty of Science and Engineering, Ritsumeikan University

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

E-mail: {¹ ri0033hv, ² ri0033pe, ³ ri0015kf, ⁴ ri0016pp}@ed.ritsumei.ac.jp, ⁶ kubohiro@fc.ritsumei.ac.jp

Abstract This paper discusses channel sounders for underwater acoustic communications (UWAC), which estimate channel impulse response (CIR) using commercial electronic acoustic devices and off-line signal processing. Although transmission channel models are inevitable in performance evaluation of wireless communications, there are a few reports on channel models for UWAC. In order to obtain channel models for UWAC, channel sounders play important roles. Thus, if channel sounders can be realized by commercial electronic acoustic devices, it is easy to sound CIR in UWAC channel environment. The proposed simple acoustic channel sounders can suppress frequency distortion and frequency deviation due to mismatch between a transmitter and a receiver of commercial electronic acoustic devices. Furthermore, the channel sounder can precisely detect time-varying CIR by means of cyclic correlation. Finally, this paper evaluates performance of the proposed channel sounders in actual shallow UWAC environment in Lake Biwa.

Keywords: channel sounders, pre-coding, re-samplers, acoustic player/recorder, underwater acoustic communications, cyclic correlator

1. まえがき

近年, 陸上, 水中を問わず広汎な領域で音響通信に関する研究が盛んに行われている [1]-[6]。

特に, 水中音響通信に関しては, 海洋資源開発に関する期待もあり, UWAC (underwater acoustic communications) として研究開発が活発化している。

無線通信方式の性能評価においては、チャネルモデルが重要になる。例えば、周波数選択性と時間選択性を考慮しなければならない移動体通信では、Jakes モデル [7] 等の時変の等価複素型ベースバンドフェージングモデルが検討されている。他方、低い周波数成分から高い周波数成分まで通信に活用する無線通信システム、例えば、比帯域の大きい UWB (ultra-wide-band) システムでは実数型ベースバンドチャネルモデルが提示されている。通常、無線通信方式は、このチャネルモデルを用いて性能を評価することで、その有効性が検討される。

UWAC に関しては、次の 3 点から明確なチャネルモデルが定義されていないようである [3]。

- ・ 周波数選択性と時間選択性が同時に存在する厳しいダブルセレクトィブ環境であること
- ・ 信号の占有帯域が比較的low周波から高周波に及ぶ、比帯域の大きい使用環境であること
- ・ 伝送路環境の時間・場所依存性が極めて高いこと

文献[3]には、UWAC のチャネルモデル作成の困難性が記載されており、文献[8]にはダブルセレクトィブの課題を具体的な数値を例にとって比較した結果が記載されている。

筆者らはこれまでに、市販の音響電子機器を用いた安価なオフラインチャネルサウンダを検討してきた [9], [10]。本論文では、音響通信システムにおけるチャネルモデルを作成するために、市販の音響電子機器を活用したチャネルサウンダの構成法と、UWAC におけるダブルセレクトィブ環境を精度よく推定できる手法を提案する。なお、市販の音響電子機器としては、音響プレイヤーと音響レコーダを活用する。今回検討するチャネルサウンダの特徴は、次の通りである。

- ・ 音響電子機器は通信機器としての利用を前提としておらず、周波数歪が存在する場合がある。そこで、送信側にプリコーディング [11], [12] を適用することで、音響電子機器の周波数歪を補償する。
- ・ 送受の音響電子機器の発振器間に発振周波数誤差が存在し、この周波数誤差により標本化タイミングオフセットが発生する。そこで、リ

サンブラ [13] により、このタイミングオフセットを補償する。

- ・ UWAC は厳しいダブルセレクトィブ環境であり、時間広がりが大きく、時間的に高速に変動する伝送路を高精度に推定する必要がある。そこで、従来のスライディング相関 [14] をサイクリック相関 [15] に変更することで、伝送路推定において、高いサンプル当たりの SNR (signal to noise ratio) と高い時間分解能の両立を可能としている。

次に、琵琶湖の浅瀬環境において CIR (channel impulse response) を実測し、提案するチャネルサウンダが精度よく伝搬環境を調査可能であることを明らかにする。

本論文は、次のように構成されている。2.では、チャネルサウンダ実現方法を提案する。3.では、提案するチャネルサウンダに用いるプリコーダ、及びリサンブラに関して、それぞれ、簡単にレビューする。4.では、サイクリック相関による伝搬環境の計測方法を提案する。5.では、具体的な音響電子機器を用いて、3.の適用時の効果を評価する。6.では、実験結果から、提案するチャネルサウンダの有効性を明らかにする。

