

インパルス応答測定における時間揺らぎの影響

矢野 昌平^{†a)} 波多野 裕^{††b)}

Influence of Time Jitter on the Measurement of Impulse Response

Shouhei YANO^{†a)} and Yuu HATANO^{††b)}

あらまし 音響インパルス応答の測定において、A-D、D-A のサンプリングクロックに時間揺らぎが発生すると、計測されたインパルス応答に誤差として影響を及ぼす。本論文は、時間揺らぎを任意に発生させる系をコンピュータによって作りだし、TSP 法、MLS 法における音響インパルス応答測定において生ずる誤差について実験的検討を行った。その結果、TSP 法における時間揺らぎの影響は時間揺らぎの発生場所と信号傾斜とに依存すること、MLS 法は TSP 法と比較して、時間揺らぎによる影響を受けやすいことが分かった。次に、時間揺らぎによる影響を低減する方法として、複素ケプストラム処理を利用した手法を提案し、その有効性について検討した。その結果、提案手法は TSP 法において時間揺らぎによる影響の低減に有効な効果は得られなかったが、MLS 法では、効果的であることを確認した。

キーワード インパルス応答、時間揺らぎ、TSP、MLS、複素ケプストラム

1. ま え が き

音響系のインパルス応答 (Impulse Response : IR) は、系の残響特性や振幅応答など重要な特性を含む物理量である。音場制御等を行う様々なアプリケーションにおいて、まず音場の特性を把握することが重要であり、高精度の IR を得る手法が求められている。

代表的な IR 測定手法には、断続時間の短いパルスを用いた直接法 [1], [2] とスイープ信号や広帯域ノイズ信号等を用いた相互相関法がある。相互相関法には更にクロススペクトル法 [3], MLS (Maximum Length Sequence) 信号を用いた方法 [4], TSP (Time Stretched Pulse) 信号を用いた方法 [5] に分類できる。MLS 及び TSP 信号による IR の測定における留意点については金田 [6] が解説している。

更に TSP 信号に関しては掃引特性を変化させた信号を用いることにより雑音の低減効果についても報告

されている [7]。また、D-A 変換器の 0 次ホールドによる影響 [8], [9], 時間窓の種類や平均化回数の決め方等についても検討がなされている [10]。

系の変動による「時変性」については、主な原因として測定中の媒体の時間変化、空調機等による大気の動きなどの影響によるものであることが指摘されている [11]。更に、近年では同一のパソコン内においても A-D、D-A 変換器のサンプリング周波数の不一致が発生し誤差となることが報告されている [12], [13]。A-D、D-A 等のデジタルインタフェース信号において、サンプリングクロックの揺らぎにより A-D、D-A の量子化時刻が変化することを、時間揺らぎ (Time Jitter) と呼んでいる。

時間揺らぎの影響により音質の劣化が起こることが知られている。蘆原らはデジタルオーディオ機器に含まれるジッタが再生音の音質に影響を与えることを指摘している [14], [15]。三井、冬木らはジッタにより高音質楽音再生において劣化が起こることを報告している [16], [17]。西村らは、解析信号を用いたジッタの測定方法について報告している [18], [19]。

オーディオ機器に含まれる時間揺らぎと比較して、IR 波形に時間揺らぎが含まれた場合、利用するアプリケーションにおいて出力波形に常時畳み込まれるので、時間揺らぎの影響は深刻なものとなる [20]。

[†] 長岡工業高等専門学校電気電子システム工学科, 長岡市
Department of Electrical and Electronic Systems Engineering, Nagaoka National College of Technology, 888 Nishikatakai, Nagaoka-shi, 940-8532 Japan

^{††} 長岡技術科学大学電気系, 長岡市
Nagaoka University of Technology, 1603-1 Kamitomioka, Nagaoka-shi, 940-2188 Japan

a) E-mail: syano@nagaoka-ct.ac.jp

b) E-mail: hatano@audio.nagaokaut.ac.jp

通常 IR 測定に用いられる A-D, D-A 変換器は, A-D と D-A 間でクロック同期のとれた高精度のものが用いられている. そのため, 時間揺らぎの影響が無視できたと考えられる. しかしながら, 安価な A-D, D-A を用いた場合や車内の音響特性のように機器への入力方法が限られ同期がとれない場合は, 時間揺らぎの影響は無視できなくなると考えられる. 更に, IR の測定における時間揺らぎの影響については十分な検討がなされているとはいえない.

そこで, 本論文は IR 測定法である TSP 信号及び MLS 信号を用いた測定法において, A-D 及び D-A 変換時のサンプリングクロック間に生ずる時間揺らぎ (Time Jitter) が IR の品質にあたる影響について分析を行った. 更に IR 波形から, 時間揺らぎの影響を低減する方法について検討を行った.

2. 時間揺らぎ (Time Jitter)

従来のアナログ機器に比べてデジタルオーディオ機器は, ノイズ, テープヒス, ワウフラッタ, クロストーク等の影響に対してはロバスト性をもっている. しかし反面, オシレータや電源電圧の不安定性や, ケーブルロスあるいはノイズのピックアップなどにより, 時間軸のデジタル信号に影響を及ぼすことが知られている [21].

