

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*

金 田 豊^{*1}

(1995 年 10 月 14 日受付)

【要旨】 本報告では、M 系列法による音響インパルス応答測定において生じる測定誤差について実験的検討を加え、以下のことを明らかにした。(1) 非線形歪に起因する誤差はスピーカの出力音圧レベルにほぼ比例して増加する。(2) 測定誤差を最小にする最適な出力音圧レベルは、背景雑音レベルと、スピーカの非線形特性に依存して決まる。(3) 出力音圧が最適値からずれると、そのずれの量と同程度 (dB 値で) 測定誤差が増加する。(4) 口径が約 12 cm のスピーカ 6 種を測定した結果、測定誤差の大きさには 5 dB 程度の差が見られた。(5) 従って、SN 比の高い測定結果を得るためには、出力音圧を最適値に設定すること、非線形歪の小さなスピーカの選択が重要であることが分かった。

キーワード インパルス応答, M 系列, 非線形歪, 背景雑音, スピーカ

Impulse response, M-sequence, Non-linear distortion, Background noise, Loudspeaker

1. はじめに

音響系のインパルス応答は、系の基本特性を表す重要な量である。例えば、インパルス応答に基づいて系の模擬フィルタを構成すれば、音場の制御や、臨場感再生などを行うことができる。また、周波数伝達特性や残響曲線などをはじめとした各種音響特性量もインパルス応答から導出することができる¹⁾。

インパルス応答の代表的測定方法としては、パルス同期加算法²⁾、TSP 法^{3),4)}、M 系列法^{5)~8)}などが知られている。パルス同期加算法は、単一パルスに対する応答を同期平均して測定結果を得る。TSP 法は、TSP (time stretched pulse) 信号と呼ばれる掃引正弦波を用いて測定する。また、M 系列法では、M 系列(maximum length sequence) と呼ばれる白色性疑似ランダム雑音を用いて測定する。

SN 比の高いインパルス応答測定結果を得ようとする場合、1) TSP 信号や M 系列信号など、測定に用いる信号の長さを長くする方法、2) 大きな音で測定信号を発生させて音響的 SN 比を増大する方法、という二つの方法が考えられる。前者は信号長の増加に伴った計算量やメモリ量の増加が要求されるのに対して、後者はそのような要求がなく簡便な方法である。

ただし、スピーカからの信号出力音圧を上昇させすぎると測定系の非線形歪に基づく測定誤差(非線形誤差)が発生することが予想される。従って非線形誤差には十分な注意を払う必要があるが、出力音圧と非線形誤差との定量的関係や、それが測定結果の SN 比に及ぼす影響などについては、これまで十分な検討がなされていなかった。そこで本論文では、実験的検討に基づいて、この点を明らかにし、出力音圧の最適化による SN 比の向上の指針とすることを目的とする。

さて一般に、非線形誤差の定量化は容易ではないが、M 系列信号を用いた測定結果においては非線形誤差が測定区間にほぼ一様に分布するため、誤差の大きさを評価し易いという特長が報告されている^{9)~11)}。このことより本論文では、M 系列信号を用いて音響インパルス応答の測定を行い、非線形誤差の評価を行っていくものとした。

以下 2 章においては、従来の研究結果を中心に、M 系列法における測定誤差の性質を述べる。3 章では、音場実験結果に基づいた測定誤差の検討結果を報告する。

2. M 系列法と測定誤差

2.1 M 系列法

M 系列信号 $m(k)$ とは、振幅が二つの値 ($-A$ と $+A$) のみを持つ疑似ランダム系列で、周期 $L=2^N-1$ をもって合成される^{5),6)}。ただし、 k は離散時間を表し、 N は正の整数を表す。この M 系列信号 $m(k)$ と、その時間軸を反転した信号 $m(-k)$ との巡回畳込みを行った結果を $\phi(k)$ と表すと、 $\phi(k)$ は次式のような性

* Experimental study on the error in acoustic impulse response measurement using M-sequence, by Yutaka Kaneda.

*¹ NTT ヒューマンインタフェース研究所
(問合先: 金田 豊 〒180 武蔵野市緑町 3-9-11
NTT ヒューマンインタフェース研究所)

質を持つ¹⁰⁾。

$$\phi(k) = \frac{1}{(L+1)A^2} \sum_{j=0}^{L-1} m(j)m(j-k) \\ = \begin{cases} L/(L+1) & \text{for } k=0 \\ -1/(L+1) & \text{for } k \neq 0 \end{cases} \quad (1)$$

ただし、 $(L+1)A^2$ は正規化定数であり、また、右辺に含まれる時間項 $j-k$ は $\text{mod } L$ の演算を行って、その値を 0 と $L-1$ の間とする。この式から分かるように、 $\phi(k)$ は、 $-1/(L+1)$ の値の直流成分を持っている。 $\phi(k)$ 全体 ($k=0 \sim L-1$) に $1/(L+1)$ を加算することで、この直流成分を除去すれば、 $\phi(k)$ は時刻 $k=0$ のみ 1 の値を持つ単位パルス信号になる。