2. 提案するチャネルサウンダ

図1 提案する音響チャネルサウンダの構成
Fig. 1 Configuration of the proposed channel sounders

図1に、提案する市販の音響電子機器を用いたチャネルサウンダの構成を示す [9], [10]。本論文では、 $a(t)$ は連続時間 t に対応する信号 a を、 a_k は標本化周期 T_s で標本化された第 k 番目の信号 $a(a_k T_s)$ を示す。提案するチャネルサウンダは、M 系列信号 [16] を送信することで、音響伝搬路の伝送路インパルス応答 (CIR) を計測する。まず、

M 系列 x_k に対して、オフライン処理でプリコーディングを適用することで、送受の音響プレイヤーと音響レコーダ間で生じる信号の周波数歪を補償した送信音響ファイルを作成する。次に、この送信音響ファイルを用いて、音響プレイヤーから送信信号 $x(t)$ を送信する。更に、この送信信号 $x(t)$ が音響伝搬路を介して、受信信号 $r(t)$ となり、 $r(t)$ を音響レコーダで録音して受信音響ファイルとして出力する。以降、この受信音響ファイルを用いて、PC などでもオフライン処理を実施する。ここで、送信の音響プレイヤーと受信の音響レコーダ間には、クロックの発振周波数に差異が存在するため、標本化タイミングオフセットが発生する。そこで、この標本化タイミングオフセットを受けた受信信号を、リサンブラ (Re-Samp.) にてタイミングを補正する。最後に、このリサンブラにて補正された受信信号から、M 系列に対応した相互相関器を用いて CIR を推定する。

3. 信号の周波数歪と標本化周波数誤差の補償

3.1 プリコーディングによる周波数歪の補償

音響プレイヤーと音響レコーダ間には、アナログ素子に起因する周波数歪が存在する。この周波数歪の周波数特性が時不変であると近似する。この場合、前もってこの周波数特性を計測し、計測した周波数特性の逆特性を適用するプリコーディングにて伝送路の周波数歪を補償することが可能である。プリコーディングとしては、文献[12]に記載された手法と基本的同一の手法を用いるが、ここで簡単にレビューする。

プリコーディングで補償しようとする CIR を h_i ($i=0,1,\dots,K-1$) とする。この h_i の DFT 結果 H_m を

$$H_m = \sum_{i=0}^{K-1} h_i e^{-j2\pi m i / K} \quad (1)$$

と定義する。周波数領域の CIR H_m による伝送路の周波数歪を補償するために、次のような周波数領域のプリコーディング特性 C_m を、

$$C_m = \frac{H_m^*}{|H_m|^2 + \sigma_0^2} \quad (2)$$

と定義する。ここで、 σ_0^2 は任意の正数である。この

C_m を逆 DFT した次の c_i ($i=0,1,\dots,K-1$) が、時間領域でのプリコーディングタップ係数である。

$$c_i = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} C_m e^{j2\pi m i / K} \quad (3)$$

3.2 標本化周波数誤差が引き起こす現象

図2 市販の音響電子機器が有する発振周波数
Fig. 2 Oscillation frequencies for commercial Acoustic electronic devices

音響プレイヤーと音響レコーダに搭載されている発振器間の発振周波数には差異があり、これが標本化周波数オフセットとなる。図2に示すように、音響プレイヤーにて周波数 f^{tx} の発振器を準備し、音響レコーダでも同様に周波数 f^{tx} の発振器を準備する場合について検討する。音響レコーダにて作成する正弦波の周波数は、 f^{tx} には近いが同一でない f^{rx} であり、この誤差により発生する不整合に関して検討する。

一般に、基準周波数 f_0 に関する発振精度 ε は、次のように定義される。

$$f = (1 + \varepsilon) f_0 \quad (4)$$

実環境では、絶対的な基準周波数を入手できないため、本論文では、発振精度 ε を次のように定義する。

$$f^{\text{rx}} = (1 + \varepsilon) f^{\text{tx}} \quad (5)$$

なお、受信機にて計測される周波数誤差は次の関係を有する。

$$\Delta f = f^{\text{rx}} - f^{\text{tx}} \quad (6)$$

$$\frac{\Delta f}{f^{\text{tx}}} = \varepsilon \quad (7)$$

一例として、具体的な数値として、発振精度 ε が 1/3 の場合について検討してみる。図3に、送信側で作成した 1Hz 及び 2Hz の正弦波信号を、受信した場合のイメージについて検討する。送信側

