

インパルス応答測定のための有色疑似雑音の検討

篠原 亮[†] 金田 豊[‡]

^{† ‡} 東京電機大学大学院工学研究科 〒120-8551 東京都足立区千住旭町 5 番

E-mail: {[†] 13kmc15@ms, [‡] kaneda@c}.dendai.ac.jp

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) 信号および 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持っている. 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, デジタル信号に疑似アナログ化処理を行った後, クリッピングをおこなって波高率を低減する点を特徴としており, 原信号のスペクトルも維持している. この処理の結果, SS 信号の波高率である $\sqrt{2}$ を下回る波高率を実現した. そして, この波高率低減法を適用した MN-PN (Minimum Noise-Pseudo Noise : 雑音最小化疑似雑音) を提案した. MN-PN は, 従来信号である MN-SS (Minimum Noise-Swept Sine : 雑音最小化掃引正弦波) を上回る雑音低減効果を有すること, また, PN 信号の長所である非定常雑音に対する有効性を示すことを確認した.

キーワード インパルス応答, 疑似雑音, 波高率, 雑音最小化, SN 比

Study of colored pseudo noise for impulse response measurement

Ryo SHINOHARA[†] and Yutaka KANEDA[‡]

^{† ‡} Graduate School of Engineering, Tokyo Denki University, 5 Senju-asahi-cho, Adachi-ku, Tokyo 120-8551, Japan

E-mail: {[†] 13kmc15@ms, [‡] kaneda@c}.dendai.ac.jp

Abstract SS (swept sine) and PN (pseudo noise) signals are used for impulse response measurement. The PN signal cannot increase its power relative to the SS signal, since the crest factor of the PN signal is high. In this study, we propose a method of reducing the crest factor to solve this problem. This method involves clipping a signal after interpolation while maintaining the original amplitude spectrum. By this method, the signal crest factor is decreased to less than $\sqrt{2}$ which is the crest factor of the SS signal. Also, we propose the MN-PN (minimum noise-pseudo noise) signal with a reduced crest factor. It is confirmed that the MN-PN signal has a higher noise reduction performance than the conventional MN-SS (minimum noise-swept sine) signal. Also, the superiority of the MN-PN signal over the MN-SS signal in terms of tolerance to nonstationary noise is confirmed.

Key words impulse response, pseudo noise, crest factor, minimum noise, signal-to-noise ratio

1. はじめに

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]. さらに, 任意の入力信号とインパルス応答のたたみ込み演算によって, 音響系の出力をシミュレートすることもできる.

音響インパルス信号はエネルギーが小さいので, 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. Fig. 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, Fig. 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スペクトル $S(\omega)$ に依存する.

従来, いくつもの測定信号が提案されてきたが, それらは信号のパワースペクトルおよび信号の種類によって Table 1 のように分類できる. まず測定信号のパワースペクトルに注目すると, 白色スペクトルを持った信号として, TSP(Time Stretched Pulse)[2][3]や M 系列[4]が知られている. また, $1/f$ スペクトルを持った信号として Log-SS(ピンク TSP)[5][6]が提案されている.

以上は固定スペクトルの信号であるが、実環境の騒音の事前学習を行ってその結果を反映させた適応形測定信号としては、測定信号に含まれる定常雑音を最小化する MN-SS (Minimum Noise-Swept Sine) 信号[7]などが提案されている。低周波域に大きなエネルギーを持った室内騒音に対しては、Log-SS や MN-SS など低域に大きなエネルギーを持った有色信号は SN 比改善効果が大きい[8].

一方、信号の種類としては SS (Swept Sine : 掃引正弦波) および PN (Pseudo Noise : 疑似雑音) が知られている。これのうち PN 信号は波高率(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、および、非定常系においては雑音成分のレベルが増加する、という欠点を持っている。そのため、古くから利用されてきた M 系列を除いて、PN 信号の利用はあまりなされてこなかった[9].