時間揺らぎは主にデジタル信号を扱うインタフェース上に発生する. 時間揺らぎが発生すると, 本来一定であるはずのサンプル間隔が変動する. このことにより, 再生または録音される信号波形が変化する. 図 1 に任意の信号 $x(t)$ のサンプリング時に発生した時間揺らぎの模式図を示す. 図において, 本来のサンプリング時間でサンプルされたデータを○, 時間揺らぎが発生したデータを●, これより生成されるデータを□で示す. 実線は本来の信号 $x(t)$ を, 破線は時間揺らぎの影響を受けた信号波形を示す. 図 1 では, $n = 2, 5$ のサンプリング時において, Δt_2 と Δt_5 の時間揺らぎが発生している. サンプル間隔の変化は, 波形のひずみを生じる. ここで, 波形のひずみ Δh は, 時間揺らぎの大きさ Δt と信号傾度によって決定される. 連続時間信号 $x(t)$ の時間揺らぎと波形のひずみの関係は式 (1) に示される.

$$\Delta h = x(t + \Delta t) - x(t) \quad (1)$$

波形のひずみ Δh と信号 $x(t)$ の値とにより, 元波形と異なって量子化がなされた場合, 波形に時間揺らぎ

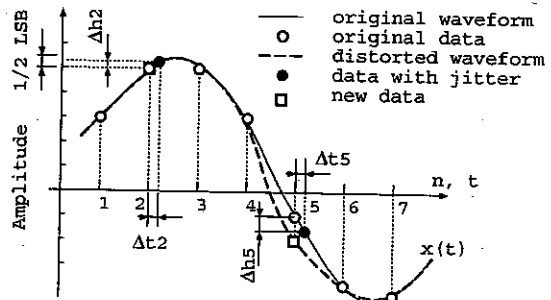


図 1 時間揺らぎの模式図
Fig. 1 The change of waveform by time jitter.

の影響が発生する. 信号 $x(t)$ の値によらずひずみ Δh が波形に影響をあたえる条件は, ひずみ Δh による波形振幅の変化が A-D, D-A の量子化雑音 ($\frac{1}{2}$ LSB: Least Significant Bit) 以上となる場合である.

図 1 の Δh_2 のように, ひずみの大きさが $\frac{1}{2}$ LSB 以下の場合は量子化により吸収されるため信号の品質に影響を与えることはない. しかし, Δh_5 のように, ひずみの大きさが $\frac{1}{2}$ LSB 以上である場合は, 振幅値が誤って量子化されるため信号波形に影響を与える [14]. すなわち, 信号の周波数が高いほど時間揺らぎによるひずみ量は大きくなる. 時刻 t における信号傾度 $s(t)$ を式 (2) とすると, 時間揺らぎの許容値 $T_{jmax}(t)$ は式 (3) となる.

$$s(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{x(t + \Delta t) - x(t)}{\Delta t} \quad (2)$$

$$T_{jmax}(t) = \frac{1}{2} LSB / |s(t)| \quad (3)$$

よって, 信号傾度 $s(t)$ が時間揺らぎに影響することが分かる.

3. IR 測定法と時間揺らぎの影響

3.1 TSP 法

TSP 法は, インパルスを時間軸上で引き伸ばすことによりエネルギーを増大させた信号である. この信号は DFT 上で式 (4) のように定義されている.

$$H[k] = \begin{cases} C \exp \frac{j4m\pi k^2}{N^2} & (0 \leq k \leq N/2) \\ H^*[N-k] & (N/2 < k < N) \end{cases} \quad (4)$$

ここで, N は信号長, C は振幅に関するパラメータ, m は信号の不連続を取り除く整数のパラメータであり, 筆者らは $m = N/4$ を用いている. また * は複素共役を示す. この式を逆フーリエ変換を行い時間

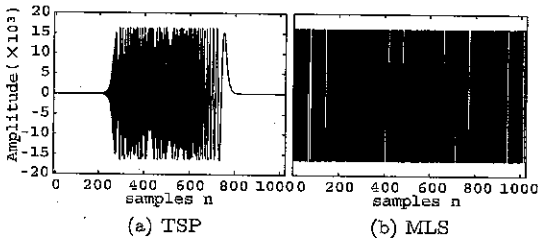


図2 TSP信号とMLS信号の時間波形
Fig. 2 The waveform of measurement signal.

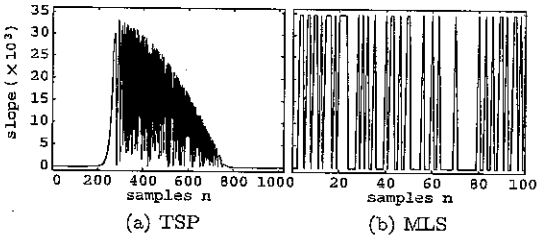


図3 TSP信号とMLS信号の傾き
Fig. 3 The slope value of TSP and MLS signal.

軸に変換することによって、実際の時間関数のTSP信号を求めることができる。得られたTSP信号に、 $N/2 - m$ の巡回時間シフトを施している。この時間関数の表現を $h[n]$ とすると、逆フィルタ信号 $h^{-1}[n]$ は式(5)で表され、時間軸が逆方向の関係となっている。

$$h^{-1}[n] = \frac{1}{C^2} h[-n] \quad (5)$$

図2(a)に信号長 $N = 1024$ 、信号振幅 $A_0 = 2^{14}$ のTSP信号を示す。

3.2 MLS法

MLS法は、M系列と呼ばれる白色性擬似ランダム雑音(以後MLS信号と呼ぶ)を用いてIRを測定する方法である。MLS信号は、図2(b)に示すような2値の系列で作られた信号であり、周期 $N = 2^m - 1$ (m :整数)をもって合成される。図は、 $N = 1023$ 、 $A_0 = 2^{14}$ のMLS信号である。

3.3 時間揺らぎの許容量 T_{jmax}

次に、TSP信号及びMLS信号の時間揺らぎの許容値を調べるため、各信号の隣り合うサンプルの振幅値を直線補間し信号傾度を調べた。

図3(a)に、TSP信号の信号傾度の絶対値を示す。図より信号傾度は、立上りの付近で最大となり、その大きさは振幅の約2倍である。これに対し、MLS信号は2値の信号であるため、信号傾度は $2A_0$ と0の2通りとなり、信号全体にわたって等しい割合で分布

表1 信号振幅と最大信号傾度との関係
Table 1 The relationship between the signal amplitude and the maximum slope value.