室内インパルス応答の測定は、Fig.1 に示すように、M 系列信号 $m(k)$ をスピーカに入力して室内に放射する。このとき、周期 L の M 系列を 2 周期発生させる。マイクロホンで受音した信号から、第 2 周期目に相当する時間区間 (この時間区間を $0 \leq k \leq L-1$ とする) を切り出して $y(k)$ とする。このようにすれば M 系列信号 1 周期と室内インパルス応答 $h(k)$ (スピーカの応答も含む) とを巡回的に畳み込んだ信号に背景雑音を加わったものが $y(k)$ として得られる。室内インパルス応答の測定結果 $h'(k)$ は、下記の式(2)のように、この $y(k)$ と、時間軸を反転した M 系列信号 $m(-k)$ との巡回畳み込みを計算することで求められる。

$$h'(k) = \frac{1}{(L+1)A^2} \sum_{j=0}^{L-1} y(j)m(j-k) \quad (2)$$

ただし、受音信号 $y(k)$ からは、あらかじめ、直流成分は除去しておくものとする。実際に受音した原信号を $y'(k)$ 、直流成分を除去した受音信号を $y(k)$ と表すと、この直流除去操作は、

$$y(k) = y'(k) - \frac{1}{L} \sum_{j=0}^{L-1} y'(j) \quad (3)$$

と表される。

式(2)の計算結果は、 $y(k)$ が雑音などを含まずに系の応答のみである場合には、系のインパルス応答 $h(k)$ と一致する(付録 1, 式(A.11)参照)。なお、この式(2)の巡回畳み込み演算を直接的に計算すると多大な演算量が必要とされるので、通常は、アダマール変換とよばれる手順を利用して計算を行う^{7),8)}。

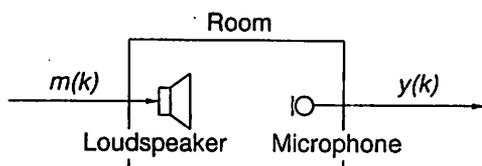


Fig.1 M 系列信号を用いた室内インパルス応答の測定

2.2 インパルス応答測定結果の SN 比

インパルス応答の測定結果には測定誤差が含まれる。ここではまず、系が線形であると考えて測定結果の SN 比を示す。

周期が L の M 系列信号で測定を行った場合、式(2)の $h'(k)$ は長さが L の信号として得られる。しかし一般に、音響インパルス応答は指数減衰関数となる。従って、 L を大きく定めれば、ある時刻 $L_c (< L)$ 以降は、インパルス応答の存在を無視することができる (この L_c の選び方には議論が必要であるが、例えば残響時間の数倍程度の長さとして定めれば十分である)。言い換えれば、時刻 L_c 以降は測定誤差のみが存在する区間となる。従って、インパルス応答の測定結果を用いて、残響曲線や伝達系の逆フィルタ等を計算する場合には、 $h'(k)$ を長さ L_c で切り出した信号 $h'_c(k)$ ($h'_c(k) = h'(k)$, $k=0, 1, \dots, L_c-1$) を利用することが多い。

さて、式(2)に示した演算を行う前と後では、信号の SN 比は変化しないことが示される(付録 1)。すなわち、測定結果 $h'(k)$ の SN 比は受音信号 $y(k)$ の SN 比に等しい。次に、 $h'(k)$ を長さ L_c で切り出した信号 $h'_c(k)$ を考える。測定誤差が定常雑音と見なせるならば、 $h'_c(k)$ の SN 比は $h'(k)$ の SN 比と比べて L/L_c 倍向上する(付録 2 参照)。従って、受音信号の SN 比を R_y 、インパルス応答の測定結果 $h'(k)$ の SN 比を R_h 、切り出した測定結果 $h'_c(k)$ の SN 比を R_{hc} と表すと (ただし R_y , R_h , R_{hc} は真数値)、

$$R_{hc} = (L/L_c)R_h \\ = (L/L_c)R_y \quad (4)$$

と表される。

具体例をあげてみる。測定時の暗騒音の音圧レベルが 40 dB、受音点における M 系列信号の音圧レベルが 70 dB、M 系列の周期 $L = 16,383$ 、インパルス応答としては、測定結果 $h'(k)$ から $L_c = 4,000$ 点を切り出した波形 $h'_c(k)$ を使用する場合を考える。このとき、受音信号の SN 比 R_y は 30 dB であり、 L/L_c (dB) は 6 (dB) であるので、 $h'_c(k)$ の SN 比 R_{hc} は約 36 dB となる。

このインパルス応答の SN 比 R_{hc} が不十分であるとき、 R_{hc} の値を大きくするには、式(4)から分かるように、次の二つの方法がある。第 1 は M 系列の周期 L を増加する方法である。しかしこの方法では、 L の増加に伴って式(2)で要求される演算量や記憶容量が増大するという制約がある。第 2 はスピーカからの出力音圧を増して受音信号の SN 比 R_y を向上させる方法である。この方法は演算量の増大などを伴わず簡単に測定結果の SN 比を向上することができる。ただし、