しかし、反面、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 信号には無い大きな特徴を持っている。そこで筆者らは、PN 信号の持つ欠点の一つである波高率の問題の改善を試みた。そして波高率を低減した MN-PN(Minimum Noise-Pseudo Noise:雑音最小化疑似雑音)を提案し、MN-SS 信号と比較してその有効性を確認する。

2. 波高率

2.1. 波高率とその意義

波高率は、次式で定義される。

$$\text{波高率} = \frac{\text{信号の振幅絶対値の最大値}}{\text{実効値(信号の二乗平均値の平方根)}} \quad (1)$$

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振幅絶対値の最大値（以下「振幅最大値」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、デジタル信号では語長に制限された振幅最大値が存在する。

ここで Fig. 2 に示すように、振幅最大値を 1 で制限した 2 つの信号を考える。Fig. 2 (a) は SS 信号で、直線はその実効値を示している。この SS 信号の波高率は約 $\sqrt{2} \cong 1.4$ であり、従って実効値は $1/\sqrt{2} \cong 0.7$ である。一方、Fig. 2 (b) は PN 信号で、波高率は 3.3、実効値は約 0.3 である。

このことより、最大値が制限された場合、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。Fig. 2 の 2 つの信号の場合、PN 信号は SS 信号より 6dB 以上パワーが小さく、測定結果の SN 比も 6dB 以上低下する。これがこれまでの PN 信号の欠点であった。

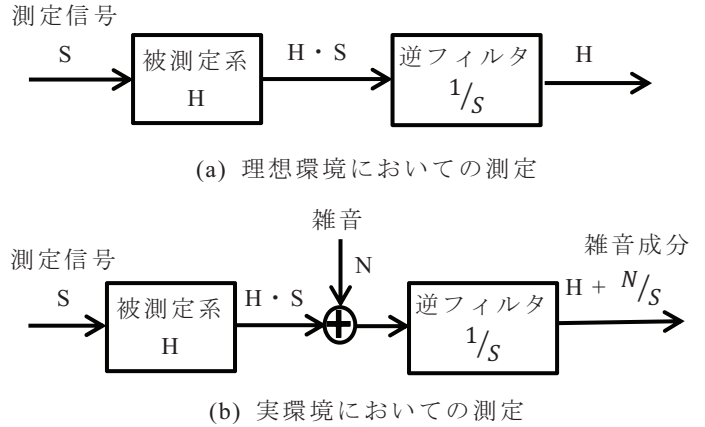
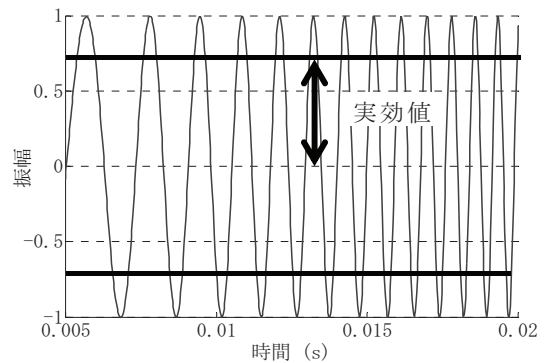


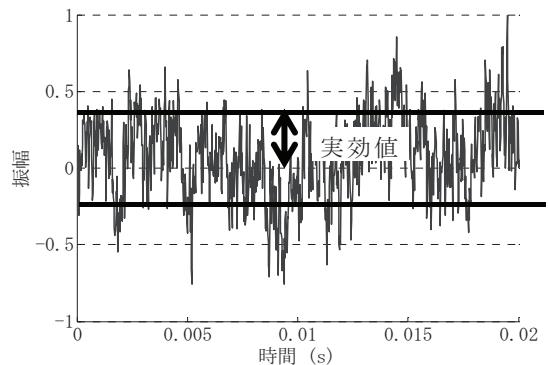
Fig. 1 インパルス応答測定原理

Table 1. 測定信号の分類

パワースペクトル		信号の種類	
		SS	PN
固定形	白色	TSP	M 系列
	有色	Log-SS (ピンク TSP)	
適応形	雑音 最小化	MN-SS	(提案法) 低波高率 MN-PN



(a) SS 信号(波高率 1.4)



(b) PN 信号(波高率 3.3)

