

# 掃引正弦波を用いたインパルス応答測定時に発生する 非線形誤差の検討

佐藤 憲孝<sup>†</sup> 金田 豊<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> 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: {<sup>†</sup> 13kmc05@ms, <sup>‡</sup> kaneda@c}.dendai.ac.jp

**あらまし** インパルス応答は音響系の周波数特性や残響時間などを求める際に使用される重要な特性量である。インパルス応答測定においては SN 比を向上させるために大音圧での測定が行われるが、その際、非線形歪が発生する。インパルス応答測定信号として掃引正弦波を使用した場合、非線形誤差として倍周波数の高調波歪が発生する。しかし、それに加えて原因不明の誤差成分が発生する場合がある。本報告では、この誤差成分の原因について検討した結果、DA 変換時に使用される LPF による逆折り返し成分、および、使用機器により混入した微弱な電源雑音が、これらと掃引正弦波との混変調歪によって発生する誤差成分であることを確認した。この検討結果に基づいて、発生する誤差の対策を行い、実測によって有効性を検証した。

**キーワード** インパルス応答測定、測定誤差、非線形歪、高調波歪、混変調歪

## A Study of nonlinear error in the impulse response measurement using swept sine signal

Noritaka SATO<sup>†</sup> and Yutaka KANEDA<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> Graduate School of Engineering, Tokyo Denki University, 5 Senju-asahi-cho, Adachi-ku, Tokyo 120-8551, Japan

E-mail: {<sup>†</sup> 14kmc13@ms, <sup>‡</sup> kaneda@c}.dendai.ac.jp

**Abstract** The impulse response is an important characteristic for determining the frequency characteristic or reverberation time of acoustic systems. When an impulse response is measured using an excitation signal with a high sound pressure level to improve the SN ratio, nonlinear distortion occurs. The nonlinear distortion appears as a well-known harmonic distortion when a swept sine signal is used as an excitation signal. However, unexplained error components sometimes appear. In this report, we examined these error components. We found that the error components are intermodulation distortions caused by the swept sine signal and the reversely aliased signal of the LPF of a DA converter, or are the intermodulation distortions caused by the swept sine signal and the weak noise of the power supply. On the basis of these results, we proposed methods to reduce these errors and confirmed their effectiveness.

**Key words** impulse response measurement, measurement error, nonlinear distortion, harmonic distortion, intermodulation distortion

### 1. はじめに

インパルス応答は音響系の周波数特性や残響時間などを求める際に使用される重要な特性量である。インパルス応答測定を SN 比良く測定するためには、インパルス信号よりエネルギーの大きな測定信号が使用される。代表的な測定信号としては、掃引正弦波(SS: Swept Sine)信号が知られている。

掃引正弦波とは時間とともに周波数が上昇する正弦波で、時間に比例して周波数が上昇する TSP 信号[1]や、時間の指数関数として周波数が上昇する Log-SS(またはピンク TSP、または ESS: Exponentially Sept Sine)信号[2]などが提案されている。

これらの掃引正弦波を用いた場合であっても、より SN

比を高くしたい場合や、また、音響機器の歪特性を測定する場合などには、信号レベルを上昇させて大音圧(本稿での「大音圧」とは、たとえば、1m 地点で 100dB 程度で、スピーカの定格入力程度の場合の音圧を意味する)で測定することがある。このとき、測定系の非線形歪が発生して測定誤差が発生するが、よく知られた高調波歪に加えて原因不明の誤差成分が発生する場合がある。本稿ではこれらの非線形誤差の原因及び対策の検討を行った結果を報告する。

### 2. 掃引正弦波を用いたインパルス応答測定の原理

Fig.1 にインパルス応答測定系を周波数領域で表現したブロック図を示す(簡単のため周波数変数は省略した)。図において S はインパルス応答測定用の信号であり、本報告

では掃引正弦波を考える。また、H はインパルス応答の等価量である周波数特性を表し、1/S は測定信号の逆特性を表す。測定では S を測定系に入力すると応答信号  $S \cdot H$  が出力される。この応答信号  $S \cdot H$  にコンピュータ内で逆特性 1/S をかけることで H を算出することができる。

ここで Fig.2 に TSP、Fig.3 に Log-SS 信号を用いた場合のインパルス応答算出のモデル図を示す。各図は横軸が時間、縦軸が信号の周波数成分を示したスペクトログラムである。TSP を系に入力して得られた応答信号(Fig.2(a))に対して TSP の逆特性(Fig.2(b):スペクトログラムが時間軸方向に反転した特性)をかけることで、特定の時間に全周波数成分が集中したインパルス応答(Fig.2(c))が得られる。Fig.3