スピーカの出力音圧を大きくしすぎると非線形歪による誤差が発生するので注意を払う必要があるが、出力音圧と非線形誤差との定量的関係については、従来、十分な検討がなされてこなかった。そこで、本論文では、インパルス応答測定における SN 比向上を目的として、出力音圧と非線形誤差との関係の把握を行っていくこととした。

2.3 非線形誤差と雑音性誤差

インパルス応答測定における誤差の主要因は、1) 音響的・電氣的な背景雑音、2) 測定系及び被測定系に含まれる非線形歪、である。本論文では、背景雑音に起因する測定誤差を「雑音性誤差」、非線形歪に起因する測定誤差を「非線形誤差」と呼ぶことにする。

測定時の M 系列信号のレベルを大きくすると、背景雑音に対する SN 比が向上するので、雑音性誤差は低下する。しかし、信号レベルを大きくしすぎると、系の（特にスピーカの）非線形歪が増大するため、非線形誤差が増加する。Fig. 2 はこのことを示した測定例である。ただし、Fig. 2 の縦軸は振幅、横軸は時間を表す。また、波形は式(2)によって求めた $h'(k)$ であるが、誤差を見易くするために振幅を拡大表示している。インパルス応答の先頭部分の振幅は図面上カットされている。

Fig. 2(a) は、M 系列信号のレベルを小さくした場合（スピーカから 0.5 m 離れた点での音圧レベルが 48 dB）の測定結果を示す。図において、測定結果には雑

音性誤差が重畳している。測定時の背景雑音が定常ランダム雑音であれば、雑音性誤差は定常ランダムな性質を持った誤差となる。

Fig. 2(b) は Fig. 2(a) の場合に比べて、M 系列信号のレベルを 24 dB 大きくした場合の測定結果である。測定信号の SN 比が向上したため、Fig. 2(a) に見られた雑音性誤差が減少して、ほぼ見られなくなっている。

Fig. 2(c) は、Fig. 2(b) より更に 36 dB 信号レベルを大きくした場合の測定結果を示すもので、非線形誤差が増加している。Fig. 2(c) に示すように、M 系列法による測定結果において、非線形誤差は不規則なパルス性誤差として現れる^{9),11)}。このパルス性誤差発生メカニズムは明らかではないが、同一条件での測定においては再現性を有するものである。

2.4 M 系列法における非線形誤差の性質

非線形誤差の現れ方は測定方法に依存し、また、非線形特性の種類にも依存する。Dunn らは、各種の非線形特性をシミュレーションにより実現し、その誤差特性を調べた。その結果、M 系列法における非線形誤差は不規則なパルス性誤差として現れるが、誤差エネルギー（一定区間の誤差の 2 乗和）は時間軸上にほぼ一様に分布することを示した^{9),11)}。特に、測定区間の前半分と後半分という大きな区間を考えたとき、それぞれに含まれる誤差エネルギーは、ほぼ等しいという結果であった。

さて、2.2 節で説明したように、音響インパルス応答は指数減衰するため、測定区間長 (M 系列信号の周期 L) をある程度長く定めれば、真の応答が十分に減衰した時間区間（例えば、Fig. 2(b) において矢印で示した区間）を得ることができる。言い換えると、この区間に存在するのは測定誤差のみである。従って、この区間において計算した測定結果 $h'(k)$ のエネルギーは、測定誤差のエネルギーに等しいと見なすことができる。以降、このようにインパルス応答のエネルギーが無視できる区間を「無信号区間」と呼ぶ。

ここで測定区間長 L を大として、測定区間の後半分 ($L/2 \sim L-1$) が無信号区間と見なせるものと仮定する。M 系列法における非線形誤差は一様分布しているので、 $h'(k)$ のエネルギー (= 誤差エネルギー) を後半分の区間において計算し、それを 2 倍したものが全測定区間に含まれる誤差エネルギーと見なすことができる。このように全測定区間に含まれる非線形誤差のエネルギーが簡単に推定できる事が M 系列法の特長である⁹⁾⁻¹¹⁾。

なお、他の測定方法、例えば TSP 法を用いた測定結果においても、スピーカからの出力音圧が同程度であれば同程度の量の非線形誤差が発生する。そして、こ

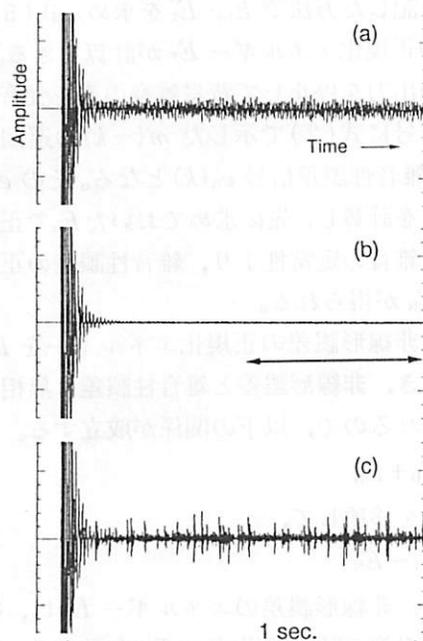


Fig. 2 測定誤差の例

スピーカからの出力音圧が、(a) 小さすぎる場合、(b) 適当な場合、(c) 大きすぎる場合、の例

の誤差は残響曲線の変形などの悪影響を及ぼす。ただしTSP法の測定結果に含まれる非線形誤差は、真のインパルス応答波形と区別がつきにくく“目立たない”誤差波形となっている¹²⁾。

