

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*

守谷直也*^{1,†} 金田 豊*¹

【要旨】 インパルス応答測定において、定常な環境雑音に起因する誤差を最小化する測定信号について報告した。本論文ではまず、あらかじめ測定した雑音のスペクトルに対して、測定誤差を最小とするような最適な信号スペクトルを求めた。その結果、最適信号のエネルギースペクトルは雑音のエネルギースペクトルの平方根に比例することを示した。次に、そのようなスペクトルを持つスイープ正弦波の具体的な合成方法を示した。最後にシミュレーションにより、従来法である TSP 信号及び Log-SS 信号（ピンク TSP）信号と性能比較を行い、500~1,000 Hz の帯域雑音に対し、約 7 dB の改善効果が見られ、提案手法の有効性が確認できた。

キーワード インパルス応答, 測定誤差, スイープ正弦波, TSP
Impulse response, Measurement-error, Swept-Sine, TSP

1. はじめに

音響測定においてインパルス応答測定は重要な役割を担っている。測定したインパルス応答から音響系の周波数伝達特性や、残響時間、IACC など、様々な室内音響の特性量を導くことができる [1]。また、インパルス応答を音源信号と畳み込むことで、種々の音響シミュレーションが実現できる [2]。

音響系のインパルス応答測定における品質劣化の主な要因は、被測定系の「時変性」、スピーカなどで発生する「非線形性」、及び系に存在する「雑音」が考えられる。時変性は、大きな室内を測定する場合などに発生する測定中の媒質の温度変化、空調機等による大気動きなどの影響で発生すると指摘されている [3]。また、非線形性は、スピーカから大音量を発生した場合などに問題となる。藤本、Farina らは、対数の掃引特性を持つ正弦波スイープ信号（藤本は Pink-TSP と名づけたが、本稿では Log-Swept Sine とし、Log-SS と略する）を用いて、非線形誤差の一つである高調波歪が除去できることを示した [4-6]。

一方、雑音（騒音）は最も基本的で普遍的な誤差要因であるため、これまでも様々な対策が検討されてきた。代表的な方法としては、TSP 信号（線形の掃引特性を持つ正弦波スイープ信号）[7] や M 系列 [8] など

のように測定信号の時間長を伸ばすことで信号エネルギーを増加して SN 比を改善する [9] 方法や、複数の測定結果を平均して誤差を低減する同期加算法 [10] などが主な対策法であった。

これに対して近年、雑音の周波数成分を考慮した手法の検討が進められている。藤本らが提案した Log-SS 信号は、低域のエネルギーが大きいので、低周波成分の大きい雑音に対して SN 比の改善効果が報告されている [4, 11]。また、森勢らは TSP 信号と Log-SS 信号を合成し、全帯域にわたって SN 比が良いとした Warped TSP と呼ぶ信号を合成した [12]。しかし、これらの手法は、低周波雑音に対する有効性は報告されているが、雑音に対する最適性が保障されていない点が問題であり、その効果も低周波雑音に限られていた。

本論文では、この問題点を改善し、任意の雑音に対して測定誤差を最小とする最適な測定信号の検討を行ったので以下に報告する。

2. 最適な測定信号のスペクトル

2.1 インパルス応答の測定原理と雑音に起因する測定誤差

図-1(a) にインパルス応答の測定原理を周波数領域で示した。未知の伝達関数 $H(\omega)$ を持つ線形系に、周波数スペクトル $S(\omega)$ を持つ信号を入力する（図では簡単化のため ω は省略した）。観測される系の出力は $H(\omega)S(\omega)$ となる。この出力を $1/S(\omega)$ の特性を持つ逆フィルタに通すことで、系の伝達関数 $H(\omega)$ が求められ、インパルス応答は、この $H(\omega)$ を逆フーリエ変換すれば得られる。

一方、図-1(b) は、系の出力 $H(\omega)S(\omega)$ に雑音（周囲騒音や電氣的雑音など） $N_0(\omega)$ が加わって観測され

* Optimum signal for impulse response measurement that minimizes error caused by ambient noise, by Naoya Moriya and Yutaka Kaneda.