(a)(b)(c)も同様である。

### 3. 測定時に発生する非線形誤差

Fig.4 に音響インパルス応答の測定系のモデル図を示す。前章で説明した原理は、測定系が線形であることを仮定している。しかし、実際の測定系には非線形要素が含まれており測定誤差の原因となる。最も代表的なものはスピーカの非線形特性である。測定に用いる掃引正弦波は、各時間においては一つの周波数を持つ正弦波であるので、非線形誤差としては高調波歪(入力周波数の倍音)が発生する。

この高調波歪は明確な出現形態を持ち、また、Log-SS を用いると分離除去することもできるので、比較的対応が容易である。しかし、実際に測定を行う中で、特に信号レベルが大きい場合には、高調波歪以外の様々な非線形誤差が発生することが分かった。

Fig.5, 6 に、測定時に発生する非線形誤差のスペクトログラムのモデル図を示す。Fig.5 は TSP 信号を用いた場合で、(a)は応答信号、(b)は応答信号から計算されたインパルス応答のスペクトログラムである。また、Fig.6(a)(b)も同様に、Log-SS 信号を用いた場合の応答信号とインパルス応答のスペクトログラムを表す。

Fig.5(a)において①は線形系に対する TSP 本来の応答で、主応答と呼ぶ。この主応答に逆特性をかけることで Fig.5(b) ①に示したインパルス応答が得られる。実際には、これらの応答は時間方向の広がり(各周波数成分に対する系の応答)を持つが、ここでは簡単に直線で表している。

Fig.5(a)の②は、主応答①に対して n 倍(n=2,3,4...)の周波数を持って現れる n 次高調波歪である(図では 2 次と 3 次のみを表している)。この応答に対して逆特性をかけて得られる Fig.5(b)では、高調波歪はインパルス応答①に比べて負の時間に現れる。Fig.6(a)(b)においても同様に高調波歪②がみられるが、Log-SS で測定したインパルス応答においては、Fig.6(b)に示すように高調波歪はインパルス応答と分離して表れる。このため、高調波歪の分離測定や除去が可能となる。