振幅 A_0	TSP 信号		MLS 信号	
	最大信号傾度	T_{jmax} (ns)	最大信号傾度	T_{jmax} (ns)
2^{10}	2064	5.05	2048	5.09
2^{11}	4128	2.52	4096	2.54
2^{12}	8157	1.28	8192	1.27
2^{13}	16516	0.631	16384	0.636
2^{14}	33033	0.315	32768	0.318

(サンプリング周波数 $f_s = 48$ kHz)

表2 オーバサンプリング後の信号振幅と最大信号傾度との関係
Table 2 The relationship between the signal amplitude and the maximum slope value after over-sampling.

振幅 A_0	TSP 信号		MLS 信号	
	最大信号傾度	T_{jmax} (ns)	最大信号傾度	T_{jmax} (ns)
2^{10}	3576	2.91	5174	2.01
2^{11}	7152	1.46	10348	1.01
2^{12}	14303	0.728	20695	0.503
2^{13}	28607	0.364	41391	0.252
2^{14}	57213	0.182	82781	0.126

(サンプリング周波数 $f_s = 8 \times 48$ kHz)

する。図3(b)はMLS信号の0~100サンプルにおける信号傾度の絶対値を示す。

表1に信号振幅と最大信号傾度との関係を示す。表において、 T_{jmax} は式(3)よりサンプリング周波数 $f_s = 48$ kHzとして算出した。ここで、実際のD-A変換をして再生される信号は、連続時間信号であり、サンプルの振幅値を直線補間したものと異なる。そこで、実際のD-A変換した信号に近づけるため、信号に8倍のオーバーサンプリングを施した。

表2にオーバーサンプリング後の信号振幅と最大信号傾度との関係を示す。ここで、最大信号傾度は表1と対応させるため、オーバーサンプリング後の f_s で割っている。図4にオーバーサンプリングされた信号と元の信号の波形を示す。図4(a)、(b)より、信号データを直線補間したものとオーバーサンプリングを行ったものでは、波形が大きく異なる。また、オーバーサンプリングされた波形より求められた信号傾度は、直線補間したものより大きくなっていることが分かる。

次に、振幅 $A_0 = 2^{14}$ におけるTSPとMLS信号内における信号傾度 $|s(t)|$ の確率密度関数を図5に示す。図の縦軸は1を基準とした対数値である。信号傾度は、時間揺らぎの許容時間 T_{jmax} に関係するため、

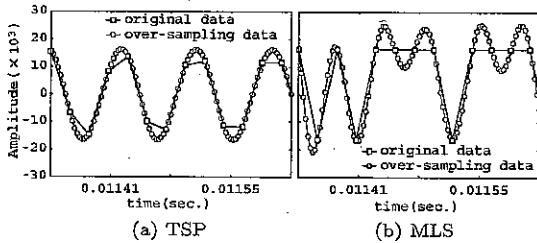


図4 オーバサンプリングを行った信号波形
Fig. 4 The signal waveform after over-sampling.

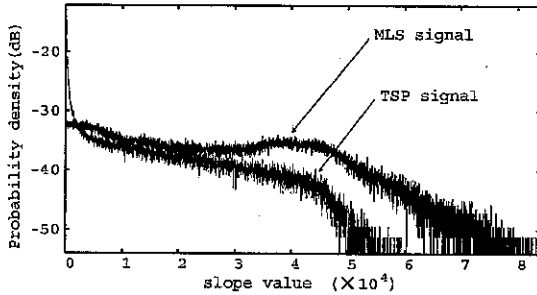


図5 信号内における信号傾度の確率密度関数
Fig. 5 The relationship between the slope value and the probability density.

図5より、TSP信号と比較してMLS信号は時間揺らぎの影響を受けやすいことが分かる。次に、実際のIR測定において、時間揺らぎの影響を調べるための実験を行った。

4. 実験装置及び方法

IR測定における時間揺らぎの影響を調べるためには、時間揺らぎの量を任意に制御する必要がある。時間揺らぎを人為的に作り出す方法として、楽音など時間の長い信号を分割し、高精度にシミュレーションする蘆原らの報告がある[14]。しかしIRの継続時間は、楽音信号とは異なり短時間であるため、全信号データを一度にFFT解析することが可能である。そこで、本論文では、3.3と同様にオーバーサンプリングを行った信号を操作することで時間揺らぎを作り出す。

4.1 方法

図6に時間揺らぎを含む系の実験ブロック図を示す。通常、時間揺らぎの量は f_s の数の1である。そこで、測定用信号 $x[n]$ には、8倍のオーバーサンプリングを行った信号を使用する。これにより、 $\pm 1/8$ サンプルの時間揺らぎを加えることが可能である。

図7に、TSP信号に時間揺らぎを付加した様子を示す。■は元信号を、□は8倍のオーバーサンプリング

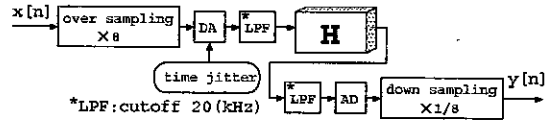


図6 時間揺らぎを含む系のブロック図
Fig. 6 The block diagram of the measurement system with time jitter effect.