これに対してM系列法の非線形誤差は不自然な不規則性パルス波形であり、“見ばえ”は悪い。しかしその反面、スピーカからの出力音圧が大きすぎて非線形誤差が発生していることを知らせる“警鐘”的な価値を持っている。また、上記したように、非線形誤差が一様に分布するため、測定結果に含まれる誤差エネルギーの推定が容易に行えることはM系列測定法の特長である。

3. 測定誤差の実験的検討

本章では、インパルス応答測定における誤差を定量化し、スピーカ出力と雑音性誤差・非線形誤差との関係を実験的に検討した結果を報告する。

3.1 実験条件

実験はFig.3に示した測定系により行った。周波数帯域は電話帯域相当を対象とし、A/D、D/A変換器のサンプリング周波数は8kHz、フィルタの通過周波数帯域を100~3,500Hzとした。測定信号としては、周期16,383($=2^{14}-1$)のM系列信号を計算機から発生させた。測定室の容積は約70m³、残響時間は約200msであった。スピーカは口径が約12cmの小形フルレンジスピーカを用い、マイクロホンから0.5mの距離に設置した。マイクロホン出力は計算機に取り込み、アダマール変換を行ってインパルス応答を計算した。測定系の音響的・電氣的背景雑音は定常雑音であって、音圧レベル換算で約23dB(帯域100~3,500Hz)であった。

3.2 誤差の定量化と計算方法

インパルス応答の測定結果 $h'(k)$ に含まれる誤差信号を $e_i(k)$ と表し、その大きさをインパルス応答波形に対する相対的な大きさとして定量化する。具体的に

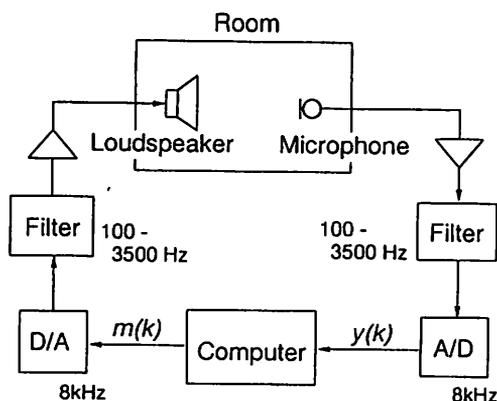


Fig.3 実験のための測定系

は、測定結果に含まれる誤差信号のエネルギー(2乗和) E_i を、インパルス応答 $h(k)$ のエネルギー E_h で正規化した値 E_T

$$E_T = E_i / E_h = \left(\sum_{k=0}^{L-1} e_i^2(k) \right) / \left(\sum_{k=0}^{L-1} h^2(k) \right) \quad (5)$$

により誤差を定量化する。

ただし、インパルス応答 $h(k)$ の真の値は知ることができないので、 E_h の値は、測定結果 $h'(k)$ のエネルギーにより近似した。すなわち、

$$E_h \approx \sum_{k=0}^{L-1} h'^2(k) \quad (6)$$

と近似した。測定結果 $h'(k)$ に含まれる、インパルス応答と測定誤差のエネルギー比が、例えば、10:1(SN比が10dB)以上であるならば、この近似は0.5dB以下の精度を持つ。

次に、誤差エネルギー E_i は以下のように求めた。この実験において、測定区間長は約2秒($L=16,383$ サンプル)であり、実験室の残響時間は200msであった。従って、測定区間の後半分にはインパルス応答は十分に減衰しており、これを無信号区間と見なすことができる。このことより、2.4節で説明したように、測定区間の後半分($L/2 \sim L-1$)において測定結果 $h'(k)$ のエネルギーを計算して、その値を2倍したものを全測定区間に含まれる誤差エネルギー E_i と見なした。なお、測定結果に含まれる測定誤差は、非線形誤差と雑音性誤差が加算された誤差となっているので、以下これを「総合誤差」と呼ぶことにする。

さて、上記した方法で E_h 、 E_i を求め、式(5)より、総合誤差の正規化エネルギー E_T が計算できる。次に、スピーカの出力を停止して背景雑音のみを受音する。この受信信号に式(2)で示した $m(-k)$ の巡回畳込みを行えば、雑音性誤差信号 $e_n(k)$ となる。その $e_n(k)$ のエネルギーを計算し、先に求めておいた E_h で正規化すれば、背景雑音の定常性より、雑音性誤差の正規化エネルギー E_N が得られる。