Fig. 2 振幅最大値を制限した信号例

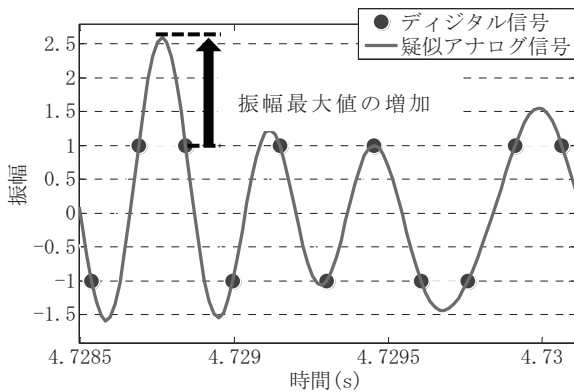


Fig. 3 補間による最大値の変化

2.2. 波高率の計算

デジタル信号をアナログ信号に変換して利用する場合、波高率は疑似アナログ化（十分高い比率での補間）をした後に計算する必要がある。

例えば、代表的測定信号である M 系列を考える。M 系列はデジタル信号としては ± 1 の値のみをとるので、デジタル信号として計算すると、振幅最大値 = 実効値となり波高率は 1 となる。このように M 系列は低波高率であると主張される場合もあるが、アナログ信号に変換すると波高率は増大するので[10]、実用的には疑似アナログ化して計算すべきと考える。

Fig. 3 は M 系列の一部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 の値をとっている。実線はこれを補間した疑似アナログ信号である。Fig. 3 において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 より大幅に増加し、その波高率を正しく把握するためには疑似アナログ化をして計算することが必要である。

3. 有色疑似雑音の波高率低減

3.1. 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(ある閾値以上の値を閾値と置き換える)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は低減して波高率が低下する反面、高調波歪の発生など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 らが提案した方法[11]が知られている。この方法ではクリッピングはデジタル信号に対して行われる。クリッピングした信号は DFT で周波数領域に変換して、クリッピングによって変形した振幅スペクトルを原信号の振幅スペクトルに修正する。その後、信号を逆 DFT により時間信号に戻して、再度クリッピングと振幅スペクトルの修正を行う。この手順を多数回繰り返して行うことで、

原信号と同一の振幅スペクトルを持ち波高率の低減した信号が得られる。

しかしこの手法では、クリッピング操作がデジタル信号に対して行われているため、アナログ信号波形に変換したときに十分な振幅最大値の低減がなされていないのではないか、という問題点が予想された。

3.2. 提案する波高率低減方法

(a) 基本的アルゴリズム

原信号は有色疑似雑音で、その周波数スペクトルは

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

と表される。ただし $|S(\omega)|$ は所望の振幅スペクトルで、位相スペクトル $\theta(\omega)$ は $-\pi \sim \pi$ の一様乱数として与えられる。時間信号 $s(t)$ はこれを逆フーリエ変換することで求められる。

Ouderaa らの手法を基本として筆者らが提案する有色疑似雑音の波高率低減手法を Fig. 4 に示す。Fig. 4 においてまず、周波数スペクトル $S(\omega)$ を逆 DFT して時間信号を得る。次にこの信号を十分に高い比率（例えば 10 倍）で補間 (up-sampling) を行った後、クリッピングを行う。クリッピングを行った結果、原信号の振幅スペクトルは変形する。そこで、信号を間引き (down-sampling) して、原信号のサンプリング周波数に戻したのち DFT を行い、得られた周波数スペクトルの振幅成分を原信号の振幅スペクトル $|S(\omega)|$ に修正する。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持ち、振幅最大値の低下した信号が得られる。

さて、アルゴリズムの当初は、振幅スペクトルを修正すると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、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、補間を行った後、再度クリッピングを行う。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持った疑似雑音が得られる。

前述したようにデジタル信号の波高率は疑似アナログ化した後に評価する必要がある。従って、波高率低減のためのクリッピング操作も疑似アナログ化(補間(up-sampling))をした波形に対して行うことが適当と考える。提案手法は、この考えに基づいて、クリッピングの前後に補間と間引きの操作を付加した点が Ouderaa らの手法との大きな相違点となっている。