*¹ 東京電機大学工学部情報通信工学科

† 現在、ヤマハ(株)

(問合先: 金田 豊 〒101-8457 東京都千代田区神田錦町 2-2 東京電機大学工学部情報通信工学科 e-mail: kaneda@c.dendai.ac.jp)

(2007年10月9日受付, 2008年7月1日採録決定)

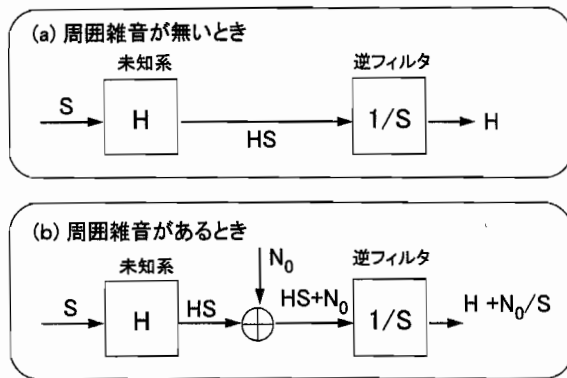


図-1 インパルス応答の測定原理

る場合を示した。ただし、雑音は定常雑音であるとする。このとき、図-1(a)と同様に、観測結果を逆フィルタに通すと、得られる結果は、 $H(\omega) + N_0(\omega)/S(\omega)$ となる。よって、雑音 $N_0(\omega)$ は $1/S(\omega)$ 倍されて測定誤差となる。

このとき、測定誤差 $N_0(\omega)/S(\omega)$ の有限区間におけるエネルギースペクトル $E_N(\omega)$ は、次式のように表される。

$$E_N(\omega) = E \left[\left| \frac{N_0(\omega)}{S(\omega)} \right|^2 \right] = \frac{E [|N_0(\omega)|^2]}{|S(\omega)|^2} = \frac{E_{N_0}(\omega)}{E_S(\omega)} \quad (1)$$

$E[\cdot]$: 期待値

$E_{N_0}(\omega)$: 雑音 $N_0(\omega)$ のエネルギースペクトル

$E_S(\omega)$: 測定記号 $S(\omega)$ のエネルギースペクトル

これより、TSP 信号や M 系列のように、測定信号のスペクトルが白色である場合 ($E_S(\omega) = 1$) には、測定誤差のエネルギースペクトル $E_N(\omega)$ は元の雑音のエネルギースペクトル $E_{N_0}(\omega)$ と等しくなる。一方、測定信号のエネルギースペクトルを、 $E_S(\omega) = E_{N_0}(\omega)$ と定めれば、測定誤差を白色化することができる。更に、測定結果における全周波数帯域で SN 比を一定にしたい場合には、 $E_S(\omega) = E_{N_0}(\omega)/|H(\omega)|^2$ とすれば、誤差のエネルギースペクトルは $E_{N_0}(\omega)/E_S(\omega) = |H(\omega)|^2$ となって、伝達関数のエネルギー $|H(\omega)|^2$ との SN 比を全周波数にわたって一定とすることができる。

このように、雑音のエネルギースペクトル $E_{N_0}(\omega)$ を事前に測定し、それを踏まえて測定信号のエネルギースペクトル $E_S(\omega)$ を適切に設定することで、測定結果に含まれる誤差特性を制御することができる。以下本論文では、測定誤差のエネルギーを最小とするという意味で最適な測定信号を求める。なお、本論文では、系の非線形に起因する誤差は雑音による誤差と比べて

十分に小さく、無視できるものと仮定する。

2.2 最適信号のスペクトル

前節に示したように、雑音が存在する場合の測定結果は、

$$H(\omega) + N_0(\omega)/S(\omega) \quad (2)$$

となる。式 (2) の第 2 項が雑音に起因する誤差であり、その特性は入力信号のスペクトル $S(\omega)$ に依存する。一方、第 1 項が表す線形系の伝達特性は $S(\omega)$ の形には依存しない。よって、第 2 項のみに注目して、これを最小化する測定信号を求めればよい。

最も直接的な解は $S(\omega)$ を大きくすることである。しかし、 $S(\omega)$ を過剰に大きくすると測定系の非線形を引き起こし、大きな誤差が発生する。そこで、本論文では、測定信号のエネルギーは一定にするという条件を設け、その条件下で最適な信号スペクトルを求めることにする。この条件は、スイープ正弦波であれば、スイープ信号の振幅とスイープ時間長を一定とする、という条件に相当する。

ここで、信号や雑音は離散信号とし、スペクトルも N 点の離散スペクトル $S(k) (k = 1, 2, \dots, N)$ と表されるものとする。ただし、 k は離散周波数であり、 N は DFT 長を表す。このとき、測定信号の持つ全エネルギー E_{St} は、測定信号のエネルギースペクトル $E_S(k)$ の周波数総和として、次式で表される。

$$E_{St} = \sum_{k=1}^N E_S(k) \quad (3)$$

また、先ほどの信号エネルギーが一定、という条件は、 C_S を定数として、

$$E_{St} = C_S \quad (4)$$

と表される。

次に測定誤差 $N_0(k)/S(k)$ の全エネルギー E_{Nt} は、各周波数における測定誤差のエネルギースペクトルの総和として、

$$E_{Nt} = \sum_{k=1}^N E \left[\left| \frac{N_0(k)}{S(k)} \right|^2 \right] = \sum_{k=1}^N \frac{E [|N_0(k)|^2]}{|S(k)|^2} = \sum_{k=1}^N \frac{E_{N_0}(k)}{E_S(k)} \quad (5)$$

