

THE IEICE TRANSACTIONS ON FUNDAMENTALS OF ELECTRONICS, COMMUNICATIONS AND COMPUTER SCIENCES (JAPANESE EDITION)

IEICE **電子情報通信学会**
A **論文誌** 基礎・境界

VOL. J98-A NO. 7

JULY 2015

本PDFの扱いは、電子情報通信学会著作権規定に従うこと。

なお、本PDFは研究教育目的（非営利）に限り、著者が第三者に直接配布することができる。著者以外からの配布は禁じられている。

基礎・境界ソサイエティ

一般社団法人 **電子情報通信学会**

THE ENGINEERING SCIENCES SOCIETY

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

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

篠原 亮[†] 金田 豊^{†a)}

Crest Factor Reduction of Pseudo Noise for Impulse Response Measurement

Ryo SHINOHARA[†] and Yutaka KANEDA^{†a)}

あらまし インパルス応答測定信号として SS (Swept Sine : 掃引正弦波) 信号及び PN (Pseudo Noise : 疑似雑音) 信号の 2 種が利用されている。このうち PN 信号は、SS 信号に比べて、波高率 (Crest Factor) が高いため、信号パワーを大きくできないという問題をもっている。これに対して従来、振幅をデジタル信号としてクリッピングし、変形したスペクトルを修正するという操作を繰り返す波高率低減処理が提案されていた。しかし、この方法ではアナログ変換時の振幅増加を考慮していないため、波高率を下げきれていないという問題があった。本報告では、この問題を解決する波高率低減手法を提案する。この手法は、デジタル信号に補間処理を行った後、クリッピングを行って波高率を低減する点を特徴としており、白色信号に対しては、従来法と比べて波高率を約 1/2 (6dB) 低減できることを確認した。

キーワード インパルス応答, 疑似雑音, 波高率, SN 比

1. ま え が き

音響インパルス応答は音響系の基本特性量であり、インパルス応答をフーリエ変換することで、音響系の周波数特性が求められる。またインパルス応答を用いて、残響時間を始めとするさまざまな室内音響特性量を計算することができる [1]。

インパルス応答測定信号の種類としては TSP (Time Stretched Pulse) [2], [3] や Log-SS (ピンク TSP) [4], [5] などの SS (Swept Sine : 掃引正弦波) 信号及び、M 系列 (Maximum Length Sequence) [6] や有色疑似雑音などの PN (Pseudo Noise : 疑似雑音) 信号が知られている。このうち PN 信号は非定常雑音に対して影響を受けにくいという、SS 信号にはない大きな特徴をもっているが [7]、波高率 (または Crest Factor) が高いため SS 信号に比べて SN 比改善効果が小さいという問題がある。

有限信号長の波高率を低減する方法は、これまで数多くの方法が提案されてきた [8]~[12]。その中でも Ouderaa らの提案した手法 [9] は任意の長さ、任意の

スペクトルの広帯域信号に対して低演算量で実行できること、及び、非線形最適化手法の中でも、初期値によらず、大域的最適解を得る確率が高いことなどの長所をもつ [10]。この方法は、信号をクリッピングし、変化した振幅スペクトルを原信号の振幅スペクトルに戻すという処理を繰り返して行うことで、波高率を低減するものである。しかし、この方法では、デジタル信号でクリッピング処理を行っているため、信号を DA 変換して利用する場合、波高率が増加するという問題がある。

本報告では、これらの問題を解決すべく、デジタル信号に補間を行って、アナログ信号に近づけた後にクリッピングを行うことでより効果的な波高率低減方法を提案する。以下、本論文ではまず **2.** で、インパルス応答測定に用いられる測定信号について説明する。次に **3.** で Ouderaa の波高率低減方法を説明し、その問題点を述べる。次に **4.** ではその問題点を解決する手法を提案し、**5.** において従来法と提案法による波高率低減効果の比較を行い、提案法の有効性を示す。最後に **6.** で結論を述べる。

2. インパルス応答測定信号

音響インパルス応答測定において、スピーカやアンプの特性上、振幅最大値が制限されている。そのため、

[†] 東京電機大学大学院工学研究科, 東京都

Graduate School of Engineering, Tokyo Denki University, 5 Senju-asahi-cho, Adachi-ku, Tokyo, 120-8551 Japan

a) E-mail: kaneda@c.dendai.ac.jp

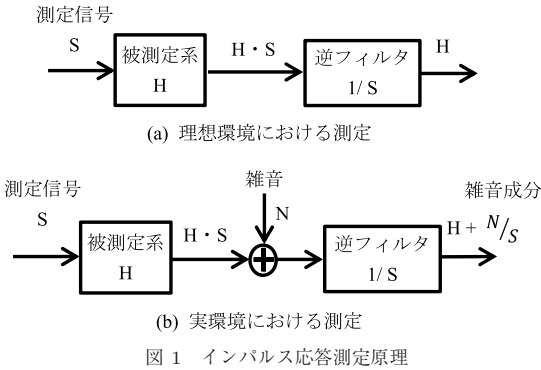


図 1 インパルス応答測定原理
Fig. 1 Measurement principle of impulse response.

