伝達関数補間を用いた評価点移動時の能動騒音制御*

奥山 智尚^{*1}, 松久 寛^{*2}
宇津野 秀夫^{*2}, 朴 正圭^{*2}Active Noise Control for a Moving Evaluation Point
Using Transfer Function InterpolationTomonao OKUYAMA^{*3}, Hiroshi MATSUHISA,
Hideo UTSUNO and Jeong Gyu PARK^{*3} Department of Precision Engineering, Kyoto University,
Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto-shi, Kyoto, 606-8501 Japan

In active noise control (ANC), the transfer function of the error path (TFEP) changes when the evaluation point moves, and it causes a bad performance of noise control. In this study, a new method to identify TFEP at an arbitrary point are proposed. This method is based on the plane wave theory, and the impulse response of TFEP is derived analytically as a function of the position, using measured impulse responses at two points. Applying this method to update the compensation filter of the varying TFEP in a test tube, it is verified by the experiment that the noise can be suppressed significantly without divergence.

Key Words: Noise Control, Adaptive Control, Digital Control, Sound, Moving Evaluation Point, Transfer Function, Impulse Response, Interpolation, Identification

1. 結 言

人間の社会生活において、騒音問題とその対策は常に大きな関心が寄せられている。特に騒音と同振幅・逆位相の音を制御音源から出す事により騒音を打ち消す能動騒音制御は、近年急速に研究が進み、一部では実用化されている。しかし、従来の研究の多くが騒音源・制御音源・受音点の3者の位置が固定された条件を前提としており、音源や受音点が移動する場合についての研究例は少ない。

受音点が移動する場合についての能動騒音制御の最も基本的なモデルを図1に示す。音源や受音点が移動しない場合の適応制御には一般に Filtered-X LMS アルゴリズム^①が用いられる。このアルゴリズムでは制御音源への制御信号出力 V_c と受音点からの誤差信号入力 V_e 間の伝達関数(誤差経路伝達関数)は不変としている為に、受音点の移動に伴い誤差経路伝達関数が変化する現象に対しては有効な制御を行なえない。

伝達関数の変化を考慮した能動騒音制御として、ロバスト性を有するフィードバック制御器を用いた佐野ら^②及び中井ら^③の研究があるが、受音点の移動に伴

Fig. 1 Active noise control with moving error microphone.

う誤差経路伝達関数の大きな変化には追従できない。また、小池ら^④の研究では誤差経路伝達関数を実時間同定し、得た値を主系の補償フィルタに用いているが、変化に追従できる計算速度に限界がある為、移動速度の増加に従い消音性能が低下する事が報告されている。これらの研究ではいずれも、誤差経路伝達関数を未知の値として捉えているが、制御対象とする1次元の音響系においては誤差経路伝達関数は受音点位置の関数として、あらかじめ求めておく事が可能である。

そこで本研究では受音点のみが移動する1次元音響系において、制御音源と受音点間の伝達関数を受音点位置に依存する既知の値として与えることで、受音点の移動速度に制限を受けない能動騒音制御が可能となることを示す。この場合、数箇所での測定値から任意の受音点位置での伝達関数を求める方法として、インパルス応答を用いた新しい伝達関数補間法を提案する。

* 原稿受付 2004年12月20日。

^{*1} 准員, 京都大学大学院工学研究科(〒606-8501 京都市左京区吉田本町)。^{*2} 正員, 京都大学大学院工学研究科。

E-mail: tomonao@t01okuyama.mbox.media.kyoto-u.ac.jp

Fig. 2 1-dimensional acoustic tube system.

2. インパルス応答を用いた 伝達関数補間

2.1 インピーダンス境界を有する1次元音場の伝達関数

図2に示す断面積 S_0 、全長 l_0 の音響管において、 l_s の位置に断面積 S_s 、振動速度 ξ_s の音源を配置した時の任意の位置 x における音圧 P を求める。音響管中を伝わる音波を平面波と仮定すると、音場内の速度ポテンシャル Φ は次の波動方程式を満たす。なお c は音速である。

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} \quad \dots(1)$$

音圧 P および粒子速度 u は Φ を用いてそれぞれ

$$P = \rho \frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad \dots(2)$$

$$u = -\frac{\partial \Phi}{\partial x} \quad \dots(3)$$

と表される。ただし平面波の仮定は音源の近傍 $|l_s - x| < \varepsilon$ では成立しないことに注意する必要がある。 ε の大きさは音響管の断面寸法の約半分である⁶⁾。受音点位置 x における Φ の解は $0 \leq x \leq l_s - \varepsilon$ において

$$\Phi_1 e^{j\omega t} = (A_1 e^{-jkx} + B_1 e^{jkx}) e^{j\omega t} \quad \dots(4)$$