(b) クリッピングレベルの設定と収束判定

提案法の処理パラメータとしてはクリッピングレベルがある。それを実効値で正規化して、CL と表した。

$$CL = \frac{\text{クリッピングレベル}}{\text{実効値}} \quad (3)$$

波高率の収束値はクリッピングレベルに依存するので、適切なクリッピングレベルの設定が重要である。Fig. 5 は、正規化クリッピングと 20000 回の繰り返し演算で達成できる波高率との関係を示したものである。ただし、信号長は 2^{10} とし、 $1/f$ スペクトルをもつ有色疑似雑音を使用した。Fig. 5 より以下のことがわかる。波高率が最小値をとる CL=1.24 以上では、CL の値と実現できる波高率とがほぼ同じ値になっている。一方、CL の位を 1.24 より小さくすると実現される波高率の値は増加する。

これより正規化クリッピング CL を少しずつ変化させることで最小波高率を実現するアルゴリズムが予想されるが、現段階では、複数の固定クリッピングレベルで提案法を動作させて最も良かった結果を採用することにした。

また、従来法と同様に複数回の繰り返し演算において波高値がほぼ変化しなくなった場合を収束したものと判定した。

3.3. 提案法の有効性の確認

(a) 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^{10} とし、 $1/f$ スペクトルをもつ有色疑似雑音を使用した。従来法の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。提案法のクリッピングレベル CL は 1.24 で行った。処理回数 5000 回までの従来法および提案法の波高率の収束特性を Fig. 6 に示す。Fig. 6 より、従来法では波高率値が約 2.0 で収束しているが、それに対し提案法では約 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 1.82、提案法は 1.27 となっており、約 3dB の波高率の改善が得られている。

(b) 波高率低減効果の確認

MN-PN 信号に対して、提案する波高率低減法を適用し、その効果を評価した。測定環境に存在する定常雑音のパワースペクトルを $P_N(\omega)$ とすると、MN-PN 信号の振幅スペクトル $|S(\omega)|$ は