インパルス信号を使った測定では、十分な SN 比で測定することが困難である。そこで、インパルス応答測定の際は、エネルギーの大きい測定信号が利用される。図 1 (a) にインパルス応答の測定原理を周波数領域で示す。測定信号のスペクトルを $S(\omega)$ と表し (図では簡単のため、変数 ω は省略した)、被測定系の周波数伝達特性を $H(\omega)$ と表すと、系の出力は $H(\omega)S(\omega)$ となる。観測された信号に対して測定信号の逆特性 $1/S(\omega)$ でフィルタリングを行うと、周波数特性 $H(\omega)$ が求められる。インパルス応答は $H(\omega)$ を逆フーリエ変換することで求められる。

しかし、実環境では、図 1 (b) に示すように周囲雑音 $N(\omega)$ が付加されて観測される。その結果、周波数特性 $H(\omega)$ には雑音成分 $N(\omega)/S(\omega)$ が加わる。式よりわかるように、この雑音成分は測定信号の振幅スペクトル $|S(\omega)|$ に依存し、 $|S(\omega)|$ が大きい周波数帯域ほど雑音低減効果大きい。例えば $|S(\omega)|$ が低域成分の強い $1/f$ スペクトルをもてば、低域の雑音抑圧効果が大きいので、低域成分の強い室内騒音に対して有効である。したがって、測定環境に存在する雑音の周波数特性に応じて適切に $|S(\omega)|$ を定めることが有効である [5], [13]。

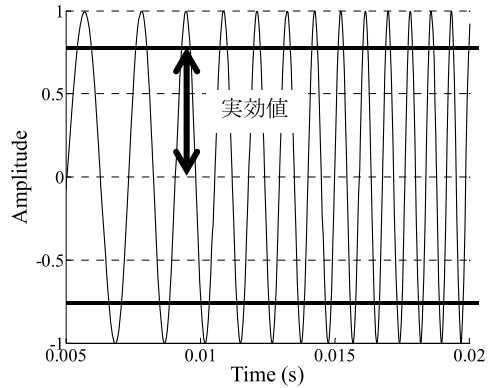
3. PN 信号の波高率の低減

3.1 波高率の定義

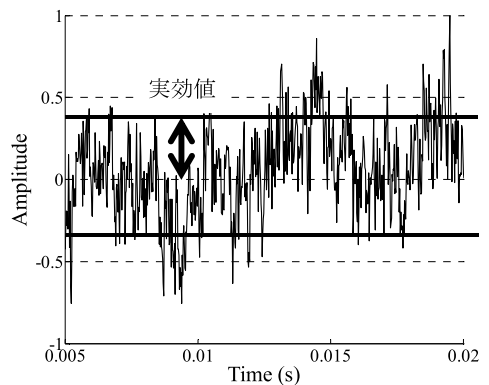
波高率は、Crest Factor または peak-to-rms (root-mean-square) などとも呼ばれ、次式で定義される。

$$\text{波高率} = \frac{\text{信号の振幅絶対値の最大値}}{\text{実効値 (信号の 2 乗平均値の平方根)}} \quad (1)$$

実用的には、多くのハードウェアやソフトウェアにおいて信号の振幅絶対値の最大値 (以下「振幅最大値」



(a) SS 信号 (波高率 1.4)



(b) PN 信号 (波高率 3.3)

図 2 振幅最大値を 1 とした信号の例
Fig. 2 (a) SS and (b) PN signals with maximum amplitude of 1.

と略称) が制限される。例えばアンプやスピーカなどでは制限以上の振幅を入力すると非線形歪が発生してしまう。また、デジタル信号ではデータ語長によって制限された振幅最大値が存在する。

ここで図 2 (a) (b) に示すように、振幅最大値を 1 とした二つの信号を考える。図 2 (a) は SS 信号の一例で、直線はその実効値を示している。この SS 信号の実効値は $1/\sqrt{2} \cong 0.7$ であり、波高率は $\sqrt{2} \cong 1.4$ である。一方、図 2 (b) は PN 信号の一例で、実効値は約 0.3 であり、波高率は $1/0.3 \cong 3.3$ である。

このように、最大値が一定値に制限された場合、波高率と実効値は反比例の関係となり、波高率の大きい信号は実効値が (したがって信号パワーが) 小さく、測定結果の SN 比が低下する。図 2 の二つの信号の場合、PN 信号は SS 信号より 6 dB 以上パワーが小さ

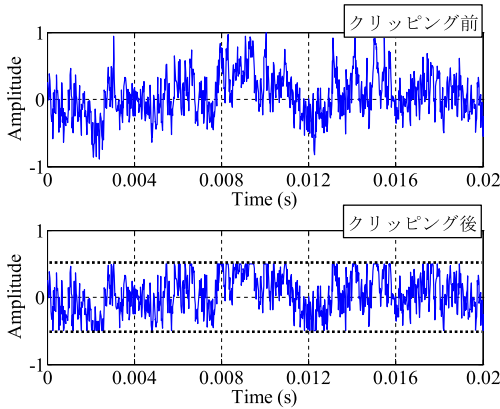


図3 クリッピングの効果を表す波形例 (しきい値 0.5)
Fig.3 Waveforms representing clipping effect.