での 1Hz 及び 2Hz の正弦波信号は、受信側での見かけ上の周波数は、送信側の周波数の $1/(1+\varepsilon)$ 倍の周波数、即ち、3/4Hz 及び 3/2Hz となることが理解できる。即ち、発振周波数に比例して周波数誤差が増加することが示される。

図 3 (a) 1Hz 正弦波信号に対する送受周波数偏差の例

Fig. 3 (a) An example of frequency deviation between Tx and Rx acoustic electronic devices at 1Hz

図 3 (b) 2Hz 正弦波信号に対する送受周波数偏差の例

Fig. 3 (b) An example of frequency deviation between Tx and Rx acoustic electronic devices at 2Hz

3.3 リサンプラによる周波数誤差の補償

リサンプラの考え方は、送受発振器の周波数誤差 ε が時不変、かつ、既知の条件で、送信側の標本化周波数に限りなく近い標本化周波数で受信信号の標本化信号を作成するものである。

図 4 リサンプラの原理

Fig. 4 Block diagram of a re-sampler

図 4 に、検討するリサンプラの構成を示す。本リサンプラでは、文献[13]で用いられる手法を活用する。まず、元信号 x_k に対して、 N_{ov} 倍オーバーサンプルの 0 挿入信号を補間フィルタに通し、 N_{ov} 倍

オーバーサンプル信号 $\tilde{x}_l$ を作成する。ここで a_l は標本化周期 T_s/N_{ov} で標本化 (l 倍オーバーサンプル)された第 l 番目の信号 a を示す。リサンプルカウンタは、周波数誤差 ε を考慮して N_{ov} 倍オーバーサンプル信号の中から、どの信号をリサンプル信号 x'_k として取り出すべきかを、カウンタから算出する。

リサンプルカウンタを設計してみよう。リサンプルカウンタが、 N_{int} ビットの整数部と N_{pit} ビットの小数点以下部から構成されるとする。周波数誤差を 3.2 と同様に ε とすると、送信側の標本化周期と同じ標本化周期を受信側で実現するには、受信側の標本化周期を $(1+\varepsilon)$ 倍する必要がある。受信側でこの標本化周期に対応した第 k 番目の信号を作成するには、 N_{ov} 倍オーバーサンプル信号 $\tilde{x}_l$ から適切なオーバーサンプルタイミングを選択する必要がある。この時刻選択を、次のリサンプルカウンタ l_k に従って実施する。

$$l_k = \left\lfloor (1+\varepsilon)2^{N_{pit}} \left[kN_{ov} + 2^{N_{pit}-1} \right] \right\rfloor \gg N_{pit} \quad (8)$$

ここで、 $n \gg N$ は整数 n を N ビット右シフトする処理を示す。

4. サイクリック相関による CIR 推定

M 系列信号を送信し、受信側でスライディング相関を取得して CIR を推定する手法 [14] とその課題について論じ、新しくサイクリック相関 [15] による CIR 推定手法を提案する。

4.1 スライディング相関による CIR 推定手法

スライディング相関では、図 5 に示すように受信信号に対して相関コードをずらすことによって相関値を算出する。図中(a)及び(b)は、同一 CIR における CIR タイミングが異なる場合の相関値を示す。本手法は、M 系列周期 N を拡大することにより、プロセスゲインの効果で CIR の各サンプルにおける推定 SNR が向上するという利点がある。

図 5 (a) 時刻 0 のスライディング相関の動作
Fig. 5 (a) An operation of sliding correlation at time 0

図 5 (b) 時刻 1 のスライディング相関の動作
Fig. 5 (b) An operation of sliding correlation at time 1

図 6 に、スライディング相関の最小時間分解能を視覚的に表した説明図を示す。スライディング相関の CIR 推定の時間分解能は M 系列周期 N により決定される。それゆえ、相関値推定の各サンプルの SNR を高めるため N を大きく取ると、時間分解能が低下するという問題が生じる。更には、スライディング相関では CIR 算出に用いる受信信号の時刻が CIR タイミングによりシフトする。それゆえ、同一時刻に対応する推定 CIR に関して、各遅延タイミングの基になる伝送路状態が異なるという問題が発生する。