$$|S(\omega)| = C \cdot \sqrt{P_N(\omega)} \quad C: \text{定数} \quad (4)$$

と与えられる[7]。

定常雑音は Fig. 7 にスペクトルを示した 4 種類の雑音（標準的な室内騒音である Hoth 雑音[12]と 3 種の環境騒音）を利用した。

各雑音のパワースペクトルを式(4)に代入し、それを式(2)に代入した MN-PN 原信号に対して、Fig. 4 のアルゴリズムによって波高率の低減を行った。

波高率低減前と後の波形例を Fig. 8 に示す。この 2 つの波形は同一振幅スペクトル、同一実効値を持った波形であるが、振幅最大値が低減していることがわかる。

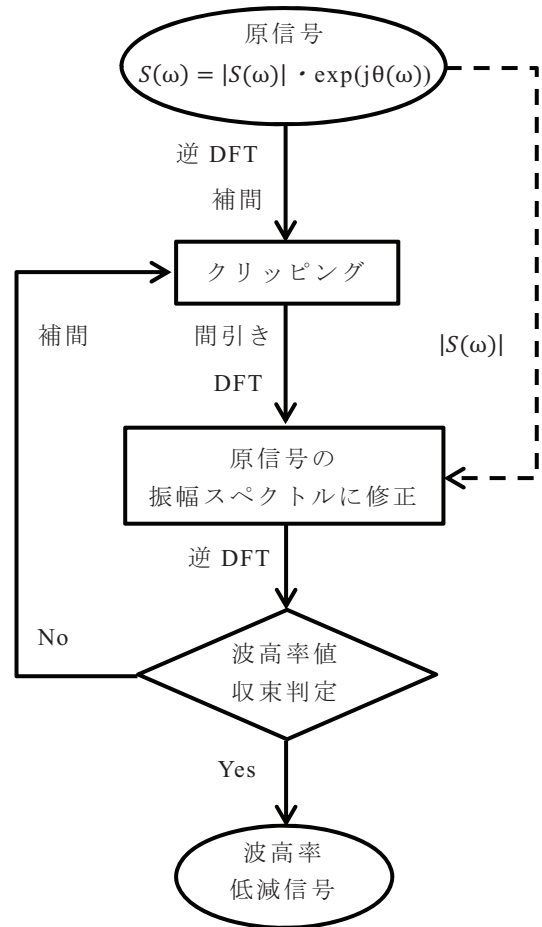


Fig. 4 有色疑似雑音の波高率低減アルゴリズム

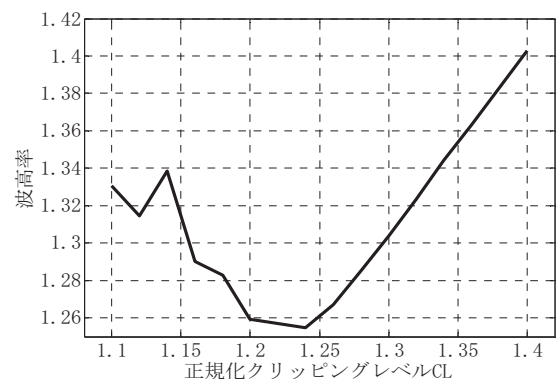


Fig. 5 クリッピングレベルと達成される波高率値との関係

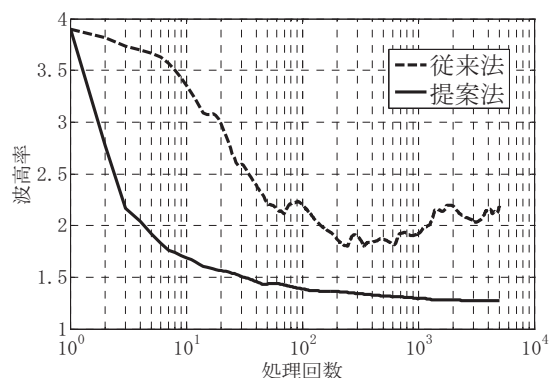


Fig. 6 従来法と提案法での波高率の収束特性

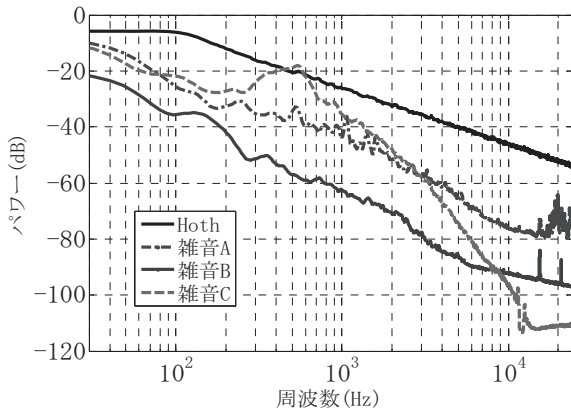


Fig. 7 使用した雑音のスペクトル

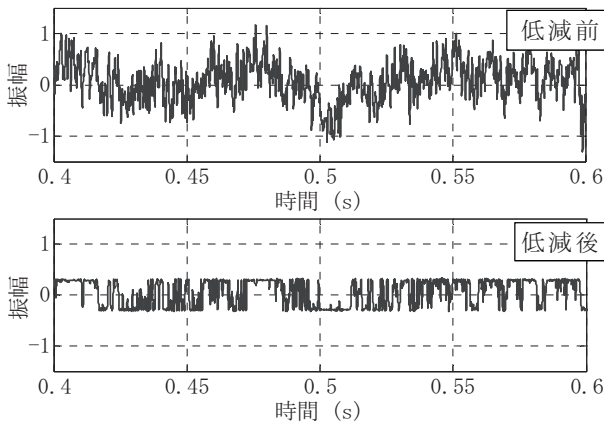


Fig. 8 波高率低減前後の MN-PN 信号波形(Hoth)

Table 2 処理前後における MN-PN 信号の波高率

	雑音スペクトル			
	Hoth	雑音 A	雑音 B	雑音 C
処理前波高率	4.21	4.48	3.61	3.31
処理後波高率	1.32	1.27	1.19	1.16
パワー上昇 (dB)	+9.5	9.4	9.5	9.1