く、測定結果のSN比も6 dB以上低下する。これがこれまでのPN信号の欠点であった。

3.2 従来の波高率低減方法

最も簡便な波高率低減方法は、信号波形に対してクリッピング(振幅絶対値があるしきい値以上の場合、しきい値と置き換える処理: 図3)を行う方法である。これはアナログ回路などで実践されている。しかし、クリッピングを行うことで振幅最大値が低減して波高率が低下する反面、高調波歪などが発生して原信号の振幅スペクトルが変形する。

この問題を解決するために Ouderaa らが提案したアルゴリズムを図4に従って説明する。原信号は有色(または白色)PN信号で、通常、DFT(Discrete Fourier Transform)周波数スペクトルとして、

$$S(k) = |S(k)| \cdot \exp(j\theta(k)) \quad (2)$$

と定義される。ただし k は離散周波数番号、 $|S(k)|$ は所望の振幅スペクトルで、位相スペクトル $\theta(k)$ は $-\pi \sim \pi$ の一様乱数として与えられる。時間信号 $s(n)$ (n : 離散時間) はこれを逆DFTすることで求められる。

この原信号に対して以下の手順で処理が行われる。

(a) 離散時間信号 $s(n)$ に対して、振幅のクリッピングを行い、振幅最大値が低減して波高率が低下した信号 $s'(n)$ を出力する。

(b) しかし、クリッピングの結果、高調波歪などが発生して原信号の振幅スペクトルが変化してしまう。そこでクリッピングした信号 $s'(n)$ をDFTする。

$$\text{DFT}\{s'(k)\} = |S'(k)| \cdot \exp(j\theta'(k)) \quad (3)$$

そしてその振幅スペクトル $|S'(k)|$ を原信号の振幅ス

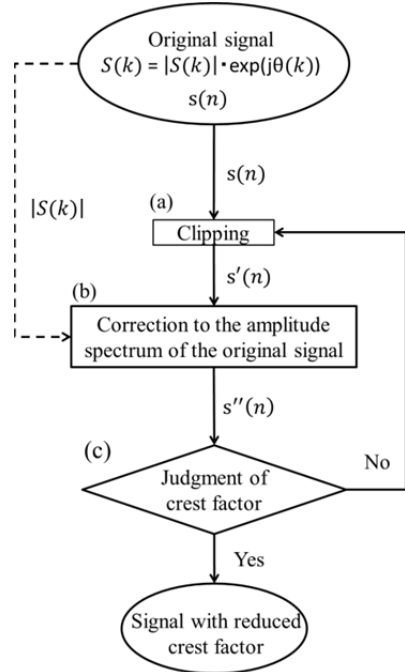


図4 Ouderaa らの波高率低減アルゴリズム [9]
Fig.4 Conventional algorithm for crest factor reduction.

ベクトル $|S(k)|$ に修正する。ただし、位相スペクトルはそのまま保存する。このスペクトルを逆DFTして時間波形に戻すことで、原信号の振幅スペクトルをもち、振幅最大値の低下した信号 $s''(n)$ が得られる。

$$s''(n) = \text{IDFT}\{|S(k)| \cdot \exp(j\theta'(k))\} \quad (4)$$

(c) 振幅スペクトルを修正すると時間波形 $s''(n)$ の振幅最大値はクリッピングレベルより増加してしまう。そこで、 $s''(n)$ の波高率を計算してアルゴリズムの収束を判定し、収束不十分であれば、再度処理 (a) (b) を行う。このクリッピングと振幅スペクトルの修正を多数回繰り返して行うことで、波高率が低く所望の振幅スペクトルをもったデジタルPN信号が得られると Ouderaa らは報告している。

3.3 従来の波高率低減方法の問題点

デジタル信号をDA変換器でアナログ信号に変換して利用する場合は一般に、振幅最大値は増大する。そしてその結果、アナログ信号における波高率はデジタル信号の波高率より増加する。このアナログ波高率をデジタルコンピューター内部で評価するためには、十分高い比率での補間(疑似アナログ化)をした後に計算する必要がある。ただし、補間は近年の $\Delta\Sigma$