と表される。以上より、式 (4) の拘束条件下で、式 (5) で表される E_{Nt} を最小化する測定信号のエネルギースペクトル $E_S(k)$ を求めることが問題となる。

この問題の解は、ラグランジュの未定定数法を用いて、次式

$$\frac{\partial}{\partial E_S(k)} (E_{Nt} + \lambda(E_{St} - C_S)) = 0 \quad (6)$$

ただし、 λ : ラグランジュ定数

を $E_S(k)$ について解くことにより、次式のように求められる (導出は付録に示す)。

$$E_{Sopt}(k) = \frac{C_S \sqrt{E_{N0}(k)}}{\sqrt{E_{N0}(1)} + \sqrt{E_{N0}(2)} + \dots + \sqrt{E_{N0}(N)}} \quad (7)$$

これが最適信号のエネルギースペクトル $E_{Sopt}(k)$ となる。

2.3 定性的解釈と従来法の位置づけ

式 (7) の分母は周波数 k に依存しない定数なので、最適信号のエネルギースペクトル $E_{Sopt}(k)$ は雑音のエネルギースペクトル $E_{N0}(k)$ の平方根に比例することが分かる。図-1 の逆フィルタ $1/S(\omega)$ は、雑音 $N_0(\omega)$ が大きなエネルギーを持つ周波数帯域においては、小さなゲインを持つこと、すなわち、その帯域における $S(\omega)$ を大きな値とすることで測定誤差の低減が期待される。式 (7) の結果はこの直観に対応するものである。

また、この最適特性から従来法を考えてみると、全周波数のエネルギーが等しい TSP 信号は、白色雑音に対して最適な信号と位置づけられる。一方、エネルギーが周波数に反比例する Log-SS 信号は、エネルギーが周波数の 2 乗に反比例する雑音に対して最適な信号になっている ($1/f$ のエネルギーを持つ測定信号は、 $1/f$ のエネルギーを持つ雑音に対して誤差を白色化するが、誤差を最小にはしない)。

2.4 雑音スペクトルの推定

本手法は、雑音のスペクトルに基づいて最適信号を算出するので、あらかじめ雑音のスペクトルを推定しておく必要がある。スペクトル推定の方法としては、相関法やピリオドグラム法をはじめとした様々な方法が知られている [13-15]。どのようなスペクトル推定方法が本測定手法に適しているかを検討することは重要であるが、多様な想定雑音と多種の推定方法に対する検討が必要であるため、その検討は今後の課題としたい。

現段階での仮説ではあるが、雑音のエネルギーが大きな周波数成分に対しては、スペクトルの細かい凹凸は SN 比におよぼす影響が小さいので、周波数分解能は犠牲にしてもおおまかな形状把握の精度をあげることが重要と考えられる。また、エネルギーの小さな周波数成分に対しては、小さく推定しすぎると SN 比が劣化することが予想される。よって、ある程度の帯域

幅を持った雑音に対しては、自己相関関数を比較的短い窓長で切り出して DFT するなどの方法で、おおまかなスペクトル形状を精度よく推定すればよいと考えられる。

3. 最適スペクトルを持つスイープ信号

最適なエネルギースペクトル $E_{Sopt}(k)$ を持つ信号は幾つかの種類が考えられるが、ここでは、図-2 に示すような全信号長が N 、実効的信号長が J 、一定振幅が a である正弦波スイープ信号の合成方法を示す。なお、振幅が a で持続時間が J の正弦波のエネルギーは $a^2 J/2$ で、これを DFT した周波数領域では N 倍されるので、信号のエネルギー C_S は、

$$C_S = \frac{a^2 J N}{2} \quad (8)$$

と表される。ただし、DFT の定義として、正・逆変換ともに \sqrt{N} で割った対称性を持つ式 ([13] p.95) を採用する場合は、DFT した周波数領域でもエネルギーは等しくなるので、式 (8) の N は不要となる。

3.1 最適信号の位相特性・振幅特性

一定振幅を持つ正弦波スイープ信号において、位相特性を角周波数で微分すれば群遅延特性が得られる [16]。また、群遅延特性を周波数微分すれば、エネルギースペクトルが得られる [17]。一方その逆に、エネルギースペクトルを積分すれば群遅延特性が得られ、群遅延特性を積分すれば位相特性が得られる。このように、「エネルギースペクトル・群遅延・位相」は、それぞれが周波数に関して微分積分の関係を持つ。