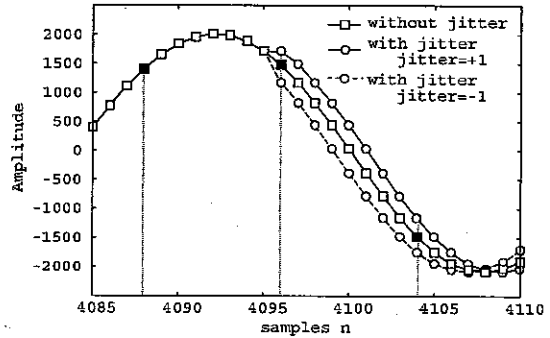


図7 時間揺らぎ付加の様子
Fig. 7 The time jitter modeling.

を行った信号を、○は $n = 4096$ において ± 1 の時間揺らぎを付加した信号を示す(以後 jitter = 1 または -1 と記す)。

実験手順を説明する。入力信号 $x[n]$ には、 $N = 2^{10}$ (MLS信号の場合 $N = 2^{10} - 1$)、 $A_0 = 2^{14}$ のTSP信号、MLS信号を使用する。 $x[n]$ に8倍のオーバーサンプリングを施し、時間揺らぎを付加した後にD-A変換を行う。これは、D-A変換時に時間揺らぎが加わったことを模擬している。測定系Hを通過した後にA-D変換を行う。次に、 $1/8$ 倍のダウンサンプリングを施す。入力信号を3周期分再生し、2周期目を切り出し出力信号 $y[n]$ を得る。なお、線形システムであるため、A-D変換時に時間揺らぎが加わった場合は行わなかった。D-AとA-Dへの入力前後にはアンチエイリアシング用のLPFが入っている。出力信号 $y[n]$ より、クロススペクトル法やアダマール変換法を用いてIRを求める。上記の操作をコンピュータで行うシミュレーションと、A-DとD-A(SDS社製PCI-2050D、16ビットPCM)を用いた測定とを行った。

シミュレーションにおいて、A-D変換の動作は $f_s = 48\text{kHz}$ の時間間隔に相当する信号データを抽出することで行う。測定系HのIRには $h_{lpf}[n]$ (NF社製RT-8FLA2 [LPF20kHz])を使用した。測定系Hを通過する動作は、系のIRを直線畳み込むことで

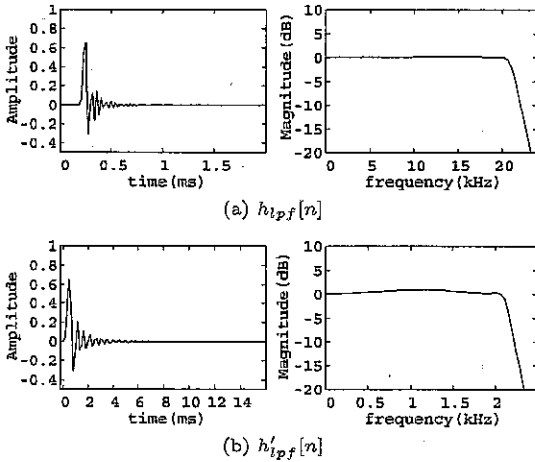


図 8 測定系 H の IR 波形と周波数振幅特性
Fig. 8 The time and frequency characteristics of IRs.

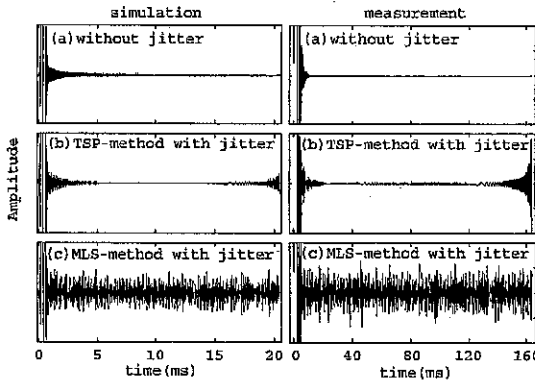


図 9 時間揺らぎを含んだ系の IR 波形
Fig. 9 The waveform of the IR with time jitter.

行った。

測定において、A-D と D-A は $f_s = 48\text{kHz}$ とし、測定系 H の IR には $h'_{l_{pf}}[n]$ (NF 社製 RT-8FLA1 [LPF2.2kHz]) を使用した。A-D 変換後の信号に 1/8 倍のダウンサンプリングを施し出力信号 $y[n]$ を得る。

図 8 にシミュレーション及び測定に用いた測定系 H の IR 波形 $h_{l_{pf}}[n]$, $h'_{l_{pf}}[n]$ と周波数振幅特性を示す。

4.2 結果

図 9 にシミュレーション (左図) 及び測定 (右図) によって得られた IR 波形を、図 10 に周波数振幅特性を示す。図 9 において、(a) は時間揺らぎを加えていない場合の IR 波形である。(b), (c) は信号の継続時間中に $jitter = +1$ の時間揺らぎを加えたときの、TSP 法及び MLS 法によって求めた波形である。シミュレーション及び測定ともに時間揺らぎの影響によ