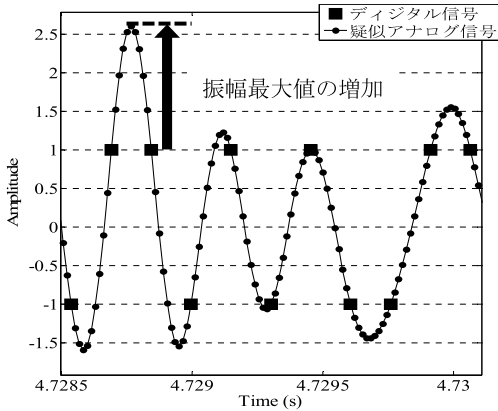


図5 補間による M 系列の振幅最大値の増加
Fig. 5 Change in maximum amplitude of Maximum Length Sequence by interpolation.

型 DA 変換器で利用されている sinc 関数とのたたみ込みを行う。

例えば、代表的測定信号である M 系列を考える。M 系列は ± 1 の値のみをとるデジタル信号であるため、振幅最大値 = 実効値となりデジタル信号として計算すると、波高率は 1 となる。このことから M 系列は最小波高率をもつ信号であると主張される場合がある [14]。しかし、デジタル信号である M 系列を補間すると振幅最大値は増加する。

図 5 は M 系列を補間した信号を示している。■ はデジタル信号としての M 系列で ± 1 の値をとる。● はこれに 10 倍補間をした信号である。図 5 において振幅最大値は補間により 2.5 倍以上増加している。このように、デジタル M 系列をアナログ信号として利用する場合には波高率は 1 より大幅に増加する。

図 6 は Ouderaa らのアルゴリズム (以下、「従来法」と呼ぶ) で得られた信号の例を示す。図 6 (a) より、デジタル信号においてはクリッピングの効果により、振幅最大値が 1 以下になっている。しかし、このデジタル信号を補間した結果 (図 6 (b)) を見ると、振幅最大値が 1.5 倍程度に増加している。

このことより、従来法を用いてクリッピングを行うと、デジタル信号においては波高率が低下したように見える。しかし、アナログ信号に変換してみると、波高率の低減が十分達成されていないことがわかる。

この問題を解決するために筆者らは、デジタル信号としてクリッピングをするのではなく、デジタル信号を補間した後に、クリッピングを行うことが有効ではないかと考えた。この考えに基づいた提案法を 4.

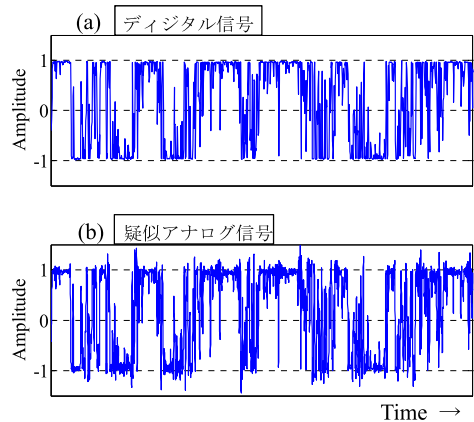


図 6 従来法で波高率を低減させたデジタル信号とそれを補間して得た疑似アナログ信号

Fig. 6 (a) Digital signal with crest factor reduced by the conventional method and (b) pseudo-analog signal derived from the signal in (a).

で説明する。

4. 提案する波高率低減方法

4.1 波高率低減アルゴリズム

Ouderaa らの手法を基本として、筆者らが提案する有色 PN 信号の波高率低減手法を図 7 に示す。図 4 に示した Ouderaa らの方法と異なる点は (a') (a'') 部の追加と (c') 部の処理である。以下、図 7 に従って説明する。

まず離散時間信号 $s(n)$ に対して、適当な倍率で補間 (a') を行い、その後クリッピング (a) する。補間し、クリッピングした信号 $s_i'(n)$ は、間引き (a'') により、元のサンプリング周波数に戻す。

信号 $\tilde{s}'(n)$ は、クリッピングにより、原信号の振幅スペクトルが変化しているため、振幅スペクトルの補正を行う (b)。そして、振幅スペクトルの補正を行った信号 $\tilde{s}''(n)$ に対する波高率の計算は、補間を行った後に行う (c')。波高率の結果から、収束を判定し、収束不十分であれば、再度処理 (a') から、同様の処理を繰り返す。

次に提案法の有効性を図 8 に示した例で説明する。図 8 (a) の ■ は原信号のデジタル信号 $s(n)$ を示す。また ○ 印はそれを補間した信号 $s_i(n)$ を示す。図のように補間することで振幅最大値が増加する。図 8 (b) の ○ 印は補間した信号 $s_i(n)$ をクリッピングした信号 $s_i'(n)$ を示す (クリッピングレベルを 1 として表示した)。次に、この信号に間引きを行って原信号のサン