各図において、③は高調波歪の  $fs/2$ ( $fs$  は標準化周波数)以上の成分が AD 変換された際に発生する折り返し歪であ

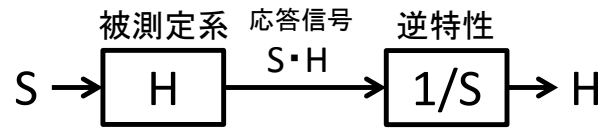


Fig.1 インパルス応答測定系

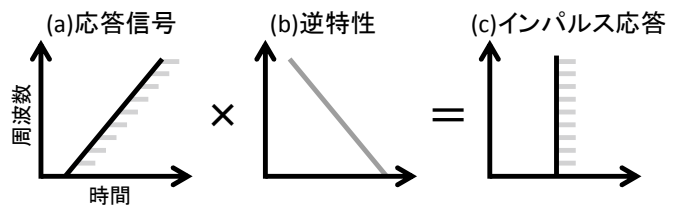


Fig.2 TSP を用いたインパルス応答算出モデル図

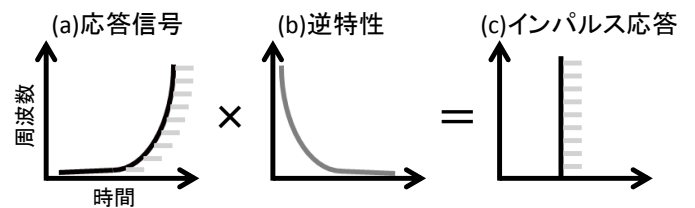


Fig.3 Log-SS を用いたインパルス応答算出モデル図

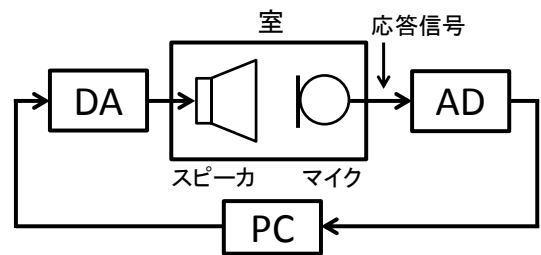


Fig.4 音響インパルス応答測定系

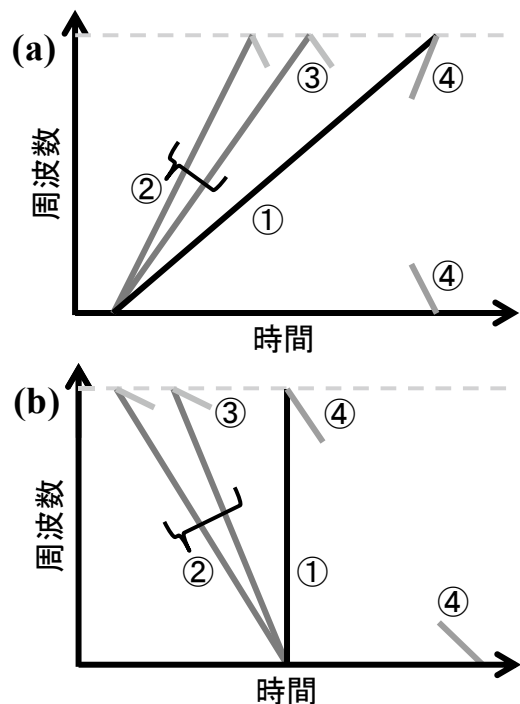


Fig.5 TSP を用いた測定結果に含まれる非線形誤差モデル

(a)応答信号 (b)インパルス応答

る。また、④は森勢らによって指摘されている[3]、DA 変換器の逆折り返し歪とスピーカの非線形性の複合効果(詳細は後述)による歪である。そして、Fig.6(b)における⑤は主応答や高調波歪に対して低域で広がるように発生する誤差成分で、⑥は時間前方に指数的に周波数が上昇する誤差である。

なお、測定信号として TSP を用いた場合も、Log-SS を用いた場合も同じ原因の非線形誤差は発生する。したがって Fig.5, 6 すべての図に①～⑥の誤差は存在するが、条件によっては他の成分に重なるなどして見えにくい場合があり、そのような誤差は省略している。

以下本稿では、③④⑤⑥の誤差成分の原因を検討していく。

#### 4. ③④の誤差成分

##### 4.1. 誤差③④の原因検討

AD 変換器や DA 変換器は、その入出力端に低域通過フィルタ(LPF)を有しており、 $f_s/2$ ( $f_s$ :標準化周波数)以上の成分を除去している。しかし近年の AD 変換器や DA 変換器の LPF の多くは、 $f_s/2$  付近までの平坦特性を重視するために、 $f_s/2$  を超えた成分も通過する特性になっている[4]。Fig.7 に LPF 特性の一例を示す。その結果、AD での折り返し現象、DA での逆折り返し現象 ( $f_s/2$  以下の周波数  $f_1$  成分に対して、 $f_s/2$  以上の周波数 ( $f_s - f_1$ ) 成分が DA 出力される現象) が発生する。③の誤差成分は  $f_s/2$  を超えた高調波歪成分の折り返し歪と考えられる。

Fig.8 は、 $f_s=48\text{kHz}$  で DA 出力した TSP 信号を  $96\text{kHz}$  の標準化周波数で測定した結果である。TSP が本来持っている  $f_s/2$  までの周波数成分に加えて、 $f_s/2$  以上の逆折り返し成分が DA 出力されていることがわかる。単一周波数成分しか持たない本来の TSP とは異なり、この DA 出力は、 $f_1$  と  $f_s - f_1$  の 2 つの周波数成分を持っている。これを大振幅でスピーカに入力すると基本波  $f_1$  の高調波成分の他に、 $f_s$  と  $f_s - f_1$  の整数倍の和・差の周波数成分を持つ混変調歪が発生する。これが④の誤差の原因と考えられる[3][4]。

##### 4.2. 誤差③④の対策

Fig.7,8 から、大きな逆折り返し成分は、再生信号に含まれる  $0.9 \cdot f_s/2 \sim f_s/2$  の成分が  $f_s/2 \sim 1.1 \cdot f_s/2$  に逆折り返しされて発生していることがわかる。したがって、DA 変換前のデジタルデータに対して  $0.9 \cdot f_s/2$  以上の周波数をカットするデジタル LPF を行えば主要な逆折り返し歪は低減でき、④の混変調歪も軽減できる。また、AD 変換器による高調波の折り返し歪を軽減するために、AD 変換後のデータに同様の LPF をかけた。