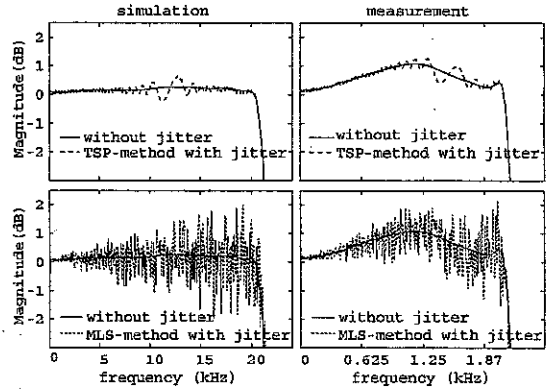


図 10 時間揺らぎを含んだ系の周波数振幅特性
Fig. 10 The frequency characteristics of the IR with time jitter.

り波形にひずみが加わっている。TSP 法では波形前半の応答中に、MLS 法では全体においてひずみ誤差が発生している。

図 10 より時間揺らぎの影響は、TSP 法では揺らぎが加わった周波数領域において現れる。MLS 法においては帯域全体にひずみ波形となって現れ、その影響は、高周波数域になるにつれ大きくなっている。

次に、時間揺らぎの発生位置と IR に発生する誤差との関係について調べるため、TSP 信号及び MLS 信号の継続時間 $n = 0 \sim 1023$ (MLS 信号では $n = 0 \sim 1022$) に対応した位置に、時間揺らぎ $jitter = +1$ を加え実験を行った。信号振幅は $A = 1000 \sim 16000$ の 5 種類を用いた。誤差は式 (6) を用いた。

$$Error = 10 \times \log_{10} \frac{\sum_k (X[k] - H[k])^2}{\sum_k H^2[k]} \text{ (dB)} \tag{6}$$

ここで、 $X[k]$ は TSP 法及び MLS 法より得られた IR の伝達関数を、 $H[k]$ は時間揺らぎを含まない系での IR の伝達関数である。

図 11 にシミュレーションと測定とによって得られた、TSP 法及び MLS 法の結果を、直線とプロットとで示す。

図 11(a) より、TSP 法による誤差は信号傾度と対応している (図 3 参照)。図 11(b) より、MLS 法による誤差は信号の継続時間中心部分で最も誤差が大きくなっている。このことを図 12 より説明する。図は時刻 t_j に時間揺らぎ Δt が発生した場合の模式図である。もとの MLS 信号 $m(t)$ と時間揺らぎの影響を

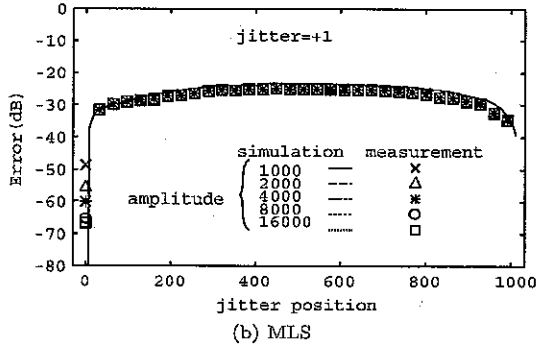
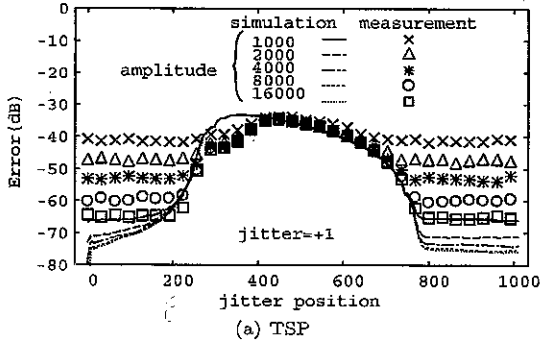


図 11 時間揺らぎ発生時刻と誤差との関係

Fig. 11 The relationship between the time jitter position and the signal error.

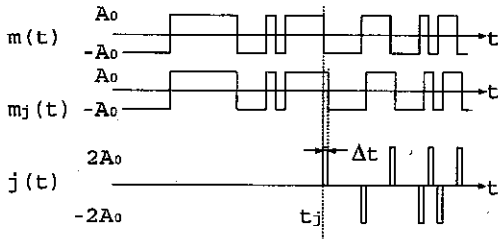


図 12 時間揺らぎにより発生する信号 $j(t)$

Fig. 12 The time jitter waveform modeling.

受けた MLS 信号 $m_j(t)$ との差を信号 $j(t)$ とすると、 $j(t)$ はもとの信号の微分に -2 を乗じたものとなる。

$$j(t) = m(t) - m_j(t) \quad (7)$$

$$j(t) = \begin{cases} 0 & , t < t_j \\ -2(m(t) - m(t - \Delta t)) & , t \geq t_j \end{cases} \quad (8)$$

式 (8) より、信号 $j(t)$ は時間揺らぎの発生時刻以後に存在し影響をあたえる。しかし、時間揺らぎが信号の継続時間前半で発生した場合は、1 サンプルの遅れあるいは進んだ信号と考えられるため、誤差はあたかも小さくなったように見える。このため、継続時間全体



図 13 CCP のブロック図

Fig. 13 The block diagram of a complex cepstrum process.