となり、 $l_s + \varepsilon \leq x \leq l_0$ において

$$\Phi_2 e^{j\omega t} = (A_2 e^{-jkx} + B_2 e^{jkx}) e^{j\omega t} \quad \dots(5)$$

となる。ここで e^{-jkx} は進行波を、 e^{jkx} は後退波を示し、 ω は角振動数、 k は波数 ω/c を示す。また A_1 、 B_1 、 A_2 、 B_2 は境界条件によって決定される係数である。境界条件は左右端の複素反射率がそれぞれ γ_l 、 γ_r 、 $x = l_0$ においても平面波の仮定が成立するとしたときの体積速度の釣り合いが

$$S_0 \rho \left\{ \frac{\partial \Phi_2(l_0)}{\partial x} - \frac{\partial \Phi_1(l_0)}{\partial x} \right\} = S_s \xi_s \quad \dots(6)$$

Table. 1 Values of parameters used in simulation.

Sampling Frequency f_s	$2.56 \times 10^3 \text{ Hz}$
Sampling Time Δt	$3.91 \times 10^{-4} \text{ s}$
Sampling Number N	2048
l_0	5.20m
l_s	1.10m
x_a	2.25m
x_b	2.76m
x_c	3.27m
Tube radius r	$5.35 \times 10^{-2} \text{ m}$
φ	0.49
ρ	1.19 kg/m^3
c	340m/s
γ_l	6.00×10^{-1}

Fig. 3 Impulse response between ξ_s and P .

Fig. 4 The enlarged time data of the first 8 impulses.

である。従って、音圧 $P = \rho(\partial \Phi / \partial t)$ は $0 \leq x \leq l_s - \varepsilon$ で

$$P = \frac{\rho c \varphi}{2} \xi_s (e^{-jk(l_s-x)} + \gamma_l e^{-jk(l_s+x)} + \gamma_r e^{-jk(2l_0-x-l_s)} + \gamma_l \gamma_r e^{-jk(2l_0+x-l_s)}) / (1 - \gamma_l \gamma_r e^{-2jk l_0}) \quad \dots(7)$$

$l_s + \varepsilon \leq x \leq l_0$ で

Fig. 5 Acoustic paths from speaker to the microphone.

$$P = \frac{\rho c \phi}{2} \dot{\xi}_s (e^{jk(x-l_s)} + \gamma_l e^{jk(x+l_s)} + \gamma_r e^{jk(2l_0-x-l_s)} + \gamma_l \gamma_r e^{jk(2l_0-x+l_s)}) / (1 - \gamma_l \gamma_r e^{-2jkl_0}) \quad \dots(8)$$

となる。ここで、 ϕ は音響管断面積 S_0 と音源断面積 S_s の比 S_s/S_0 、 ρ は空気密度である。このとき音源表面の振動速度・受音点音圧間の伝達関数 $G_m = P/\dot{\xi}_s$ は両端での無限回の反射を考慮すると $l_s + \varepsilon \leq x \leq l_0$ で

$$G_{ms} = \frac{\rho c \phi}{2} (e^{jk(x-l_s)} + \gamma_l e^{jk(x+l_s)} + \gamma_r e^{jk(2l_0-x-l_s)} + \gamma_l \gamma_r e^{jk(2l_0-x+l_s)}) \times \sum_{n=0}^{\infty} (\gamma_l \gamma_r e^{-2j\omega l_0/c})^n \quad \dots(9)$$