以上の効果が無響室におけるスピーカの測定実験により確認した。Fig.9 は、対策を施さない TSP 応答信号である。Fig.9(a)(b)で示すように混変調歪が発生している。Fig.10 は、DA 変換前にデジタル LPF をかけ、AD 変換後に同様の LPF をかけたときの結果を示している。LPF で逆折り返し

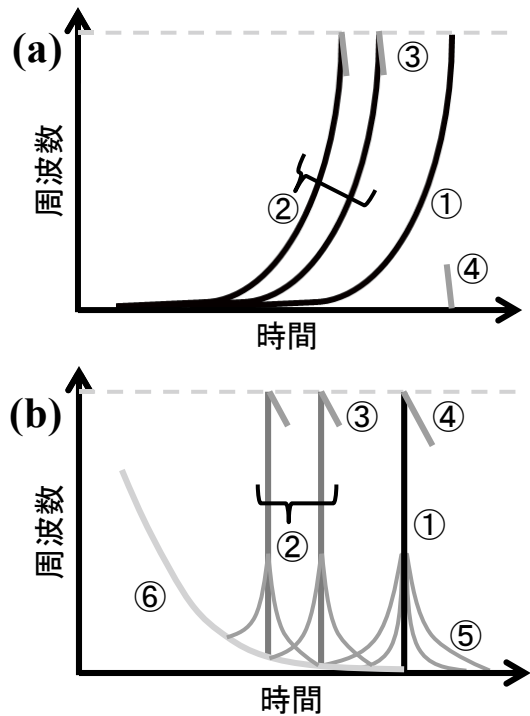


Fig.6 Log-SS を用いた測定結果に含まれる非線形誤差モデル (a)応答信号 (b)インパルス応答

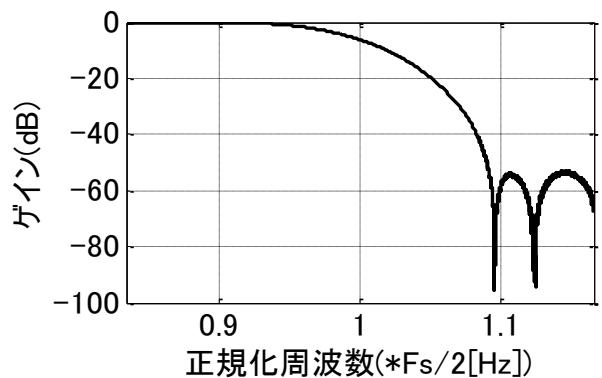


Fig.7 DA・AD 変換器の LPF 周波数特性の例 (横軸の 1 が  $f_s/2$  を表す)