Table 3 各測定信号による雑音低減効果

	Hoth	雑音 A	雑音 B	雑音 C
TSP	0 dB	0	0	0
Log-SS	-9.6	-19.6	-18.2	-10.8
MN-SS	-10.9	-19.7	-20.3	-15.0
MN-PN	-14.2	-22.7	-26.2	-19.5

Table 2 に処理前後における波高率の値と、振幅最大値を同じにした場合の波高率低減信号のパワー上昇値を示した。波高率低減処理後は、いずれの雑音スペクトルに対する MN-PN 信号も掃引正弦波の最小波高率である $\sqrt{2} \cong 1.41$ を下回っている。また、どの雑音スペクトルに対してもパワー上昇値は 9dB 以上であり、こ

のことは、波高率低減処理によって測定結果の SN 比が 9dB 以上上昇することを意味している。

4. インパルス応答測定シミュレーション

本章では、波高率を低減した MN-PN 信号の定常雑音に対する雑音抑圧効果、および非定常雑音に対する有効性の検証を行う。

4.1. 定常雑音に対する雑音抑圧効果

定常雑音下でのインパルス応答測定のシミュレーションを行った。雑音は Fig. 7 にスペクトルを示した 4 種類の雑音を利用した。未知系としては無響室で測定したスピーカのインパルス応答を用いた。測定信号としては、TSP, Log-SS, MN-SS の 3 つの SS 信号と波高率を低減した MN-PN 信号を用いた。各信号は振幅最大値が一致するように振幅調整し、信号実効長を等しくした。また、信号長は 2^{15} とした。

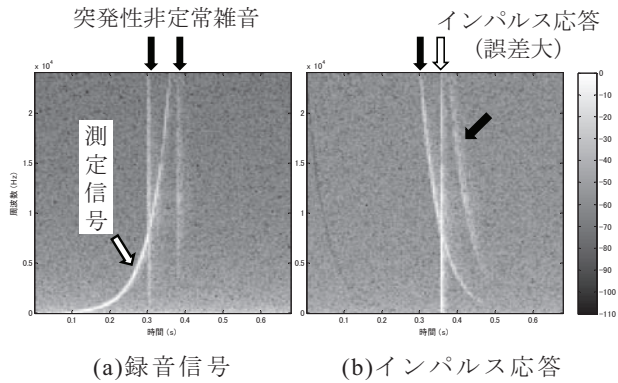
Table 3 に各測定信号を用いたインパルス応答測定結果に含まれる雑音成分のレベルを示した。数値は TSP を用いた場合の雑音成分パワーを基準として dB 値で表示した。Table 3 より、MN-PN 信号は白色信号 (TSP) と比べて 14~26dB の雑音レベルを低下させることができ、Log-SS と比べても 3~9dB 程度の雑音低減効果を得た。また、MN-SS 信号に対して約 3dB 程 SN 比が向上した。これは、MN-SS 信号の波高率が正弦波信号の値より少し大きくなっていることと、波高率低減により MN-PN の実効値が MN-SS に比べて上昇したためである。

以上の結果より、波高率を低減した MN-PN 信号の定常雑音に対する抑圧効果が確認できた。

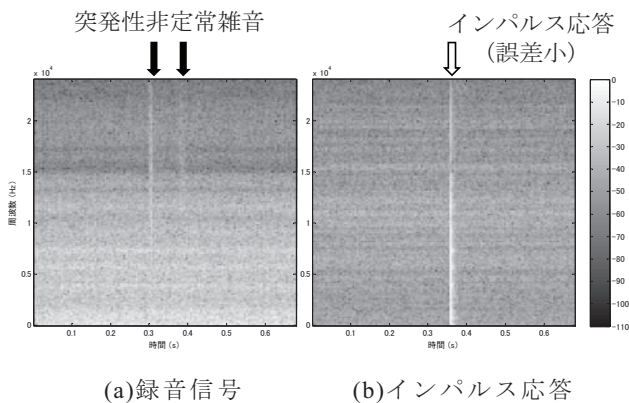
4.2. 非定常雑音に対する雑音抑圧効果

Fig. 14(a) は定常雑音が Hoth 雑音である場合の MN-SS 信号を用いて得られた録音信号のスペクトログラムを示している。図中、黒矢印部に示したように非定常な衝撃音 (拍手音) を付加した。Fig. 14 (b) は、録音信号に対して測定信号の逆フィルタをかけてインパルス応答を求めた結果のスペクトログラムを示している。図中、白矢印部がインパルス応答を示しているが、黒矢印で示した衝撃音の影響を強く受けていることがわかる。