群遅延特性 $D(k)$ は、エネルギースペクトルの積分となるので、離散系では総和をとって、

$$D(k) = C_1 \sum_{i=1}^k E_{Sopt}(i) \quad (9)$$

$$k = 1, 2, \dots, N/2 + 1$$

C_1 : 定数

と表される。実質的信号長を J とするためには、上限周波数に対応する $k = N/2 + 1$ で群遅延を J とする

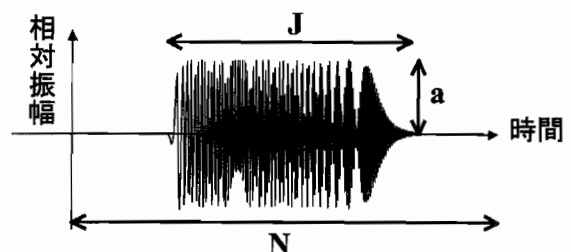


図-2 合成するスイープ正弦波のパラメータ

必要がある。すなわち、

$$D(N/2+1) = C_1 \sum_{i=1}^{N/2+1} E_{Sopt}(i) = J \quad (10)$$

$E_{Sopt}(k)$ は $N/2+1$ を中心に対称であること、及び式 (3)(4) より、

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N/2+1} E_{Sopt}(i) &\approx \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N E_{Sopt}(i) \\ &= \frac{E_{St}}{2} = \frac{C_S}{2} \end{aligned} \quad (11)$$

これを式 (10) に代入して、 C_1 について解けば、式 (9) の定数 C_1 は、

$$C_1 = \frac{2J}{C_S} \quad (12)$$

とすればよいことが分かる。

最適信号の位相特性を $\phi(k)$ とおくと、群遅延特性 $D(k)$ とは、

$$D(k) = \frac{\partial}{\partial \Omega} \phi(k) = \frac{N}{2\pi} \frac{\partial}{\partial k} \phi(k) \quad (13)$$

$(\Omega = 2\pi k/N)$

と関係付けられる。これより、 $\phi(k)$ は $D(k)$ の積分となるので、離散系では総和をとって、

$$\phi(k) = \frac{2\pi}{N} \sum_{i=1}^k D(i) \quad (14)$$

と求める。ただし、ナイキスト周波数 ($k = N/2+1$) における位相の連続性を確保するために、 $\phi(N/2+1)$ が π の整数倍になるように設定することが望ましい。そのためには、補正項を

$$C_S = \frac{\text{round} \left[\frac{2}{N} \sum_{i=1}^{N/2+1} D(i) \right] \times \pi}{\frac{2\pi}{N} \sum_{i=1}^{N/2+1} D(i)} \quad (15)$$

$\text{round}[\cdot]$: 四捨五入

と定めて、

$$\phi(k) = C_2 \frac{2\pi}{N} \sum_{i=1}^k D(i) \quad (16)$$

とすればよい。

最適信号の振幅特性 $A(k)$ は、エネルギースペクトル $E_{Sopt}(k)$ の平方根、

$$A(k) = \sqrt{E_{Sopt}(k)} \quad (17)$$

と定める。

3.2 最適信号の合成

以上計算された式 (16)(17) の位相特性 $\phi(k)$ 、振幅特性 $A(k)$ を用いて、最適なスイープ信号のスペクトル $SS_{opt}(k)$ は、

$$SS_{opt}(k) = \begin{cases} A(k) \cdot \exp[-j\phi(k)] & (k=1, 2, \dots, N/2+1) \\ SS_{opt}(N-k+2)^* & (k=N/2+2, \dots, N) \end{cases} \quad (18)$$

*: 複素共役

と表され、時間信号はこれを逆 DFT することによって得られる。また、逆フィルタの特性 $ISS_{opt}(k)$ は、式 (18) の逆数を取ることで得られる。

$$ISS_{opt}(k) = \frac{1}{SS_{opt}(k)} \quad (19)$$

なお、逆関数を DFT 領域で実行するためには、測定信号と系のインパルス応答を円状畳み込みとする必要がある。そのために、測定信号は 2 周期発生させて、応答の 2 周期目を切り出したものを DFT して、式 (19) の逆フィルタ特性を乗算する [18]。

4. 測定誤差低減効果の検証

前章で提案した最適信号の有効性を確認するためシミュレーションによる実験を行った。

4.1 シミュレーション条件

図-1(b) に示した測定系をシミュレートした。未知系のインパルス応答 h 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、提案法である最適スイープ正弦波信号 Opt-SS、及び比較対象として、白色のスペクトルを持つ TSP 信号、 $1/f$ のエネルギースペクトルを持つ Log-SS 信号を用いた。系の出力には、図-3 に示すように 500~1,000 Hz 付近に大きなエネルギーを持つ帯域雑音を加算した。雑音は白色雑音を 32 タップの FIR 帯域通過フィルタに通して合成した。標本化周波数は 12 kHz、信号長 N は 16,384 (約 1.4 秒) とした。