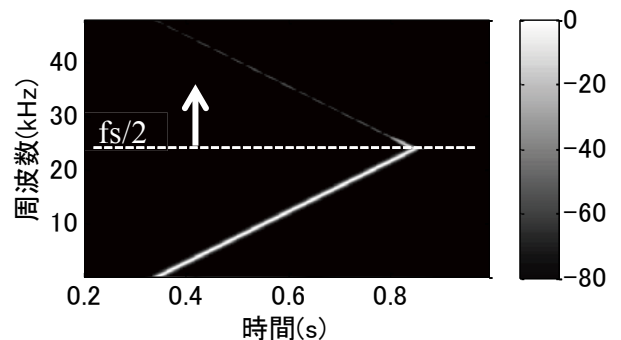


Fig.8 TSP における逆折り返し成分

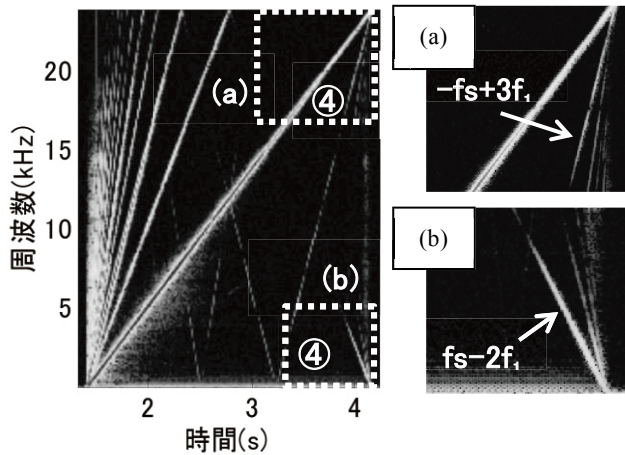


Fig.9 対策前の TSP の応答信号

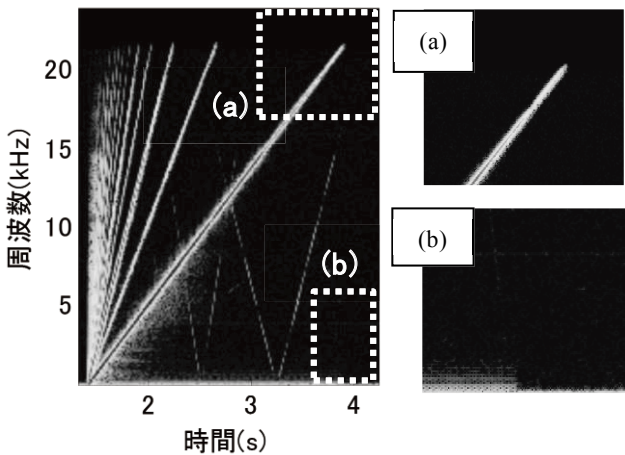


Fig.10 対策後の TSP の応答信号

成分を減衰させることにより混変調歪がほぼ軽減され、高調波の折り返し成分もカットされていることが分かる。

なお Fig.10 で除去しきれていない高調波歪以外の低レベルの混変調歪は、Fig.8 の約 26kHz 以上の成分の混変調歪である。DA 変換器の後段にアナログ LPF を設置して 26kHz 以上の成分を除去すればこの歪も除去することができる。

## 5. ⑤⑥の誤差成分

### 5.1. 誤差⑤の原因検討

Fig.11 に大音圧の Log-SS を用いて測定したインパルス応答のスペクトログラムを示す。インパルス応答に対して低域で広がり、高域で狭まって発生する⑤の誤差成分が観測される。

このような低域ほど主応答との時間差を持つ誤差は、応答信号においては、Fig.12(a) に示すように、主応答に対して時間によらず一定の周波数の差を持って発生する誤差成分の可能性が考えられた。そこで、Fig.13 に示すように Log-SS 応答信号の主応答のスペクトログラムの一部を拡大して調べてみたが、主応答の付近に特徴的な誤差成分を確認することはできなかった。しかし、これはスペクトログラムの周波数分解能が低いことが原因とも考えられた。