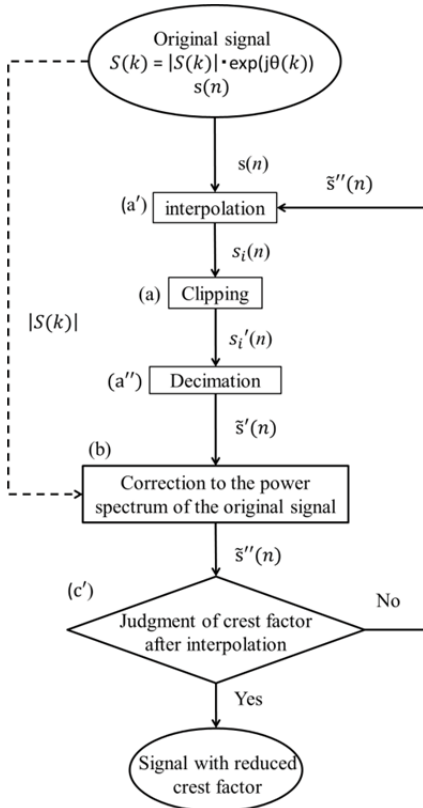


図 7 提案する波高率低減アルゴリズム

Fig. 7 Proposed algorithm for crest factor reduction.

プリング周波数に戻す。この処理の際、間引き (デシメーション) を行う前には間引き後のサンプリング周波数の 1/2 に帯域制限がなされる [15]。s'_i(n) を sinc 関数とたたみ込むことで帯域制限をした信号を図 8 (c) の○印に示す。図 8 (c) の◆印は間引きを行った結果のデジタル信号 s'(n) を表す。この信号を補間した信号は図 8 (c) の○印と同一となる。

一方、従来法のデジタルクリッピングを行った結果 s'(n) は図 8 (b) (d) の▲印となる (図 8 (a) の■印をクリッピングレベルとしたもの)。これを補間した信号は図 8 (d) の○印となり、これを図 8 (c) の提案法の補間結果と比較すると、提案法の振幅最大値の方が、約 0.2 小さい値となっている。この理由は、帯域制限により、提案法のクリッピング値 (図 8 (c) の◆印) が低下したことによる。また、図 8 (d) の信号に対しては、従来法では、これ以上クリッピングされないが、提案法では図 8 (c) の補間信号に対して更にクリッピングが繰り返され、更なる最大値の低下が行われる。

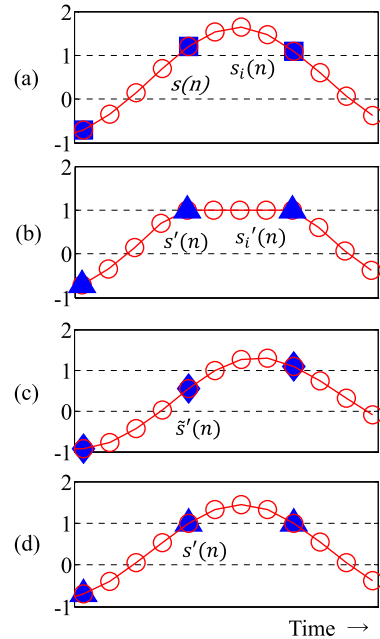


図 8 提案法と従来法のクリッピング処理効果の違い

Fig. 8 Clipping effects of the proposed and conventional methods.

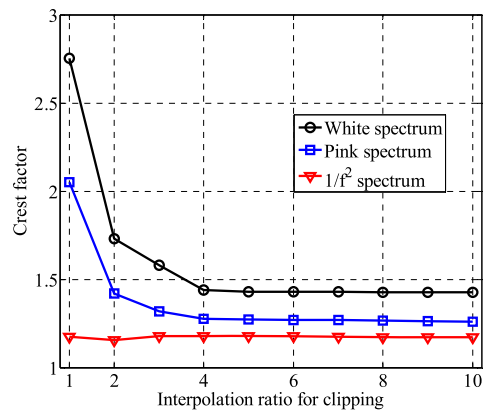


図 9 クリッピング時の補間倍率と波高率との関係

Fig. 9 Crest factor and interpolation ratio for clipping.