ここで、非線形誤差の正規化エネルギーを E_D と表す。このとき、非線形誤差と雑音性誤差は無相関であると考えられるので、以下の関係が成立する。

$$E_T = E_D + E_N \quad (7)$$

また、これを移項して、

$$E_D = E_T - E_N \quad (8)$$

このように、非線形誤差のエネルギー E_D は、総合誤差、雑音性誤差の計算結果 E_T 、 E_N を用いて、式(8)より計算できる。

3.3 出力音圧レベルと測定誤差との関係

スピーカの出力レベルを変化させて、各レベルにお

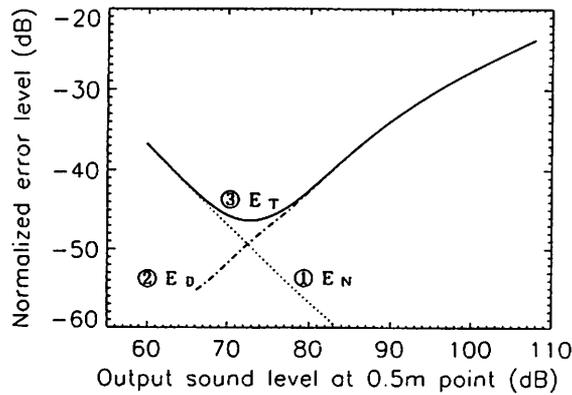


Fig.4 スピーカ出力レベルと誤差の関係
 ① E_N : 雑音性誤差パワー, ② E_D : 非線形誤差パワー,
 ③ E_T : 総合誤差パワー

ける測定誤差の正規化エネルギー（以下、誤差エネルギーと略称する）を測定した。結果を Fig.4 に示す。図の横軸は、スピーカから 0.5 m 離れた点（マイクロホン位置）における出力音圧レベルを表し、図の縦軸は、誤差エネルギーレベルを表す。図の点線①は、雑音性誤差エネルギー E_N の測定結果であり、一点鎖線②は非線形誤差エネルギー E_D 、実線③は総合誤差エネルギー E_T の測定結果を表している。

さて、雑音性誤差 $e_n(k)$ の正規化エネルギー E_N は受信信号の SN 比 R_y の逆数となる（付録 1 の式(A.15)参照）。従って、雑音性誤差はスピーカ出力音圧に逆比例して低下することが予測される。点線①の実験結果は、その予測値と一致したものとなっている。

一方、一点鎖線②で示した非線形誤差エネルギー E_D は、スピーカの出力音圧レベルが上昇するに従って、滑らかに単調に増加することが分かった。1 次近似的に言えば、この増加はスピーカの出力音圧に比例したものとなっている（厳密に言えば、出力音圧が小さい範囲において、音圧レベルが 1 dB 増加すると、非線形誤差レベルは約 0.8 dB 増加する）。

雑音性誤差 E_N 、及び非線形誤差 E_D が、それぞれ、出力音圧の単調減少及び単調増加関数になるので、 E_D と E_N の和である総合誤差レベル E_T は、実線③に示すように最小値を持つ曲線となる。この最小値を与える出力音圧レベルを「最適音圧レベル」と呼ぶことにする。

スピーカの出力音圧を、この最適音圧より小さくしていくと雑音性誤差 E_N が増加し、最適音圧より大きくしていくと非線形誤差 E_D が増加する。そして、この増加の様子は最適音圧レベルをはさんで、ほぼ対称である。例えば、スピーカ出力を最適音圧より 10 dB 大きくしても、また、小さくしても、誤差は約 7 dB 増加する。そして最適音圧レベルからの偏差に比例して測

定誤差は増加していくので、SN 比の高い測定結果を望む場合には、スピーカ出力音圧を最適値に設定することが重要である。

今回の実験例における最適音圧レベルは、スピーカから 0.5 m の地点で、約 73 dB であり、そのときの最小誤差レベルは約 -46 dB であった。この最適音圧は、直感的には小さな音と思えるが、この例のように背景雑音が小さな実験室では、試験音を小さくして非線形誤差の影響を小さくする必要があることが分かる。

さて、受信信号に含まれる非線形歪成分が加法性のランダム雑音と見なせるなら、雑音性誤差に対する議論（付録 1）が同様に成立する。そして、その結果、非線形誤差は受信信号に含まれる非線形成分の比率によって定まり、他の条件、例えば M 系列信号の長さ等には依存しない。このことを確認するために、M 系列信号長 L を 32,767 及び 8,191 と変化させて同じ測定を行った。その結果得られた非線形誤差曲線は、 L の値によらず Fig.4 とほぼ同一の曲線であった。

以上のように、雑音性誤差の曲線は受信信号の SN 比 R_y のみに依存する。また、非線形誤差の曲線はスピーカ発生音に含まれる非線形歪成分の量に依存するが、これはスピーカの種類に依存した量となっている。そしてこれら二つの要因、受信信号 SN 比とスピーカの種類、が同じであれば、他の測定条件が変化しても、Fig.4 に示したスピーカ出力と誤差レベルの関係、及び、最適な出力音圧レベルは変化しない。次に、これら二つの要因を変化させた場合について検討を加える。