一方、周波数上昇型 TSP 信号を考えた時、時間によらず一定の周波数差の誤差は、その応答信号およびインパルス

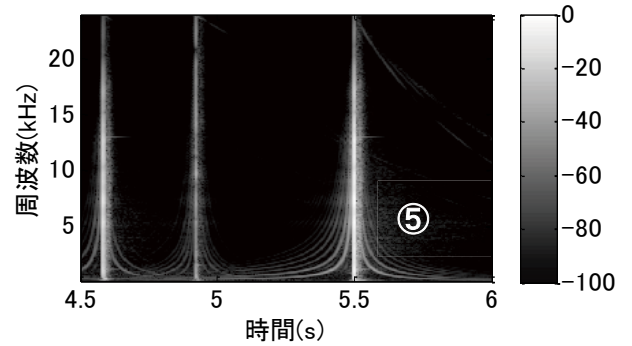


Fig.11 Log-SS を用いたインパルス応答と誤差成分の測定結果

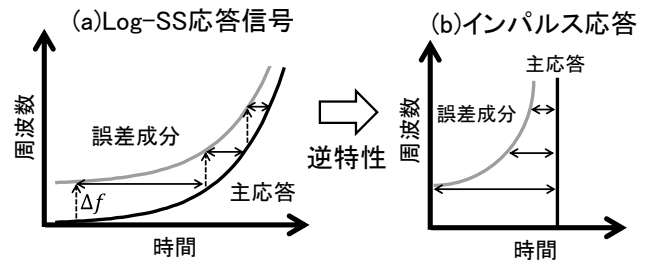


Fig.12 Log-SS におけるインパルス応答の算出と誤差成分のモデル図

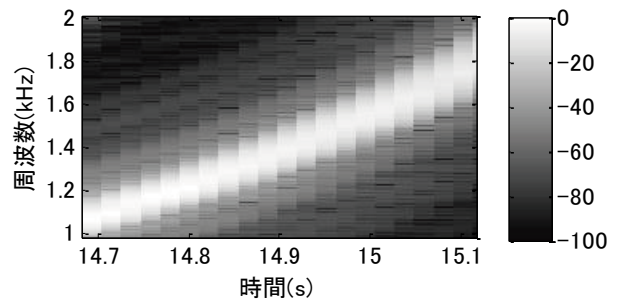


Fig.13 Log-SS 応答信号の主応答拡大図

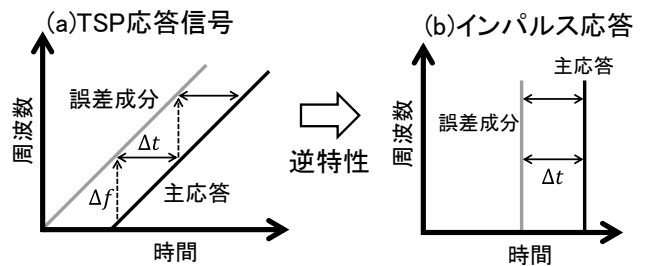


Fig.14 TSP におけるインパルス応答の算出と⑤の誤差成分のモデル図

応答において Fig.14(a)(b) のようになると考えられる。そこで、TSP 応答信号のスペクトログラムを求めて調査を行ったが、Fig.13 の Log-SS 応答と同様に図における確認は困難であった。次にインパルス応答を確認したところ、Fig.15 のようになり、複数の誤差が主応答に対して平行に等間隔で発生していた。(発生を確認するためには長時間(約 20 秒)の TSP 信号が必要であった。)

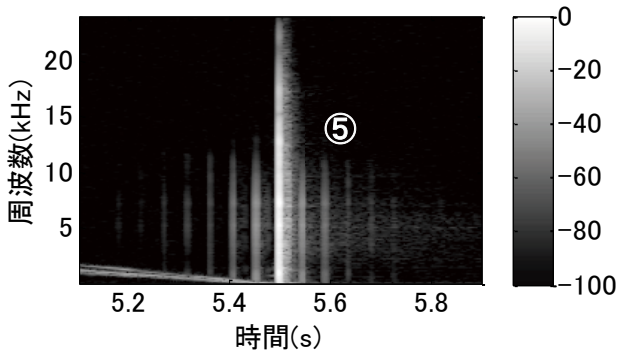


Fig.15 TSP で得たインパルス応答の誤差⑤

Fig.15 の主応答と誤差成分との時間 $\Delta t$  は 0.05 秒であったこと、また、これを求めた際の TSP 信号のスペクトログラム上での傾きは、約 2.2kHz/s であったことから、Fig.14(a) より、応答信号における $\Delta f$ は約 100Hz と計算された。すなわち、⑤の誤差は入力信号に対して 100Hz およびその倍数の和と差の周波数を持つ誤差成分により発生したものと考えられた。

さて、単一周波数である TSP 信号に発生する時不変な非線形歪は、倍周波数(高調波歪)となるはずである。しかし、今回の結果では、入力周波数に対して一定の周波数が加算された周波数成分の誤差が発生している。このことより、TSP 信号に加えて一定周波数の正弦波がスピーカに入力されており、系の非線形性によってそれらの混変調歪 (2つの周波数の和と差の周波数)が発生したことが予想された。

そこで、スピーカ入力端の信号(Fig.16(a))を確認した結果、Fig.16(b)に示すように、入力した TSP 信号に対するパワー比が約 -70 dB の小レベルで電源雑音が付加されていることが分かった。この雑音の周波数成分は 50 Hz の調波構造となっていたことから交流電源による電源雑音であると考えられる。この電源雑音成分と TSP 信号がスピーカの非線形性を受けて奇数次の混変調歪が発生し、主応答に対して平行な 100 Hz 間隔の誤差成分になったと考えられた。

## 5.2. 誤差⑥の原因検討

Fig.17 にこの誤差成分が特徴的に表れているインパルス応答を、Fig.18 に Fig.17 の誤差発生部分を拡大した図を示す。Fig.18 より、Fig.17 に見られる帯状の誤差成分の中で特定の周波数成分が強調されて現れていることが分かる。

Fig.19 に Fig.17 に対応する応答信号を示す。Fig.17 の誤差⑥に対応する誤差は Fig.19 の Log-SS 信号主応答の低周波成分区間で発生していることが分かる。しかし、この応答信号は掃引正弦波であるため、そのスペクトログラムは十分な周波数分解能が得られず、図からは明確な原因が分からなかった。そこで、誤差が発生している低周波数の正弦波を入力し、その応答出力を DFT することで、高い分解能を得、これより原因の調査を行った。