図 6 スライディング相関の時間分解能
Fig. 6 Time resolution of sliding correlation

4.2 サイクリック相関による CIR 推定手法

サイクリック相関では図 7 に示すように受信信号に対して相関コードを巡回することによって相関値を算出する。図中(a)及び(b)は、同一 CIR における CIR タイミングが異なる場合の相関値を示す。このサイクリック相関の概念を導入することにより、CIR 作成に用いる受信信号の時刻は、CIR タイミングに係わらず一定となる。

図 7 (a) 時刻 0 のサイクリック相関の動作
Fig. 7 (a) An operation of cyclic correlation at time 0

図 7 (b) 時刻 1 のサイクリック相関の動作
Fig. 7 (b) An operation of cyclic correlation at time 1

図 8 にサイクリック相関の最小時間分解能を視覚的に表した説明図を示す。サイクリック相関では任意の受信信号の時刻に対して CIR を算出することができる。即ち、サイクリック相関により、M 系列の周期 N を大きく取った場合でも、最小時間分解能である、1 サンプルの時間分解能を実現できる。

図 8 サイクリック相関の時間分解能
Fig. 8 Time resolution of cyclic correlation

5. 具体的な音響電子機器の特性補正

本論文では、市販の音響電子機器として、音響プレイヤー及び音響レコーダとも OLYMPUS 社製の LS-100 を使用する。表 1 に LS-100 の使用諸元を示す。

表 1 LS-100 の使用諸元

Table 1 Parameter of commercial electronic acoustic devices

項目	諸元
標本化速度	96ksps
量子化ビット数	24bit
チャンネル数	2ch

5.1 実際の送受信音響電子機器間の周波数特性

本章では、音響プレイヤーと音響レコーダをケーブル接続し、その周波数特性を計測する。まず、M 系列を送信し、受信信号から CIR を推定する。次に、この CIR を用いることにより、周波数特性(振幅周波数特性と位相周波数特性)を算出する。ここで、CIR の計測にあたっては、周期 1023 の M 系列を用いる。

図 9 (a) CIR 特性

Fig. 9 (a) CIR between acoustic player/recorder

図 9 (b) 振幅周波数特性

Fig. 9 (b) Amplitude frequency response between acoustic

図 9 (c) 位相周波数特性

Fig. 9 (c) Phase frequency response between acoustic player/recorder

本節では、今回用いた送受信音響電子機器間の周波数歪に関して議論する。なお、以降、図中の (a) は CIR, (b) は振幅周波数特性, (c) は位相周波数特性を、それぞれ示すものとする。

図 9 に、今回取得した CIR, 振幅周波数特性, 位相周波数特性をそれぞれ示す。図より、位相周波数特性がリニアでなく、CIR がインパルス形状から異なっていることが示される。即ち、本計測系をそのまま、チャンネルサウンダに適用することは困難である。

5.2 プリコーディングによる周波数歪補正

図 10 (a) CIR 特性

Fig. 10 (a) CIR after pre-coding

図 10 (b) 振幅周波数特性

Fig. 10 (b) Amplitude frequency response after pre-coding

図 10 (c) 位相周波数特性

Fig. 10 (c) Phase frequency response after pre-coding

図 10 に、プリコーディングを適用した場合の CIR, 振幅周波数特性, 位相周波数特性を示す。なお, プリコーディングのタップ係数 c_i は, 5.1 にて推定した CIR h_i をもとに, 3.1 の記載に従って導出する。ここで, K は 1024, σ_0 は 0.01 とする。図より, プリコーディングにて周波数歪が軽減できることが示される。なお, 参考のために, 付録 1 にプリコーディングのタップ数 K が, 周波数ノッチに与える影響を示す。

5.3 送受信電子機器間のクロック周波数誤差

実機計測の結果, 今回使用した LS-100 の送受信機間の周波数差異は約 1ppm である。ここで, 標本化速度が 96ksps であることを考慮すると, 周波数誤差に起因して, 約 10 秒に 1 回サンプルスリップが発生することになる。CIR 計測において 1/10 サンプル程度の誤差を許容すると, 許容される M 系列周期は約 10 万サンプルとなる。今回使用する M 系列周期は 16383 であるため, リサンプラを使用す

る必要が無いと考えられる。それゆえ, 本論文では, リサンプラは使用せずにチャンネルサウンダを実現する。なお, このリサンプラ処理は, 2. で述べたように PC などでもオフライン処理により実行する。