で等価な信号傾度をもつ MLS 信号であっても中心付近の誤差が大きくなる。なお、時間揺らぎ $jitter = -1$ を付加した場合も上記理由により $jitter = +1$ と同様な結果となることを確認している。

図 11 より、時間揺らぎによる誤差は信号振幅の変化によらず一定である。これは、時間揺らぎによる波形のひずみは信号傾度に依存するため信号振幅の大きさに伴い変化するが、信号全体のパワーにより正規化されるため一定となる。測定結果より信号振幅が小さい場合は、背景雑音の影響により、信号傾斜の少ない区間においてノイズフロアが確認できる。式 (6) 誤差の最大値は、MLS 法が TSP 法と比較して約 10 dB 大きく、MLS 法は時間揺らぎの影響を受けやすいことが分かる。

5. 複素ケプストラムを用いた時間揺らぎの影響の低減

図 9, 図 10, 図 12 より時間揺らぎの影響は、誤差信号 $j(t)$ が加算されたことによるものと考えられる。信号成分を分離するための方法として複素ケプストラム処理 (Complex Cepstrum Process: 以後 CCP) を用いた方法がある [22]。CCP を行い時間揺らぎの影響の低減効果について検討を行った。

5.1 方法

図 13 に CCP のブロック図を示す。図において、 $x[n]$ は時間揺らぎの影響を受けた IR 信号である。CCP では、周波数軸におけるフィルタリング処理に対応したリフターリング (liftering) 処理がある。本論文においては、liftering 時に窓幅と窓形状を変化させ時間揺らぎの影響の低減効果について検討を行った。リフター窓は方形, hanning, hamming, blackman, blackman-harris 窓の 5 種類を用いた。各窓は cefrency 軸において低次を通過させ高次を遮断する。

時間揺らぎの影響を受けた IR として、次に示す二つの伝達関数を有する測定系を使用する。時間揺らぎは 4. と同様な方法で測定用信号の継続時間中心付近に発生させる。TR1: LPF の伝達関数. TR1 の IR 波

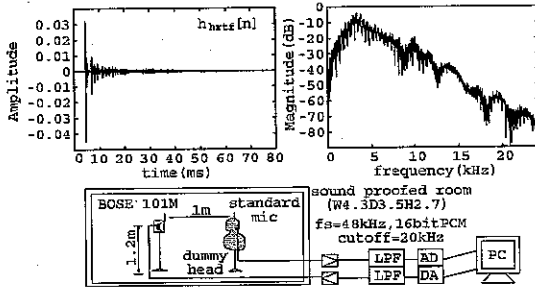


図 14 TR2 の信号波形と周波数振幅特性
Fig. 14 The waveform and frequency characteristics of impulse response for $h_{hrtf}[n]$.

形 $h_{lpf}[n]$ を図 8 (a) に示す。TR2:ダミーヘッドの頭部伝達関数 (HRTF), TR2 の IR 波形 $h_{hrtf}[n]$ と測定ブロック図を図 14 に示す。TR2 は, $f_s = 48 \text{ kHz}$, $N = 2^{16}$, 遮音室 (残響時間: 約 0.2s, 暗騒音レベル = 20 dB (A)) において, ラウドスピーカをダミーヘッド正面 1m に配置し, 右耳鼓膜位置に設置された標準マイクロホンまでの出力の関係を示す伝達関数である。TR2 は TR1 と比較して, 反射波を多く含み継続時間の長いものとなっている。

5.2 結果 1

図 15 に, TR1 を有する測定系において, 時間揺らぎが発生し影響を受けた IR 信号波形に対して CCP 処理を行った結果を示す。

図において (a) は TSP 法, (b) は MLS 法の結果である。各々の図において左図はシミュレーション, 右図は測定によって得られた信号を用いている。縦軸は, 時間揺らぎの影響を受けていない IR 波形との差の 2 乗和を信号エネルギーで正規化したものであり, 先に定義した式 (6) と同様である。図中には, CCP を行う前の誤差を横線で示す。

図 15 より, シミュレーションの信号においては TSP 法で約 3 dB, MLS 法で約 17 dB 誤差が低減している。測定の信号においては TSP 法で約 2 dB, MLS 法で約 13 dB 誤差が低減している。誤差の低減効果は, MLS 法で顕著に現れており, width=20 付近において TSP 法とほぼ等しい誤差となっている。これは, 図 9 より, TSP 法では時間揺らぎの誤差が, IR の立上り付近に現れるのに対し, MLS 法では, 応答全体に現れている。そのため, CCP による効果が高いと考えられる。

リフター窓の種類と誤差との関係から, 方形窓ではリフター窓幅の増加に伴い誤差が上下に大きく変動している, これに対して方形窓以外を用いる場合は,

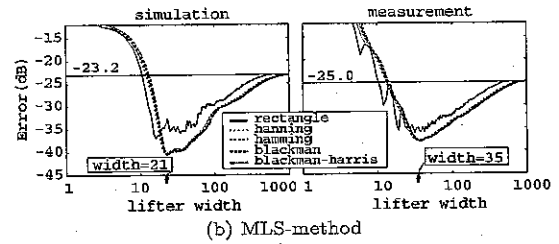
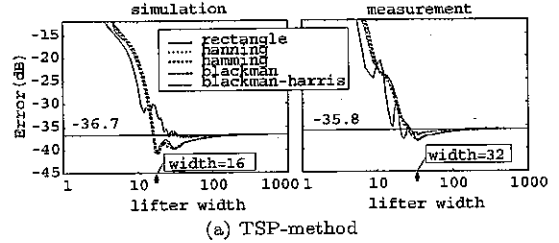


図 15 リフター窓と誤差との関係 ($h_{lpf}[n]$)
Fig. 15 The relationship between the signal error and lifter window width of $h_{lpf}[n]$.