4.2 最適信号の合成

雑音を事前に観測して、そのエネルギースペクトル $E_{N0}(k)$ を推定した。具体的には、 N 点の雑音の自己相関関数を求め、 $t=0$ を中心とした前後 80 点 (± 6.7 ms) を Hamming 窓で切り出し、それに零を付加して N 点のデータとした後、DFT を行って、 N 点のエネルギースペクトル推定値 $E_{N0}(k)$ を得た。推定したスペクトルは図-3 の原信号のスペクトルとほぼ重なる結果であった。

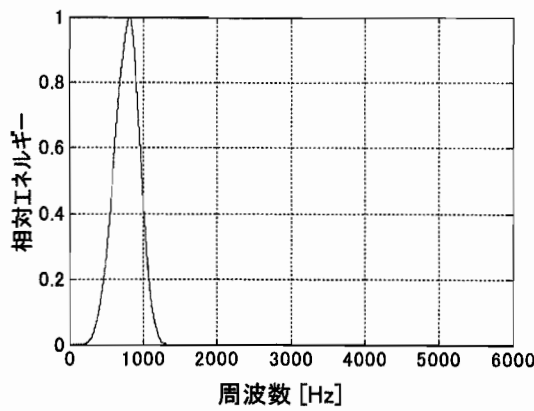


図-3 雑音のエネルギースペクトル $E_{N_0}(k)$ (最大値で正規化)

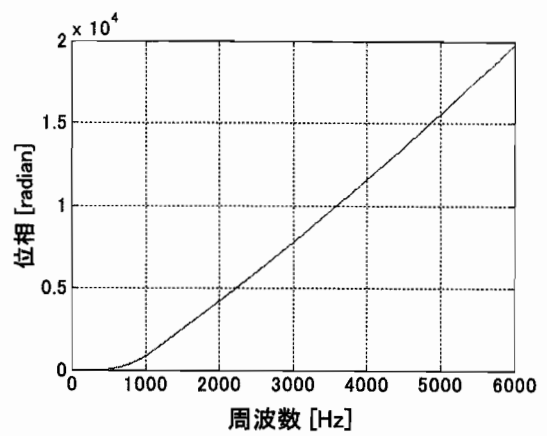


図-6 最適信号の位相特性 $\phi(k)$

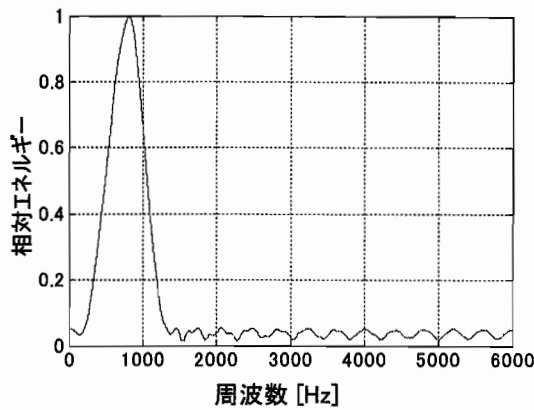


図-4 最適信号のエネルギースペクトル $E_{S_{opt}}(k)$ (最大値で正規化)

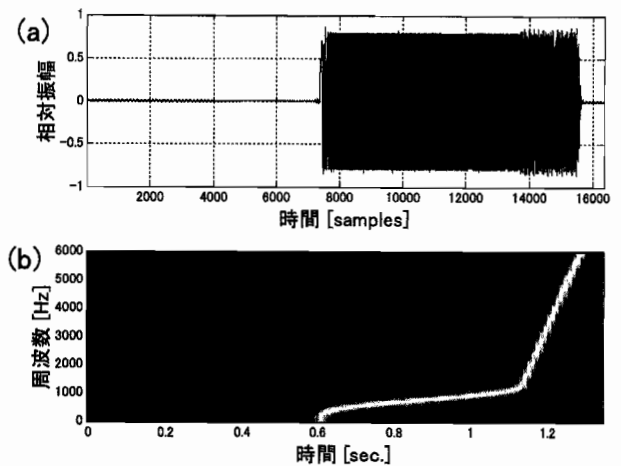


図-7 最適スイープ信号の (a) 波形, (b) スペクトログラム

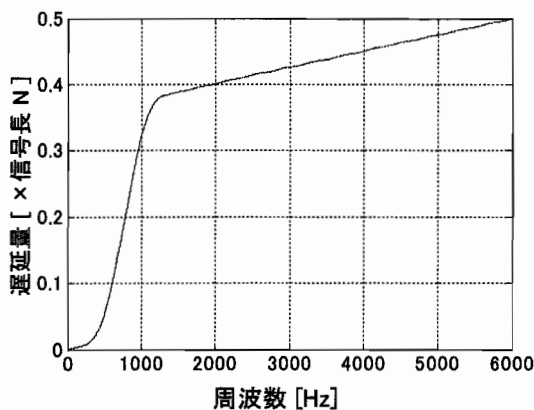


図-5 最適信号の群遅延特性 $D(k)$ (信号の実効長 $J = N/2$, N : 全長)