3.4 背景雑音レベルと最適音圧レベル

背景雑音のレベルが変化すると受信信号の SN 比が変化し、雑音性誤差レベルが変化する。背景雑音の上昇量は、直接、雑音性誤差の上昇に反映される。例えば、背景雑音が 20 dB 上昇したとすると雑音性誤差 E_N も 20 dB 上昇する。このことは、Fig.4 に示す点線①が上方に 20 dB 平行移動することに対応する。

Fig.5 に、背景雑音の音圧換算レベルが 23, 43, 63 dB の場合の E_N を破線で表した。一方、非線形誤差の大きさは、背景雑音が変化しても変化しないので誤差曲線は一定である。このとき、雑音性誤差 E_N を表す各直線と非線形誤差 E_D （一点鎖線）を加算すれば、各背景雑音レベルの場合の総合誤差 E_T の曲線（実線）が求められる。

図の総合誤差 E_T の曲線より、背景雑音のレベルが 23, 43, 63 dB の場合の最適音圧レベルは、それぞれ、73, 83, 95 dB で (Fig.5 の a, b, c に対応)、そのときの総合誤差 E_T の最小値は、それぞれ、-46, -37,

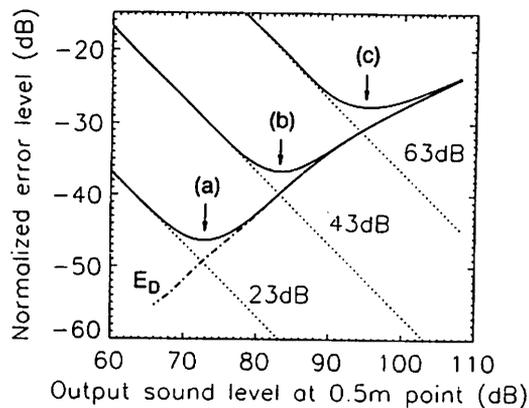


Fig. 5 背景雑音の変化に伴う最適音圧レベルの変化

-28 dB となることが分かる。すなわち、背景雑音レベルが 20 dB 上昇した場合、最適音圧レベルは約 10 dB 増加し、誤差レベルは約 10 dB 増加する。

このことより、背景雑音レベルが上昇したとき、受音 SN 比を確保しようとしてスピーカ音量を上昇させすぎると、非線形誤差が増加するため、誤差はかえって増加してしまう。最適音圧とするためには、スピーカの音量を、背景雑音の増加量の約半分 (dB 値で) 上昇させればよく、その場合の誤差の増加は背景雑音の上昇量の約半分 (dB 値で) となることが分かる。

3.5 複数のスピーカの測定結果

3.3 節で述べたように、非線形誤差はスピーカの種類の依存することが予想される。そこで、3.3 節の実験に用いたものと同程度の大きさ (口径が約 12 cm) で形状の異なった 6 種類の小型フルレンジスピーカについて、音圧レベルと総合誤差の関係を測定した。測定結果を Fig. 6 に示す。

図より、誤差曲線の最小値より左側ではスピーカによる差は見られない。このことは雑音性誤差はスピーカの違いには依存しないことを示している (若干の差は背景雑音レベルの変動によるものである)。

一方、誤差曲線の最小値より右側は非線形誤差の特性を表している。スピーカによって誤差レベルの絶対値に差はあるが、3.3 節で説明した非線形誤差曲線の定性的性質、すなわち、スピーカ出力音圧に対して滑らかな単調増加関数となっている点、その増加の様子は出力音圧の増加にほぼ比例している点、などはおおむね共通した特性となっている。従って、この特性に基づいた 3.3, 3.4 節の結果は、同規模のスピーカに対して共通に成立する結果であると考えられる。

非線形誤差の絶対値に関してはスピーカによる差が見られる。そしてその結果、最適音圧の値はスピーカに依存して 5 dB 程度のばらつきが見られる。また、総合誤差の最小値に関しては 5 dB 程度の差があること

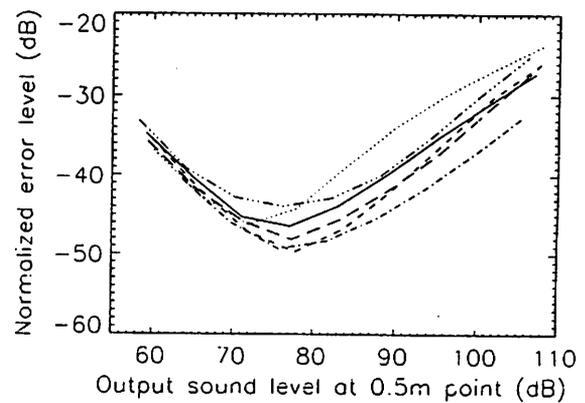


Fig. 6 スピーカの差による測定誤差の相違

が分かる。従って、SN 比の高い測定結果を望む場合には、非線形誤差の小さいスピーカの選択が重要である。

4. ま と め

音場インパルス応答の測定結果には、背景雑音に起因する雑音性誤差とスピーカの非線形歪に起因する非線形誤差が含まれる。本論文では、M 系列測定法における雑音性誤差と非線形誤差を実測し、以下のことを明らかにした。