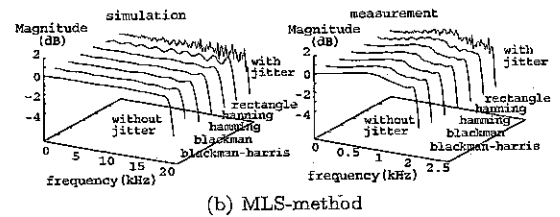
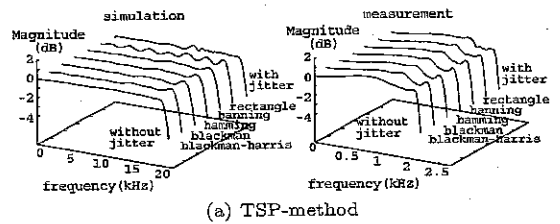


図 16 CCP による周波数振幅特性
Fig. 16 The frequency characteristics of the IR by complex cepstrum process.

リフター窓幅の増加に伴い誤差が緩やかに変化している。方形窓以外の窓形状の違いによる顕著な差は見られない。誤差が最小となったときのリフター窓幅を図中の四角内に示す。また, このときの周波数特性を図 16 に示す。各々の図において (a) は TSP 法, (b) は MLS 法による結果を示す。CCP において方形窓以外を用いる方が低減効果が高くなるメカニズムについては, ケフレンシー軸上で滑らかに波形を切り出すことが有効であったと考えられる。

5.3 結果 2

図 17 に TR2 を有する測定系の結果を示す。図中

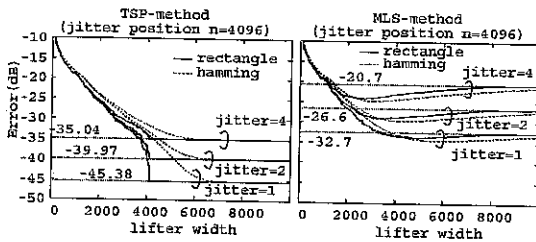


図 17 リフター窓と誤差との関係 ($h_{hrtf}[n]$)
 Fig. 17 The relationship between the signal error and lifter window width of $h_{hrtf}[n]$.

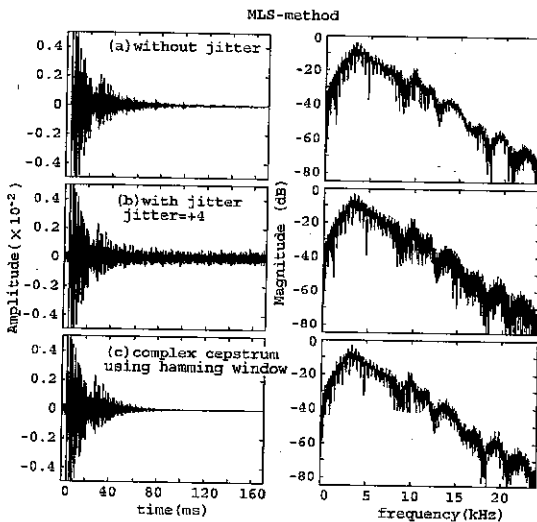


図 18 CCP を用いた IR 波形と周波数振幅特性 (MLS 法)
 Fig. 18 The waveform and frequency characteristics of IR $h_{hrtf}[n]$ by complex cepstrum process.

には、CCP を行う前の誤差を横線で示す。方形窓以外の窓形状では顕著な差は見られないため、方形と hamming 窓を用いた結果のみを示す。時間揺らぎは $n = 4096$ において $jitter = +1, +2, +4$ を付加した。図において左図は TSP 法、右図は MLS 法による結果である。図 17 より、MLS 法では 2 ~ 4 dB、TSP 法ではほとんど誤差の低減はなされていない。TSP 法において時間揺らぎの影響は IR の応答時間付近に発生するため、分離することが困難であると考えられる。図 18 に MLS 法の IR 波形と周波数振幅特性を示す。IR 波形では縦軸を拡大している。図 (b) の IR 波形より、応答時間全体にわたるひずみ波形が図 (c) の IR 収束以後の区間において減少していることが分かる。

6. むすび

本研究は、IR 測定時に時間揺らぎが含まれると、IR

を利用するアプリケーションの出力に常時畳み込まれ深刻な影響をあたえると考えられ、測定法と時間揺らぎの影響に着目することから始まった。時間揺らぎが影響し誤差が発生するメカニズムには、信号傾度が関係する。そこで、代表的な IR 測定用信号である TSP と MLS 信号の信号傾度とその発生割合について示した。結果、TSP 信号と比較して MLS 信号は信号の信号傾度が大きい割合が高く、時間揺らぎの影響が誤差として発生する確率が高いことが明らかとなった。

次に、任意に時間揺らぎを発生させる測定系をコンピュータによって作り出し、IR 測定のシミュレーションと測定実験を行った。結果、TSP 法の誤差は信号傾度と時間揺らぎの発生場所に関係があることが確認された。また MLS 法では、信号の継続時間の中心付近に時間揺らぎは発生する誤差が大きくなることを確認しその原因を明らかにした。