Fig.20 に 120Hz の正弦波に対する出力スペクトルを示す。Fig.20 において、入力した基本周波数 120Hz とその整数倍

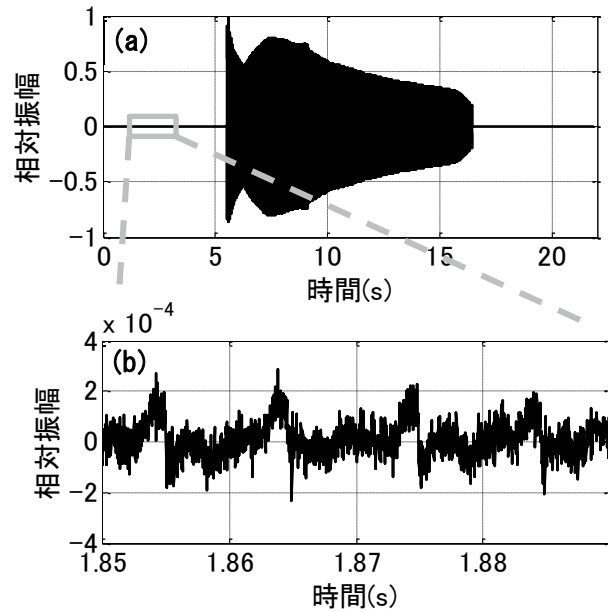


Fig.16 スピーカ入力端信号および混入雑音

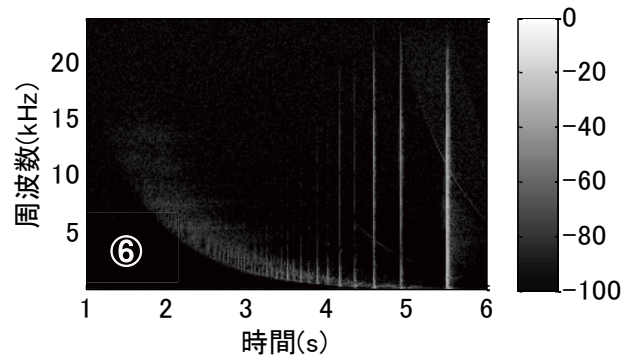


Fig.17 誤差⑥が特徴的に現れたインパルス応答

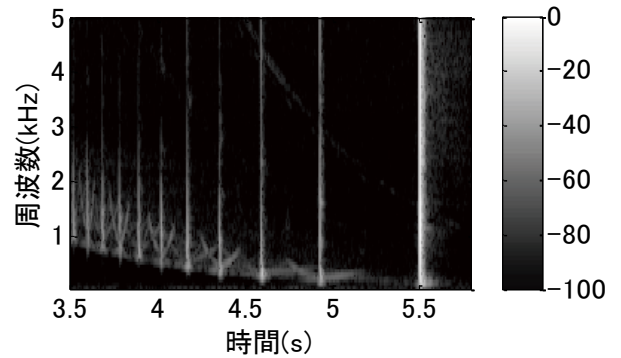


Fig.18 Fig.17 の低周波数帯域拡大図

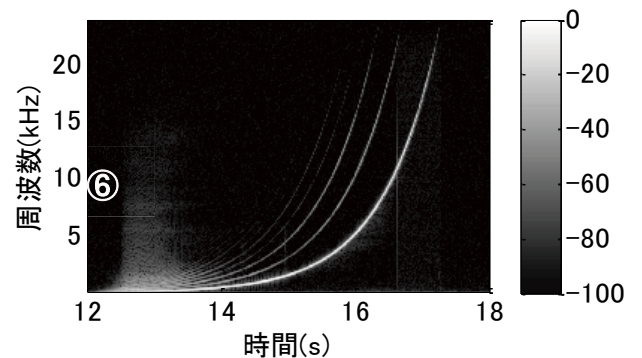


Fig.19 Fig.17 に対応する応答信号

の周波数(高調波歪:240Hz,360Hz,..)にピークが存在する.しかし、基本周波数と高調波歪の間にいくつかのピークが存在している.これらは基本周波数と高調波歪に対して 50Hz や 100Hz の和や差をとった周波数で発生している.例えば 2 次高調波歪である 240Hz の左右に発生しているピーク周波数は 220Hz(=基本周波数 120Hz+100Hz)と 260Hz(=3 次高調波歪 360Hz-100Hz)で発生していると考えられた.