4.2 クリッピング時の補間倍率

今回提案するアルゴリズムの特徴は、補間してクリッピングを行う点にある。その際、クリッピング時の補間倍率が小さすぎる場合は、十分に波高率が低減できず、逆に高すぎる場合は、演算時間が大きくなるという問題がある。そこで、クリッピング時における適切な補間倍率について検討した。

図 9 は横軸をクリッピング時の補間倍率、縦軸を提

案アルゴリズムにより得られた波高率を示したものである。ただし、波高率は十分に高い補間倍率 (100 倍) で計算した。信号は平坦 (白色), $1/f$ (ピンク), $1/f^2$ の 3 種類のパワースペクトル ($|S(\omega)|^2$) をもつものを対象とした。図より、どの信号においても、補間倍率が 4 倍以上でクリッピング処理した信号では、波高率の値に大きな差がないことがわかる。補間倍率の上昇は演算時間の増大につながることを考慮すれば、クリッピング時の補間倍率は 4 倍とするのが適切と考えた。

以降、提案法のアルゴリズムを使用する場合、クリッピング時の補間倍率は 4 倍として処理を行った。

4.3 波高率計算時の補間倍率

次に、波高率を計算するための適切な補間倍率について検討した。図 10 は横軸を波高率計算時の補間倍率、縦軸は波高率を示したものである。信号は 4.2 で用いたのと同じ 3 種のスペクトルの信号である。また、波高率低減処理により、補間倍率の影響は減少するので、波高率低減処理を行っていない PN 信号を対象とした。図より、補間倍率が 4 倍以上では、計算される波高率の値に大きな差がない (0.1 以下) ことがわかる。この結果から、波高率を算出するための補間倍率は 4 倍とするのが適切と考え、以降、波高率算出の補間倍率は 4 倍として処理を行った。

なお以上 4.2, 4.3 で得られた結果は、代表的な測定信号のパワースペクトルである、白色, $1/f$, $1/f^2$ に対するものである。図 9, 10 からわかるように、必要な補間倍率は測定信号のスペクトルに依存する。より多様なスペクトルの測定信号を用いる場合の結果は、

今後の課題である。

5. 提案法の有効性の確認

5.1 従来法との比較

従来法と提案法のアルゴリズムの収束特性の比較を行った。信号長は 2^{15} とし、ピンクスペクトルをもつ有色疑似雑音を使用した。クリッピングレベルは Ouderaa らの文献より、振幅最大値の 95% と設定した。処理回数 10000 回までの従来法及び提案法の波高率の収束特性を図 11 に示す。図 11 より、従来法では波高率値が約 2.0 で収束しているが、提案法では約 1.25 に収束している。それぞれの方法での最小波高率値は、従来法が 1.94, 提案法は 1.25 となっており、0.64 倍 (4dB) の波高率の改善が得られている。

図 12 と図 13 に従来法と提案法の最小波高率時の振幅分布と波形を示した。それぞれの (a) はデジタル信号の振幅ヒストグラム, (b) はそれを補間した信号の振幅ヒストグラム, (c) は (b) の信号波形を示している。従来法においては、デジタル信号の振幅最大値 (図 12 (a)) は 1.1 であるが、これを補間した信号の振幅 (図 12 (b)) は 1.1 を超えており、その振幅最大値は 1.5 (図 12 (c)) になっていた。

このように、従来法では、補間をした場合に振幅が増加してしまい、十分に波高率が低減できていない。これに対し、提案法で処理を行った場合、デジタル信号を補間しても、図 13 (b) に示すように振幅最大値の増加は見られなかった。

この結果より、提案法を用いることで、デジタル信号からアナログ変換時の波高率の増加を防止できる

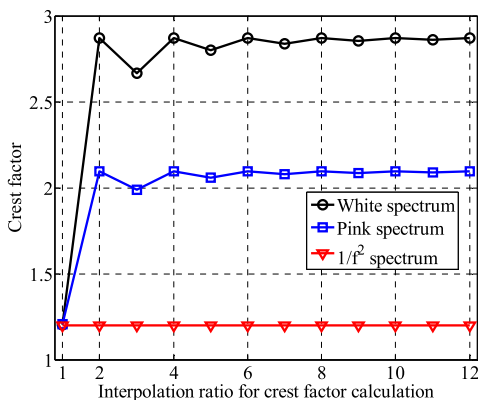


図 10 波高率計算時の補間倍率と波高率との関係
Fig. 10 Crest factor and interpolation ratio for calculation of the crest factor.

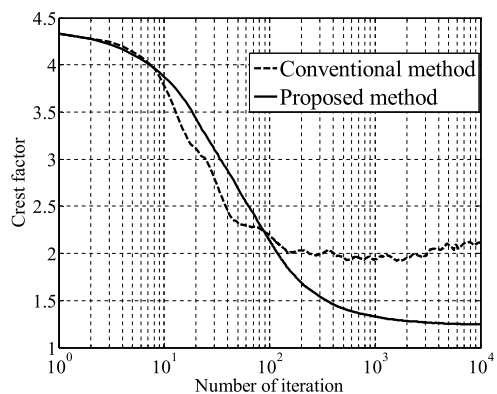


図 11 従来法と提案法での波高率の収束特性
Fig. 11 Convergence characteristics of crest factor for the conventional and proposed methods.