時間揺らぎによる誤差は MLS 法が TSP 法と比較して最大約 10 dB 大きく、MLS 法は時間揺らぎの影響を受けやすいことが明らかとなった。更に、TSP や MLS 法を用いた測定法では、時間揺らぎの影響が測定信号のパワーにより正規化されるため、誤差は信号振幅値に依存せず一定である。そのため測定においては信号振幅は、背景雑音による誤差の影響を少なくするためスピーカ等の非線形ひずみの影響を考慮し大きくすることが有利であるといえる。

次に、CCP を用いた、時間揺らぎによる誤差の低減方法を検討した。その結果、リフター窓の形状を hamming 窓等で滑らかに liftering を行うことで高い効果が得られることを確認した。また、MLS 法においては反射波を含み継続時間の長い IR でも、誤差の低減が確認された。しかし、TSP 法においては効果が得られなかった。このことは TSP 法における時間揺らぎの影響が IR の成分と似ているためと推測される。TSP 法における時間揺らぎの誤差を低減するための方法については更に検討が必要である。

謝辞 研究を進めるにあたり、長岡技術科学大学の 島田正治教授、穂川治英先生に有益な御議論を頂き、ここに感謝を表す。

文 献

- [1] 橋 秀樹, 日高新人, “実物および模型ホールのインパルス応答の測定,” 音響誌, vol.48, pp.244-249, 1992.
- [2] 橋 秀樹, “室内音響測定の現状と今後の課題,” 音響誌, vol.49, pp.97-102, 1993.
- [3] 福島 学, 城戸健一, “クロススペクトル法によるインパルスレスポンス推定における推定誤差の検討,” 音響誌,

- vol.55, pp.265-274, 1999.
- [4] 武田賢司, M 系列を用いたインパルス応答測定のための高速演算法, 九州芸術工科大学修士論文, 1984.
- [5] N. Aoshima, "Computer-generated pulse signal applied for sound measurement," J. Acoust. Soc. Am., vol.69, pp.1484-1488, 1981.
- [6] 金田 豊, "インパルス応答測定の際の留意点," 音響誌, vol.55, pp.364-369, 1999.
- [7] 守谷直也, 金田 豊, "インパルス応答計測のための最適信号の検討," 信学技報, EA2004-136, March 2005.
- [8] 鈴木陽一, 浅野 太, 曾根敏夫, "音響系の伝達関数の模擬をめぐって (その2)," 音響誌, vol.45, pp.44-50, 1989.
- [9] C.D. Kim, M. Abe, and K. Kido, "Investigations on the method for the estimation of impulse response using rectangular pulse," J. Acoust. Soc. Jpn. (E), vol.7, pp.239-243, 1986.
- [10] 福島 学, 城戸健一, "インパルスレスポンス推定に適した時間窓の検討," 音響誌, vol.56, pp.78-84, 2000.
- [11] 佐藤史明, "室内音響インパルス応答の測定技術," 音講集, pp.669-676, March 2002.
- [12] 守谷直也, 金田 豊, 坂内澄宇, "PC における AD, DA 同期動作の問題点," 音講論集, pp.607-608, Nov. 2003.
- [13] 池田亜紀, 金田 豊, 坂内澄宇, "音響計測を目的とした PC オーディオ系の基礎検討," 音講論集, pp.609-610, Nov. 2003.
- [14] 蘆原 郁, 桐生昭吾, "デジタルオーディオにおける時間ゆらぎ許容値及び検知閾," 音響誌, vol.59, pp.214-219, 2003.
- [15] 桐生昭吾, 蘆原 郁, 吉川昭吉郎, 沢田真生, 大賀寿朗, "多様な被験者を対象とした時間揺らぎによる歪みの検知閾に関する実験," 信学技報, EA2002-36, 2002.
- [16] 三井 実, 石川智治, 小林幸夫, 宮原 誠, "音のゆらぎ情報と時間の伸び縮み歪みについて," 信学技報, EA99-41, 1999.
- [17] 冬木真吾, 小林幸夫, 石川智治, 宮原 誠, "デジタル楽音信号の jitter に起因する高度感性情報の欠落 — "雰囲気", "空気感" (深々さ) の激減衰化," 信学技報, EA97-104, 1998.
- [18] A. Nishimura and N. Koizumi, "Measurement of sampling jitter in analog-to-digital and digital-to-analog converters using analytic signals," Proc. 112th Audio Engineering Society Convention, no.5558, pp.1-6, 2002.
- [19] A. Nishimura and N. Koizumi, "Measurement of sampling jitter using a musical signal," Proc. 114th Audio Engineering Society Convention, no.5797, pp.1-9, 2003.
- [20] 島田正治, 林 伸夫, 林 伸二, "頭外音像定位伝達関数のクラスタ法の一検討," 信学技報, EA93-9, 1993.
- [21] J. Dunn, "Jitter theory," Audio Precision TEC-NOTE, vol.23, pp.1-23, 2000.
- [22] 矢野昌平, 島田正治, 穂刈治英, "頭外音像定位における反射波による距離感の影響," 信学技報, EA95-53, Oct. 1996.

(平成 19 年 8 月 1 日受付, 9 月 11 日再受付)

矢野 昌平 (正員)



1997 長岡技術科学大学大学院電気・電子システム工学科専攻了。2000 同大学院博士課程了。工博。現在、長岡工業高等専門学校電気電子システム工学科・助教。音響学会会員。

波多野 裕



2006 長岡工業高等専門学校・電子機械システム専攻科卒。現在、長岡技術科学大学・電気電子情報工学科専攻。