このような基本周波数や高調波歪に対して 50Hz、100Hz などの和と差の周波数で発生する成分は 120Hz 以外の正弦波においても確認することができた.この 50Hz や 100Hz といった周波数成分は電源雑音の持つ周波数成分と一致していることから、誤差成分⑥は掃引正弦波の信号成分と電源雑音による混変調歪であることが予想された.

### 5.3. 誤差⑤⑥の対策

誤差成分の原因と考えられる電源雑音は、交流電源の使用により混入する.そこで今回、全ての測定機器を直流電源によって動作させることで電源雑音の混入を防ぎ、実測における誤差成分発生の有無を確認した.測定にはバッテリー型ノート PC、PC から給電する USB 型オーディオインターフェイス(AD/DA)、バッテリー駆動スピーカアンプを用いた.測定は無響室で行い、使用スピーカは BOSE101MM(許容入力 45W)を使用した.

Fig.21 に直流給電をして Log-SS により測定したインパルス応答のスペクトログラムを示す.電源雑音が混入していない直流給電による Fig.21 の測定結果においては Fig.11 に現れている誤差⑤や Fig.17 の誤差⑥が発生していない.これより、⑤⑥の誤差は電源雑音と測定信号との混変調歪であることが検証できたと考える.

このように、電源雑音との混変調歪を防止するためには直流給電の測定系が有効であることが分かったが、今回用いた Fig.21 の測定結果に多数の折り返し歪が発生してしまった.これは今回の入力がアンプの許容入力を超えたためであり、より容量の大きいアンプの使用が必要と考えられる.

### 6. まとめ

本報告では掃引正弦波を用いたインパルス応答測定において発生した誤差成分に対しての検討を行った.その結果、DA/AD 変換器に内蔵される LPF の特性や、微弱な電源雑音の混入が原因で誤差成分が発生していることを突き止めた.また、これらの誤差成分の対策として、デジタルフィルタの適用や直流電源駆動を行うことで誤差成分の発生を抑止できることを確認した.

### 謝辞

本研究の一部は JSPS 科研費 15H02728 の助成を受けたものです.

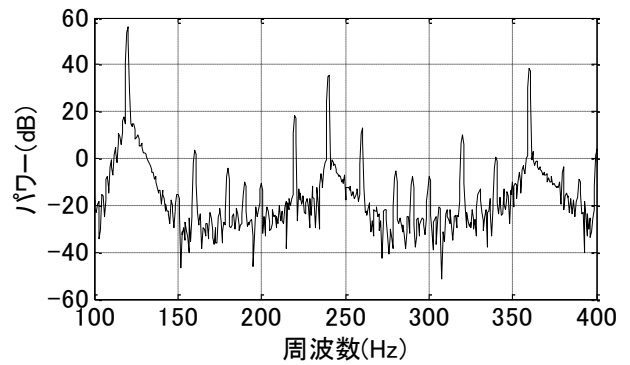


Fig.20 120Hz 正弦波に対する出力スペクトル

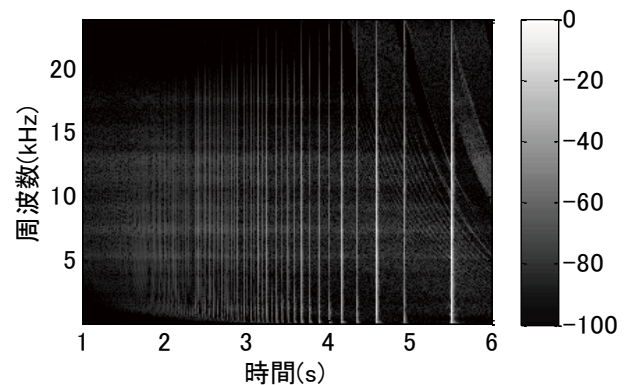


Fig.21 直流給電をして Log-SS により測定したインパルス応答

### 参考文献

- [1] 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.
- [2] 藤本卓也, "低域バンドでの SN 比改善率を目的とした TSP 信号に関する検討 - 高調波歪の除去", 日本音響学会春季講演論文集, 3-P-18, 2000.
- [3] 森勢将雄, 入野俊夫, 河原英紀, "TSP を用いた音響測定における PC 用 AD/DA 変換システムについて", 日本音響学会春季講演論文集, 3-Q-13, 2006.
- [4] 佐藤憲孝, 佐々木長閑, 金田豊, "AD/DA 変換器の非線形特性がインパルス応答に及ぼす影響の検討", 日本音響学会春季講演論文集, 1-P4-2, 2014.