次に、これを式 (7) に代入して最適信号のエネルギースペクトル $E_{S_{opt}}(k)$ を得た (図-4)。ただし、 $J = N/2$, $a = 0.8$ とし、 C_S は式 (8) とした。このスペクトルは図-3 のスペクトルの平方根の形となっており、1,500 Hz 以上で小さな成分が見えてきている。次に、式 (9) を用いてスペクトル $E_{S_{opt}}(k)$ から群遅延特性 $D(k)$ を求めた (図-5)。更に式 (16) を適用し最適信号の位相特性 $\phi(k)$ を求めた (図-6)。最後に、 $E_{S_{opt}}(k)$ を式 (17) に代入して振幅特性 $A(k)$ を求め、これらを式 (18) に

代入し、逆 DFT することで最適スイープ正弦波信号 $Opt-SS$ を得た。図-7(a) に合成された最適信号の波形を、図-7(b) にそのスペクトログラムを示す。スペクトログラムから分かるように、500~1,000 Hz 付近の掃引時間が長くなっている。

図-8, 9 に比較対象として用いた TSP 信号及び Log-SS 信号の波形とスペクトログラムをそれぞれ示す。これら三つの信号のエネルギーは等しくなるように各パラメータを調節した。

4.3 シミュレーション結果

TSP 法及び提案法 (Opt-SS 法) から得られた測定結果のインパルス応答波形を図-10 に示す (ただし、誤差を見易くするために、振幅を拡大している)。これより、提案法の測定結果は、誤差が低減していることが分かる。

次に各手法の測定結果に含まれる誤差の平均周波数スペクトルを図-11 に示す。破線が TSP 法、細線が Log-SS 法、実線が提案法による各誤差のスペクトルを表している。TSP 法では、測定信号のスペクトルが白色 $|S(k)| = 1$ なので、元の雑音スペクトルの形状がそのまま誤差スペクトルの形となっている。また、