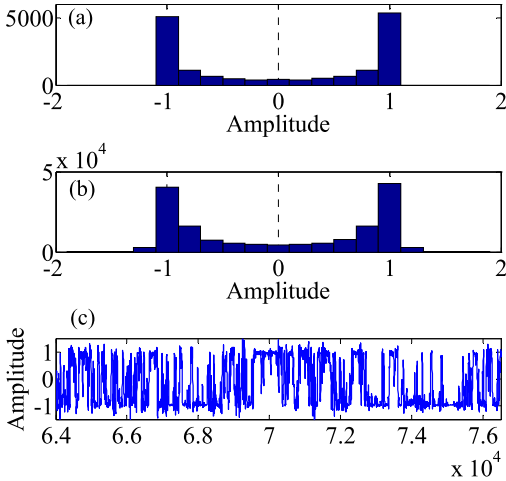


図 12 従来法による疑似アナログ化での振幅の変化
Fig. 12 Change in the amplitude of the pseudo-analog signal for the conventional method.

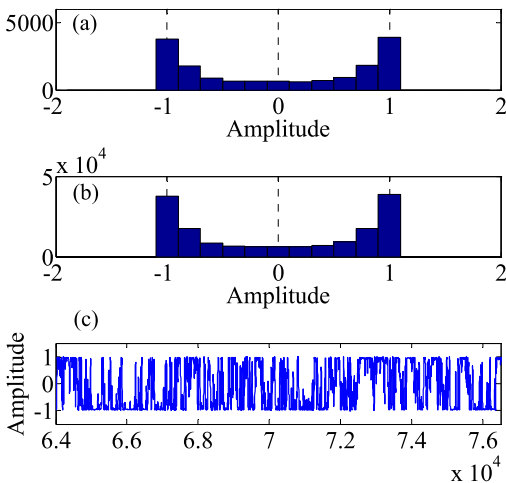


図 13 提案法による疑似アナログ化での振幅の変化
Fig. 13 Change in the amplitude of the pseudo-analog signal for the proposed method.

ことが確認された。

5.2 信号スペクトルと波高率低減効果

インパルス応答測定信号のパワースペクトルとして、4.2 で使用した 3 種のスペクトルに対して評価を行った。各スペクトルを図 14 に示した。それぞれの信号のパワースペクトル $|S(\omega)|^2$ は、1, $1/f$, $1/f^2$ に比例する。これらの振幅スペクトル $|S(\omega)|$ を、式 (2) に代入して得られた PN 信号に対して、従来法と提案法によって波高率低減を行った。

表 1 に各信号の波高率低減処理前の波高率及び従来

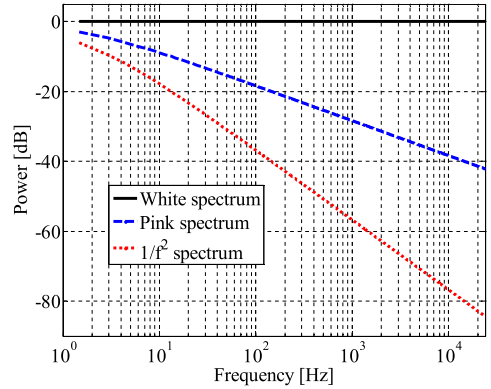


図 14 使用した雑音のスペクトル
Fig. 14 Spectra of three noises.

表 1 信号スペクトルと波高率低減効果
Table 1 Signal spectrum and reduction crest factor.

	PN 信号のパワースペクトル		
	白色	ピンク($1/f$)	$1/f^2$
処理前の波高率	5.05	4.33	3.27
従来法の波高率	2.75	1.95	1.19
提案法の波高率	1.41	1.25	1.19

法と提案法を用いた処理後の波高率の値を示した。白色信号の場合、従来法では処理前の波高率を約 1/2 に低減している。一方、提案法では、更にその約 1/2 に波高率を低減している。

次にピンク雑音に対して提案法の波高率は従来法の約 0.64 倍に低減している。しかし、 $1/f^2$ スペクトルの信号に対しては従来法と提案法はほぼ同一の結果となっている。この原因は、 $1/f^2$ スペクトルの信号は低周波成分を多く含んでいるため、補間前のデジタル信号であっても、ピーク値を含めた波形の形状が十分に表現されているからと考えられる。

また、注目すべき点として、 $1/f$, $1/f^2$ のスペクトルをもつ信号の波高率が 1.4 を下回っている。掃引正弦波の波高率は $\sqrt{2} \cong 1.41$ であることより、この PN 信号は、同一パワースペクトルをもつ SS 信号よりも低い波高率を達成していることがわかる。換言すれば、提案法で得られる有色 PN 信号は、掃引正弦波よりも高いエネルギーで出力でき、より高い SN 比の測定結果を得ることができる。