参考のために, 付録 2 に, 強制的に標本化周波数誤差を加えた場合のリサンプラの効果を示す。

6. 琵琶湖浅瀬環境での UWAC 試験結果

本論文では, UWAC 伝搬環境の中で, 比較的厳しいといわれる, 浅瀬環境にてサイクリック相関を用いた伝搬特性を計測する。図 11 に, 今回計測に用いた琵琶湖博物館駐車場の構造図を示す。図 12, 図 13, 図 14 に, 琵琶湖博物館駐車場横の浅瀬において, 送受トランスデューサ間の距離 d をそれぞれ, 1m, 5m, 20m とした場合の準静止時の伝搬路特性を示す。計測の際には, 受信側で 10kHz の HPF (high pass filter) を使用している。

図 11 計測環境のイメージ図

Fig. 11 Configuration of actual UWAC environment in Lake Biwa

図 12 (a) CIR 特性 ($d=1\text{m}$)

Fig. 12 (a) CIR in UWAC environment ($d=1\text{m}$)

図 12 (b) 振幅周波数特性 ($d=1\text{m}$)
Fig. 12 (b) Amplitude frequency response in UWAC environment ($d=1\text{m}$)

図 13 (b) 振幅周波数特性 ($d=5\text{m}$)
Fig. 13 (b) Amplitude frequency response in UWAC environment ($d=5\text{m}$)

図 12 (c) 位相周波数特性 ($d=1\text{m}$)
Fig. 12 (c) Phase frequency response in UWAC environment ($d=1\text{m}$)

図 13 (c) 位相周波数特性 ($d=5\text{m}$)
Fig. 13 (c) Phase frequency response in UWAC environment ($d=5\text{m}$)

図 13 (a) CIR 特性 ($d=5\text{m}$)
Fig. 13 (a) CIR in UWAC environment ($d=5\text{m}$)

図 14 (a) CIR 特性 ($d=20\text{m}$)
Fig. 14 (a) CIR in UWAC environment ($d=20\text{m}$)

図 14 (b) 振幅周波数特性 ($d=20\text{m}$)
Fig. 14 (b) Amplitude frequency response in UWAC environment ($d=20\text{m}$)

図 14 (c) 位相周波数特性 ($d=20\text{m}$)
Fig. 14 (c) Phase frequency response in UWAC environment ($d=20\text{m}$)

図 12, 図 13, 図 14 より, 次の結論が得られる。

- 比較的周波数特性が安定しているのは約 15kHz から約 45kHz である。
- 表 2 に距離を変化させた場合の遅延広がり と 振幅特性の揺らぎ量を示す。

表 2 実験結果

Table 2 Experimental results

項目	1 m	5m	20m
遅延広がり	約 5msec	約 10msec	約 20msec
安定した周波数帯域での振幅特性の揺らぎ	約 10dB	約 15dB	約 20dB

7. むすび

本論文では, 市販の音響電子機器を活用した水中音響通信のためのチャンネルサウンダを提案し

た。提案するチャンネルサウンダの特徴は次の 3 点である。

- 送受信音響電子機器間の周波数歪を, プリコーディングにより補償
- 送受の音響電子機器の発振器間の発振周波数誤差を, リサンブラにより補償
- 伝搬環境の時間変動に対する時間分解能を, サイクリック相関により向上

本論文では, 具体的な音響電子機器としては, LS-100 (OLYMPUS)を取り上げ, 実際にチャンネルサウンダを設計した。次に, 設計したチャンネルサウンダにより, 琵琶湖の浅瀬環境における CIR を実測し, 数十 msec の遅延広がりが存在することを確認した。

本論文は琵琶湖浅瀬環境にて, 準静止条件で性能評価を実施している。それゆえ, 本論文では, 最小時間分解能が 1 サンプルであるというサイクリック相関の利点を評価できていない。本項目に関しては, 今後移動環境にて性能評価を実施することで, その有効性を確認する予定である。

謝辞 本研究は JSPS 科研費 16K06374 の助成を受けたものです。本研究に関してご助言を頂いた, 三菱電機株式会社 情報技術総合研究所 岡崎彰浩グループマネージャに深く感謝致します。また, 本研究実施に関してご協力頂いた独立行政法人水資源機構琵琶湖開発総合管理所 湖南管理所 廣瀬正一所長並びに関係各位に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 金起煥, 合志和洋, 田所嘉昭: 超音波を利用したデータ伝送に関する検討, 信学技報, Vol. US98-18, pp. 17-24, 1998-06.
- [2] 松岡保静, 中島悠輔, 吉村健: 可聴帯域における音波情報伝送技術 -音響 OFDM-, 信学技報, Vol. EA2006-24, pp. 25-29, 2006-06.
- [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. Al-Dharrab, M. Uysal and T.M. Duman: Cooperative underwater acoustic communications, IEEE Commun. Mag., Vol., 51, pp.