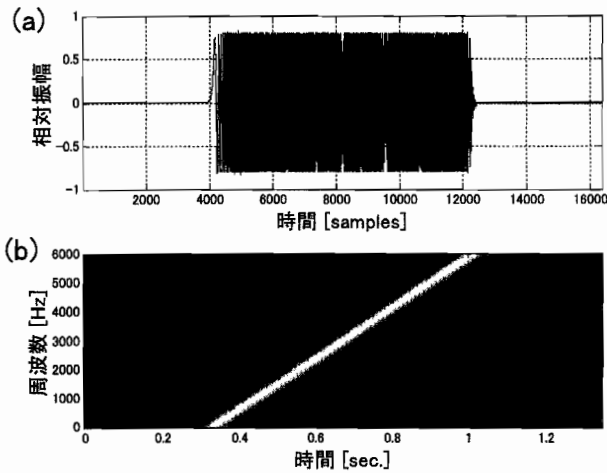


図-8 TSP 信号の (a) 波形, (b) スペクトログラム

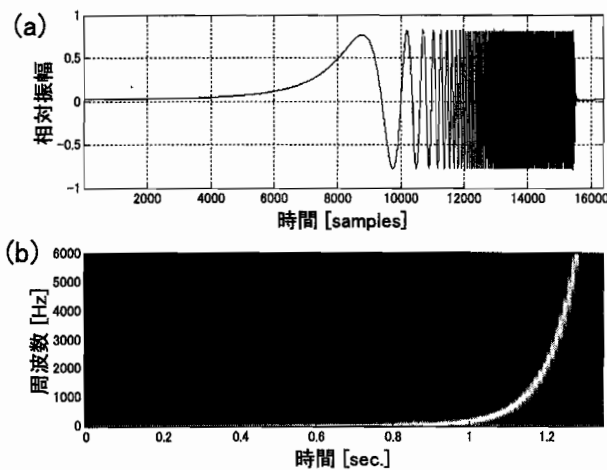


図-9 Log-SS 信号の (a) 波形, (b) スペクトログラム

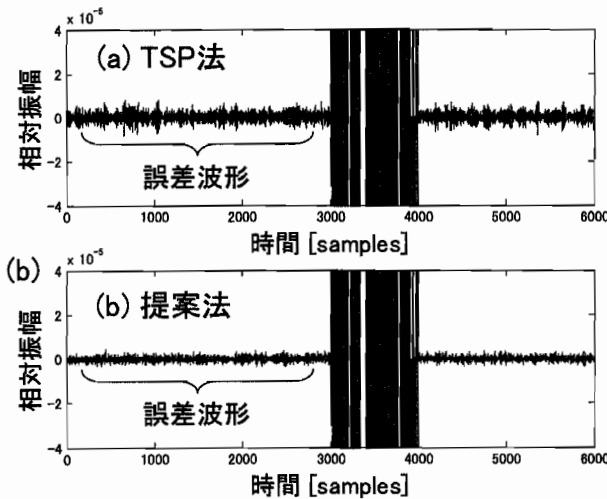


図-10 測定結果に含まれる誤差波形

Log-SS 法では, TSP 法に比して, 低域はほぼ同様だが, 800 Hz 以上では誤差が増加していることが分かる。一方提案法では, 雑音エネルギーの大きい 500~1,000 Hz 付近において, 誤差が大幅に減少していることが分かる。

図-12 に, それぞれの方法の逆フィルタ特性 (図-1

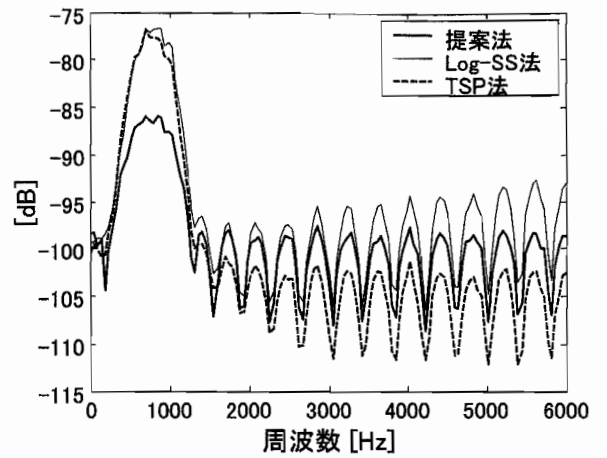


図-11 測定結果に含まれる誤差スペクトル

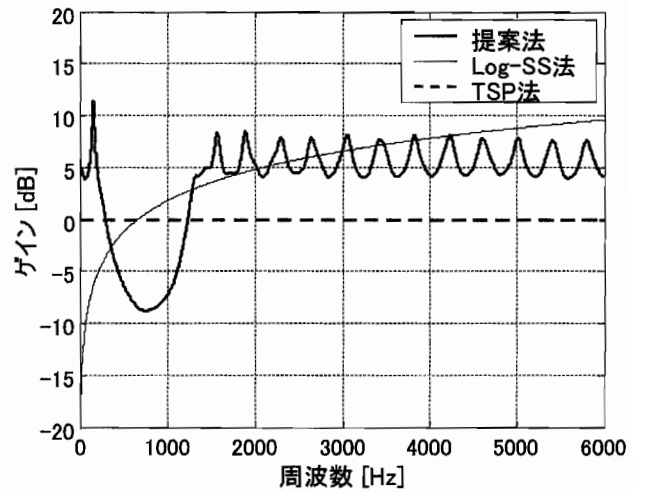


図-12 逆フィルタ特性

の $1/S$) を示した。TSP 法 (破線) や Log-SS 法 (細線) に比べて, 提案法 (実線) は 500~1,000 Hz のゲインが小さいため, この区間の雑音の低減効果が大きく, 図-11 のような結果が得られたことが理解できる。

時間波形から誤差の低減レベルを計算すると, 提案法は, TSP 法よりも 6.6 dB, Log-SS 法よりも 7.7 dB 程度雑音性誤差が軽減されることが分かった。誤差低減量の多寡は雑音スペクトルの形に依存するが, この結果は, 提案法が従来法に対して有効であることを確認できたものと考えられる。

5. ま と め

インパルス応答測定において, 測定結果に含まれる定常雑音の影響を最小化する測定信号について報告した。本論文ではまず, あらかじめ測定した雑音のスペクトルに対して, 測定誤差を最小とするような最適な信号スペクトルを求めた。その結果, 最適信号のエネルギースペクトルは雑音のエネルギースペクトルの平方根に比例することを示した。次に, そのようなスペクトルを持つスイープ正弦波の具体的な合成方法を示

した。最後にシミュレーションにより、従来法である TSP 信号及び Log-SS 信号 (ピンク TSP) 信号と性能比較を行った。その結果、500~1,000 Hz の帯域雑音に対し、二つの従来法と比べて約 7dB の改善効果が見られ、提案手法の有効性が確認できた。