1) スピーカ出力音圧を増加したとき、雑音性誤差は音圧に反比例して減少し、非線形誤差は音圧にほぼ比例して増加する。実際の測定誤差 (総合誤差) は雑音性誤差と非線形誤差との和であり、この測定誤差を最小とする最適なスピーカ出力音圧レベルが存在する。

2) 雑音性誤差は受信信号の SN 比に依存し、非線形誤差はスピーカの種類の依存して変化する。従って、最適音圧レベルもこれらの要因に依存する。

3) 背景雑音が増加した場合、スピーカ出力音圧は雑音の上昇量の約半分 (dB 値で) 増加させれば最適値となり、その時の測定誤差の増加量は雑音の上昇量の約半分 (dB 値で) となる。

4) 口径が約 12 cm のフルレンジスピーカ 6 種について測定を行った結果、上記 1)~3) に述べた定性的性質は、これらにほぼ共通の性質と認められた。

5) スピーカの出力を最適値より大きくしても、小さくしても、最適値からのずれに比例して誤差は増加する。従って、SN 比の高い測定結果を得るためには、スピーカ出力音圧を最適値に設定することが重要である。また、非線形誤差の絶対量はスピーカの種類によっては 5 dB 程度の差が見られ、スピーカの適切な選択も重要である。

謝 辞

日頃ご指導いただき、当所北脇音声情報研究部長に

謝意を表します。貴重なコメントをいただいた当所小島主幹研究員、清原社員、並びに、ご討論いただいた音響研究グループの方々に感謝いたします。また、M 系列法に関する資料を提供いただいた会津大学伊達教授に感謝いたします。

文 献

- 1) 橋 秀樹, “室内音響測定の実状と今後の課題,” 音響学会誌 49, 97-102 (1993).
- 2) 城戸健一, 音響工学 (電子通信学会, 東京, 1982).
- 3) N. Aoshima, “Computer-generated pulse signal applied for sound measurement,” J. Acoust. Soc. Am. 69, 1484-1488 (1981).
- 4) 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, 1119-1123 (1995).
- 5) 磯部 孝編, 相関函数およびスペクトル (東京大学出版会, 東京, 1968).
- 6) 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算法,” 九州芸術工科大学修士論文 (1987).
- 7) J. Borish and J.B. Angell, “An efficient algorithm for measuring the impulse response using pseudorandom noise,” J. Audio Eng. Soc. 31, 478-488 (1983).
- 8) 伊達 玄, “数論の音響分野への応用,” 音響学会誌 42, 884-893 (1986).
- 9) C. Dunn and M.O. Hawksford, “Distortion immunity of MLS-derived impulse response measurements,” J. Audio Eng. Soc. 41, 314-335 (1993).
- 10) D.D. Rife and J. Vanderkooy, “Transfer-function measurement with maximum-length sequences,” J. Audio Eng. Soc. 37, 419-444 (1989).
- 11) J. Vanderkooy, “Aspects of MLS measuring systems,” J. Audio Eng. Soc. 42, 219-231 (1994).
- 12) 金田 豊, “インパルス応答の測定における誤差の検討,” 音響論集, 567-568 (1995.3).

付録 1. $m(-k)$ の畳み込みによる SN 比の不変性

系のインパルス応答 $h(k)$ の継続時間より長い周期 L を持つ M 系列信号を周期的に発生させたとする。そして、受信信号 $y(k)$ に含まれる系の応答を $s(k)$ 、背景雑音を $n(k)$ と表す。ただし、系の非線形歪は無視できるほど小さいものと仮定する。このとき、 $s(k)$ の第 2 周期以降は、M 系列信号 $m(k)$ とインパルス応答 $h(k)$ との巡回畳み込みの結果となっている。すなわち、巡回畳み込みを行列で表せば、次式の関係、

$$s = Mh \quad (\text{A.1})$$

が成立する。ただし、 s は M 系列受信信号ベクトル、 h はインパルス応答ベクトル、 M は M 系列信号を要素とする巡回畳み込み行列で、それぞれ次式で定義される。

$$s = [s(0), s(1), \dots, s(L-1)]^T \quad (\text{A.2})$$

$$h = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T \quad (\text{A.3})$$

$$M = \begin{bmatrix} m(0), & m(L-1), & m(L-2), & \dots, & m(1) \\ m(1), & m(0), & m(L-1), & \dots, & m(2) \\ m(2), & m(1), & m(0), & \dots, & m(3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ m(L-1), & m(L-2), & m(L-3), & \dots, & m(0) \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