- 146-153, July 2013.
- [5] 新免 真己, 青木 拓也, 海老原 格, 水谷 孝一: 携帯端末向け近距離音響通信用ソフトウェアモデム, 信学論(B), Vol.J97-B, No.7, pp.507-514, 2014-07.
- [6] 篠原 亮, 金田 豊: インパルス応答測定用疑似雑音信号における波高率低減処理, 信学論(A), Vol.J98-A, No.7, pp.450-457, 2015-07.
- [7] J.G. Proakis and M. Salehi: Digital Communications, Fifth edition New York: McGraw-Hill, 2008.
- [8] 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. 87-92, 2013-11.
- [9] T. Ichikawa, D. Aizawa, S. Ueda, S. Morita, A. Murayama and H. Kubo: A channel sounder employing commercial electronic acoustic equipments and its applications to underwater acoustic communications, Proc. Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing 2016 (NCSP'16), pp.443-446, March 2016.
- [10] A. Murayama, S. Morita, N. Yumoto and H. Kubo: Simple channel sounder for underwater acoustic communications in the presence of double selective channel environment, ISITA2016, pp.598-602, Nov. 2016.
- [11] G.D. Forney, Jr. and M.V. Eyuboglu: Combined equalization and coding using pre-coding, IEEE Commun.Mag., Vol.27, pp.25-34, Dec. 1991.
- [12] H. Kubo, S. Mochida, K. Motoyoshi, T. Mizuochi and A. Shibuya: Intersymbol interference compensation scheme in collaboration with transmit pre-coding and adaptive equalization, Proc. IEEE ISITA2006, Sept. 2006.
- [13] 富塚 浩志, 佐野 裕康, 岡崎 彰浩, 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. SAT2010-110, pp.43-48, 2011-10.
- [14] 三上 直樹: はじめて学ぶディジタル・フィルタと高速フーリエ変換, CQ 出版, 2011-09.
- [15] D.V. Sarwate and M.B. Pursley: Cross-correlation properties of pseudorandom and related sequences, Proc IEEE., Vol.68, pp.593-619, May 1980.

- [16] 羽瀨 裕真: M 系列を基に構成される系列とその通信への応用, Fundamentals Review, Vol.3, No.1, pp.32-42, July 2009.

付録 1. プリコーディングのタップ数が与える影響

図 9(b)において, 26kHz 近傍に-18.3dB の周波数ノッチが存在する。表 3 に, プリコーディングのタップ数 K を変化させた場合の, 周波数ノッチの最小値の変化を示す。ここで, K が 1 の場合がプリコーディング無に相当する。表より, K を 1020 程度に設定すると, 十分なプリコーディングの効果が得られ, 周波数ノッチをほとんど無視できることが示される。

表 3 タップ数と周波数ノッチの関係

Table 3 Relationship between the number of taps and frequency notch

タップ数 K	周波数ノッチ
1	-18.3 dB
10	-17.3 dB
1020	-0.0 dB
1024	-0.0 dB

付録 2. 周波数誤差に対するリサンブラの効果

表 4 に, 5.2 にて評価したプリコード出力に関して, 強制的に標本化周波数誤差を印加した場合の, リサンブラの効果を示す。性能評価指標としては, 標本化周波数誤差が無い場合の CIR ピークを基準として, リサンプリング処理前とリサンプリング処理後の CIR ピーク電力の損失量を採用する。表より, リサンブラにより, 周波数誤差に起因する CIR のピーク電力の損失量を軽減できることが示される。なお, リサンプリング後の損失量が-0.4dB となるのはリサンブラのインターポレーションフィルタの影響である。

表 4 周波数誤差によるピーク電力の損失量の比較

Table 4 Comparison on peak power loss due to frequency deviation

周波数誤差	リサンプリング前	リサンプリング後
0 ppm	0.0 dB	-0.4 dB
1 ppm	0.0 dB	-0.4 dB
200 ppm	0.0 dB	-0.4 dB
2000 ppm	-2.9 dB	-0.4 dB

村山 陽寛 2016 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。

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。

(2016 年 12 月 7 日受付; 2017 年 2 月 24 日再受付)

森田 宗一郎 2016 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。

相澤 大 2015 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。

上田 俊一 2015 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。

市川 貴英 2014 年立命館大学理工学部電子情報工学科卒業。2016 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