提案法は、従来法と比べて白色信号の波高率を 1/2 にできる。このことは、最大振幅値が定められている場合に信号パワーを 6 dB 大きくでき、測定結果の SN

比を 6 dB 上昇できることを意味している。また、このことは、1/4 の測定信号長で同一 SN 比の測定結果が得られることを意味しており、本提案手法は測定時間の短縮にも有効であることがわかる。

6. む す び

本論文では、代表的なインパルス応答測定信号である疑似雑音 (PN 信号) の欠点である、高い波高率を低減する方法を提案した。従来、提案されていた波高率低減方法は信号をデジタル信号としてクリッピングし、波高率を低減していた。しかし、この方法ではデジタル-アナログ信号変換による、振幅最大値が増加するという問題があった。

これに対して本論文では、デジタル信号に対して補間 (疑似アナログ化) を行った後にクリッピングを行う、という方法を提案した。また、波高率の評価を行う際にも補間を行うことを提案した。そして、最適な補間率を実験的に示した。

提案法を用いることで従来法と比べて、白色疑似雑音の波高率を約 0.5 倍、ピンク疑似雑音信号の波高率を約 0.64 倍に低減することができた。この結果は 4~6dB の SN 比向上に対応する。

文 献

- [1] 橋 秀樹, 矢野博夫, 環境騒音・建築音響の測定, 日本音響学会 (編), pp.145-160, コロナ社, 東京, 2004.
- [2] N. Aoshima, "Computer-generated pulse signal applied for sound measurement," J. Acoust. Soc. Am., vol.69, no.5, pp.1484-1488, May 1981.
- [3] Y. Suzuki, F. Asano, H.Y. Kim, and T. Sone, "An optimum computer-generated pulse signal suitable for the measurement of very long impulse responses," J. Acoust. Soc. Am., vol.97, no.2, pp.1119-1123, Feb. 1995.
- [4] 伊藤次男, "音響測定装置およびその装置," 公開特許公報, 特開平 5-118906, 1993.
- [5] 藤本卓也, "低域バンドでの SN 比改善を目的とした TSP 信号に関する検討—高調波歪の除去," 音響論集, pp.555-556, March 2000.
- [6] D.D. Rife and J. Vanderkooy, "Transfer-function measurement with maximum-length sequences," J. Audio Eng. Soc., vol.37, no.6, pp.419-444, June 1989.
- [7] 篠原 亮, 金田 豊, "インパルス応答測定のための有色疑似雑音の検討," 信学技報, EA2013-84, Nov. 2013.
- [8] M.R. Schroeder, "Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.16, no.1, pp.85-89, Jan. 1970.
- [9] E.V. Ouderaa, J. Schoukens, and J. Renneboog, "Peak factor minimization using a tim-frequency do-

main swapping algorithm," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.37, no.1, pp.145-147, March 1988.

- [10] M. Friese, "Multitone signals with low crest factor," IEEE Trans. Circuits Syst., vol.CAS-33, no.10, pp.1018-1022, Oct. 1986.
- [11] A. Potchinkov, "Low-crest-factor multitone test signals for audio testing," JAES, vol.50, no.9, pp.681-694, Sept. 2002.
- [12] T. Hayashi, "A construction of low-peak-factor pseudo white noise," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E87-A, no.12, pp.3429-3432, Dec. 2004.
- [13] 守谷直也, 金田 豊, "雑音に起因する誤差を最小化するインパルス応答測定信号," 音響誌, vol.64, no.12, pp.695-701, 2008.
- [14] T. Kite, "Measurement of audio equipment with log-swept sine chirps," presented at the 117th Convention of the Audio Engineering Society (2004 Oct.), convention paper 6269, 2004.
- [15] 池原雅章, "[知識の森] 1 群信号・システム 9 編デジタル信号処理 5 章 5-1 ダウンサンプリングとアップサンプリング," 電子情報通信学会, http://www.ieice-hbkb.org/files/01/01gun_09hen_05m.pdf, 参照 Feb. 16, 2015. (平成 26 年 10 月 28 日受付, 27 年 2 月 18 日再受付)



篠原 亮 (学生会員)

発表賞受賞。

2013 年東京電機大学工学部情報通信工学科卒業。同年、東京電機大学大学院工学研究科修士課程進学、現在に至る。音響学のインパルス応答測定信号に関する研究に従事。電子情報通信学会、日本音響学会、各会員。2013 年度秋季音響学会学生優秀



金田 豊 (正員)

1951 年生。1975 年名大・工・電気卒。1977 年同大大学院修士課程了。同年日本電信電話公社 (現 NTT) 入社。NTT 研究所において、マイクロホンアレイ信号処理、音響エコーキャンセラ、音響計測などの音響信号処理の研究に従事。2000 年より東京電機大学情報通信工学科教授。現在にいたる。工博。2001 年電子情報通信学会論文賞, 2010 年日本音響学会佐藤論文賞など受賞。電子情報通信学会, 日本音響学会, 米国音響学会, IEEE 各会員。