ここで、 τ は転置を表し、 $s(k)$ の時間パラメータ k は、M 系列の第 2 周期開始時点为零とする。ベクトル h に含まれる $h(k)$ の値はインパルス応答継続時間以降は零となる。また、行列 M は次の性質を持つ。

$$M^T M = M M^T = ((L+1)A^2 E - A^2 I) \quad (\text{A.5})$$

ただし、 A は M 系列信号の振幅、 E は単位行列、 I は要素がすべて 1 の行列を表す。

このとき、 $s(k)$ の $0 \sim L-1$ の区間のエネルギー (2 乗和) E_{s0} は、式 (A.1) (A.5) より

$$\begin{aligned} E_{s0} &= s^T s \\ &= h^T M^T M h \\ &= h^T ((L+1)A^2 E - A^2 I) h \\ &= (L+1)A^2 \cdot h^T h \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

と計算される。最後の等号は、 $h(k)$ は直流成分を含んでおらず、平均値が零、すなわち、次式

$$1h = 0 \quad (\text{A.7})$$

が成立するという仮定によるものである。一方、背景雑音 $n(k)$ の $0 \sim L-1$ の区間のエネルギー E_{n0} は、

$$E_{n0} = n^T n \quad (\text{A.8})$$

と表される。ただし、

$$n = [n(0), n(1), \dots, n(L-1)]^T \quad (\text{A.9})$$

である。式 (A.6) (A.8) より受信信号 $y(k)$ の SN 比 R_y は、

$$\begin{aligned} R_y &= E_{s0}/E_{n0} \\ &= (L+1)A^2 \cdot h^T h / n^T n \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

と表される。

さて、本文の式 (2) で示したように、受信信号 $y(k)$ に $m(-k)$ を巡回的に畳み込むことで測定結果 $h'(k)$ を得る。ここでは、受信信号に含まれる信号成分 $s(k)$ と雑音成分 $n(k)$ の個々に対して $m(-k)$ を畳み込むことを考える。この演算を行列を用いて表せば、 $1/(L+1)A^2 M^T$ を乗ずることになる。まず、 $s(k)$ に対して演算した結果は、式 (A.1) (A.5) (A.7) より、系のインパルス応答となる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{(L+1)A^2} M^T s &= \frac{1}{(L+1)A^2} M^T M h \\ &= h \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

一方、背景雑音 $n(k)$ に対して同じ巡回畳み込みを行った結果が、測定誤差となる。誤差ベクトルを e_n と表せば、次式のように表される。

$$e_n = \frac{1}{(L+1)A^2} M^T n \quad (\text{A.12})$$

このとき、測定誤差のエネルギー E_n は、式(A.12) (A.5)より、

$$\begin{aligned} E_n &= e_n^T e_n \\ &= (n^T M M^T n) / ((L+1)^2 A^4) \\ &= (L+1) A^2 \cdot n^T n / ((L+1)^2 A^4) \\ &= n^T n / ((L+1) A^2) \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

となる。ただし、第3の等号は式(A.6)と同様な変形による。

ここで、測定結果 $h'(k)$ の SN 比 R_n を、インパルス応答のエネルギー E_h 、

$$E_h = h^T h \quad (\text{A.14})$$

と誤差エネルギー E_n の比として定義すれば、式(A.14) (A.13) (A.10)より、 R_n は、

$$\begin{aligned} R_n &= E_h / E_n \\ &= (L+1) A^2 \cdot h^T h / n^T n \\ &= R_y \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

となる。従って、測定結果 $h'(k)$ の SN 比 R_n は受信信号の SN 比 R_y に等しいことが示された。

付録 2. インパルス応答の切り出しと SN 比

まず、 $h'(k)$ を長さ L_c で切り出した信号 $h_c'(k)$ に

含まれるインパルス応答成分を考える。2.2 節に示した L_c の定義より、時刻 L_c 以降はインパルス応答の存在は無視できる。従って、 $h_c'(k)$ に含まれるインパルス応答のエネルギーは $h'(k)$ に含まれるエネルギーと等しい。

次に、 $h_c'(k)$ に含まれる測定誤差のエネルギーを考える。測定誤差は定常雑音と見なせるものとし、そのパワーを P_e と表すと、誤差エネルギーは、 P_e に信号区間長を乗じたものとなる。従って、区間長が L の測定結果 $h'(k)$ に含まれる誤差エネルギーは $L \cdot P_e$ となり、区間長が L_c の測定結果 $h_c'(k)$ に含まれる誤差エネルギーは $L_c \cdot P_e$ となる。

このように、 $h_c'(k)$ は $h'(k)$ と比べて、インパルス応答のエネルギーは等しく、測定誤差のエネルギーは L_c/L 倍となる。従って、 $h_c'(k)$ の SN 比は $h'(k)$ の SN 比と比べて L/L_c 倍向上する。



金田 豊

昭52名大・工・情報・修士課程了。同年日本電信電話公社(現 NTT)入社。以来、音響信号処理の研究に従事。現在、NTT ヒューマンインタフェース研究所音声情報研究部主幹研究員。工博。平1, 平3日本音響学会佐藤論文賞, 平1 IEEE ASSP 論文賞などを受賞。