一方、Fig. 15(a) は MN-PN を用いた場合の録音信号のスペクトログラムである。SS 信号とは異なり、測定信号成分は時間一周波数領域に広く分布している。Fig. 14 (a) と同様に黒矢印部分に衝撃音を付加した。Fig. 14(b) は逆フィルタをかけて得られたインパルス応答である。PN 信号の逆フィルタは、各周波数成分がランダムな遅延を持つという PN 信号の逆特性を付加するため、衝撃音は時間一周波数領域に広く分散されている。



(a)録音信号 (b)インパルス応答
Fig. 14 MN-SS 信号による録音信号及びインパルス応答



(a)録音信号 (b)インパルス応答
Fig. 15 MN-PN 信号による録音信号及びインパルス応答

Fig. 14 より MN-SS 信号の測定結果では、非定常雑音は特定の周波数に大きな影響を与えているのに対し、MN-PN 信号では定常雑音と同様の影響となり、その影響が小さいことがわかる。このように、非定常雑音に対する MN-PN 信号の有効性が確認できた。

5. むすび

本報告ではまず、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。この方法はデジタル信号を補間して疑似アナログ化した後にクリッピングを行って信号振幅の低減を行うことを特徴としている。この方法を用いることで従来知られている波高率の低減方法に比べ、約 3dB の波高率の改善が得られた。

次に、波高率低減法を適用した雑音最小化疑似雑音(MN-PN)の雑音低減効果及び非定常雑音に対する有効性を検証した。結果として MN-PN は代表的なインパルス応答測定信号である TSP よりも、大幅な雑音低減効果があり、雑音最小化掃引正弦波(MN-SS)よりも約 3dB 程 SN 比が向上した。また非定常雑音では、PN 信号の特性から、時間一周波数領域に広く分散されるため、誤差の少ないインパルス応答が得られることを示した。

文 献

- [1] 橋秀樹, 矢野博夫, 環境騒音・建築音響の測定, pp. 145-160, コロナ社 (2004).
- [2] N. Aoshima, "Computer-generated pulse signal applied for sound measurement," J. Acoust. Soc. Am., vol. 69, no. 5, 1484-1488 (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. 97, 2, 1119-1123 (1995).
- [4] 金田 豊, "M 系列を用いたインパルス応答測定における誤差の実験的検討", 音学誌, 52, 10, 752-759 (1996).
- [5] 伊藤次男, "音響測定装置およびその装置," 特開平 5-118906, (1993).
- [6] 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—," 音講論春 555-556 (2000) .
- [7] 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," 音学誌, 64, 12, 695-701 (2008).
- [8] 中重亮太, 金田豊, "各種インパルス応答測定信号の雑音低減効果について," 音講論集, pp.821-822 (2013.3).
- [9] 岡崎雅嗣, 守谷直也, "測定対象の非線形歪と有色重畳雑音との両方の影響を考慮した伝達関数測定," 信学技法, pp.161-166 (2011.5).
- [10] P. Guidorzi and M. Garai, "Impulse responses measured with MLS or Swept-sine signals: a comparison between the two methods applied to noise barriers measurements," presented at the 134th Convention of the Audio Engineering Society (2013 May), paper 8914.
- [11] E. V. Ouderaa, et. al. , "Peak Factor Minimization Using a Tim-Frequency Domain Swapping Algorithm" IEEE Trans. Instrum. Meas. 37, 1, 144-147, 1988.
- [12] IEEE P269/D9, pp. 80-82, Jan. 2002.