謝 辞

本研究は東京電機大学総合研究所研究 Q03J-13 として行ったものである。

文 献

- [1] 橋 秀樹, “室内音響測定の現状と今後の課題,” 音響学会誌, 49, 97-102 (1993).
- [2] 大賀寿朗, 山崎芳男, 金田 豊, 音響システムとデジタル処理 (電子情報通信学会, 東京, 1995), pp. 242-245.
- [3] 佐藤史明, “室内音響インパルス応答の測定技術,” 音響学会誌, 58, 669-676 (2002).
- [4] 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,” 音講論集, pp. 433-434 (1999.9).
- [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—,” 音講論集, pp. 555-556 (2000.3).
- [6] A. Farina, “Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique,” 108th AES Convention, 5093, (D-4) (2000.2).
- [7] Y. Suzuki, F. Asano, H. Kim and T. Sone, “An optimum computer-generated pulse signal suitable for the measurement of very long impulse responses,” *J. Acoust. Soc. Am.*, 97, 1119-1123 (1995).
- [8] J. Vanderkooy, “Aspects of MLS measuring systems,” *J. Audio Eng. Soc.*, 42, 219-231 (1994).
- [9] 佐藤史明, “Swept-Sine 法に基づく音響伝搬測定,” 音響学会誌, 63, 322-327 (2007).
- [10] 電子情報通信学会編, デジタル信号処理 (電子情報通信学会, 東京, 1975), pp. 45-46.
- [11] G.B. Stan, J.J. Embrocates, D. Archambeau, “Comparison of different impulse response measurement techniques,” *J. Audio Eng. Soc.*, 50, 249-262 (2002).
- [12] 森勢将雅, 入野俊夫, 坂野秀樹, 河原英紀, “暗騒音と高調波ひずみに頑健なインパルス応答測定用信号: Warped-TSP,” 信学論, J89-A, 7-14 (2006).
- [13] 城戸健一, デジタルフーリエ解析 (I) (コロナ社, 東京, 2007).
- [14] 森下 巖, 小畑秀文, 信号処理 (計測自動制御学会, 東京, 1982).
- [15] 金井 浩, 音・振動のスペクトル解析 (コロナ社, 東京, 1999).
- [16] 電子情報通信学会編, 電子情報通信ハンドブック (オーム社, 東京, 1988), p. 187.
- [17] S. Muller and P. Massarani, “Transfer-function measurement with sweeps,” *J. Audio Eng. Soc.*, 49, 443-471 (2001).
- [18] 城戸健一, デジタルフーリエ解析 (II) (コロナ社, 東京, 2007), pp. 84-88.

付録：式 (7) の導出

式 (6) に式 (3)(5) を代入して,

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial E_S(k)} \left(\sum_{k=1}^N \frac{E_{N0}(k)}{E_S(k)} + \lambda \left(\sum_{k=1}^N E_S(k) - C_S \right) \right) \\ = -\frac{E_{N0}(k)}{E_S^2(k)} + \lambda = 0 \end{aligned} \quad (A1)$$

これを $E_S(k)$ について解いて,

$$E_S(k) = \frac{\sqrt{E_{N0}(k)}}{\sqrt{\lambda}} \quad (A2)$$

式 (3) に式 (A2) を代入し, 式 (4) より,

$$\sum_{k=1}^N E_S(k) = \frac{\sum_{k=1}^N \sqrt{E_{N0}(k)}}{\sqrt{\lambda}} = C_S \quad (A3)$$

と関係付けられる。これより, $\sqrt{\lambda}$ は,

$$\sqrt{\lambda} = \frac{\sum_{k=1}^N \sqrt{E_{N0}(k)}}{C_S} \quad (A4)$$

となり, これを式 (A2) に代入して, 次式

$$\begin{aligned} E_S(k) \\ = \frac{C_S \sqrt{E_{N0}(k)}}{\sqrt{E_{N0}(1) + \sqrt{E_{N0}(2)} + \dots + \sqrt{E_{N0}(N)}}} \end{aligned} \quad (A5)$$

を得る。

守谷 直也



1980 年生。2003 年東京電機大学・工・情報通信工学科卒。2005 年同大学院情報通信工学専攻修士課程修了。在学中は、音場計測分野における音響信号処理の研究に従事。日本音響学会会員。現在、ヤマハ(株)に勤務。

金田 豊



1975 年名大・工・電気卒。1977 年同大学院修士課程了。同年日本電信電話公社 (現 NTT) 入社。NTT 研究所において、マイクロホンアレー信号処理, 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。現在に至る。工博。1989 年マイクロホンアレーの研究により日本音響学会佐藤論文賞を受賞。1989 年 IEEE ASSP Senior Award, 1991 年, 2001 年日本音響学会佐藤論文賞など受賞。日本音響学会, 電子情報通信学会, 米国音響学会, IEEE 各会員。