という無限級数の総和の形で表される。式(9)の伝達関数を逆フーリエ変換して得られるインパルス応答 $g_{ms}(t)$ の波形を図3に、 $0 \leq t \leq 4l_0/c$ の拡大図を図4に示す。なお計算には表1に示す各諸元を用い、 $x = x_a$ とした。 γ_l は吸音性を有する閉鎖端を模している。また γ_r は

$$\gamma_r = |R| \exp(j - 2k\delta) \quad \dots(10)$$

$$\delta/r = 0.613 - 0.117(kr)^2, \quad kr < 0.5; \quad \dots(11)$$

$$\delta/r = 0.639 - 0.110(kr)^2, \quad 0.5 < kr < 1.2; \quad \dots(12)$$

$$|R| = 0.0133kr - 0.591(kr)^2 + 0.336(kr)^3 - 0.0643(kr)^4 \quad \dots(13)$$

として開放端を模した。

$g_{ms}(t)$ は1往復時間 $2l_0/c = 3.08 \times 10^{-2}(s)$ に含まれる4個のインパルス波形を基本に、両端の反射率に従って減衰するインパルス列である。この $2l_0/c$ 毎の波形の繰り返しは式(9)右辺の無限級数総和の項に対応し、従って図4のインパルス①は式(9)右辺の第1項に対応し、音源から右側に進むインパルスを(図5①の経路)を示す。同様にインパルス②は式(9)右辺の第2項に対応し、音源から一旦左側に進み左端で反射した後右方向に進むインパルスを(図5②の経路)、インパルス③は式(8)右辺の第3項に対応し、音源から一旦右側に進み右端で反射した後左方向に進むインパルスを

Fig. 6 Impulse responses at point A, B and C (Simulation).

(図5③の経路)、インパルス④は式(9)右辺の第4項に対応し、第2項のインパルスが右端で反射した後左方向に進むもの(図5④の経路)を示す。以下では最初の4個のインパルスに対応する式(9)右辺の4項をまとめて

$$G_{ms_1st} = \frac{\rho c \phi}{2} (e^{jk(x-l_s)} + \gamma_l e^{jk(x+l_s)} + \gamma_r e^{jk(2l_0-x-l_s)} + \gamma_l \gamma_r e^{jk(2l_0-x+l_s)}) \quad \dots(14)$$

と表す。

2.2 インパルス応答を用いた伝達関数補間法の原理

式(9)の伝達関数 G_{ms} は式(14)の G_{ms_1st} を用いて

$$G_{ms} = G_{ms_1st} \times \sum_{n=0}^{\infty} (\gamma_l \gamma_r e^{-2j\omega l_0/c})^n \quad \dots(15)$$

と表される。受音点位置 x に応じて変化するのは G_{ms_1st} のみであり、無限級数の公比 $\gamma_l \gamma_r e^{-2j\omega l_0/c}$ は一定の値をとる。従って公比 $\gamma_l \gamma_r e^{-2j\omega l_0/c}$ を測定により得られれば、任意の x での G_{ms_1st} を補間し式(15)に代入することにより x での伝達関数 G_{ms} を求められる。これが今回提案する、インパルス応答を用いた伝達関数補間法の基本原理である。以下に無限級数の公比の算出法、及び任意の x での G_{ms_1st} の補間法を述べる。

伝達関数 $G_{ms}(j\omega)$ のインパルス応答 $g_{ms}(t)$ を音響管1往復時間 $2l_0/c$ で区切ったとき、図4に示す最初の1区間の波形 $g_{ms_1st}(t)$ は $G_{ms_1st}(j\omega)$ のインパルス応答である。 $g_{ms_1st}(t)$ の4個のインパルスがそれぞれ両端で反射し管内を1往復したものが図4の $g_{ms_2nd}(t)$ である。 $g_{ms_1st}(t)$ と $g_{ms_2nd}(t)$ を分離した上で、それぞれフーリエ変換して得た $G_{ms_1st}(j\omega)$ 、 $G_{ms_2nd}(j\omega)$ を用いて式

$$H_{ms_1} = \frac{G_{ms_2nd}}{G_{ms_1st}} \quad \dots(16)$$

から得た H_{ms_1} を伝達関数 G_{ms} における無限級数の公比と定義する。

Fig. 7 Comparison of transfer functions at point B.

次に $g_{ms_1st}(t)$ の補間法を述べる。図2のA, B, C各点のインパルス応答 $g_{ms_a_1st}(t)$, $g_{ms_b_1st}(t)$, $g_{ms_c_1st}(t)$ を図6に示す。各インパルスは受音点位置に応じた時間遅れを持つので、 $g_{ms_b_1st}(t)$ の最初のインパルス①^Bは $g_{ms_a_1st}(t)$ 及び $g_{ms_c_1st}(t)$ の最初のインパルス①^A及び①^Cの間を $(x_b - x_a):(x_c - x_b)$ に内分する位置にある。 $g_{ms_b_1st}(t)$ にある他3個のインパルスについても同様である。任意の x についても同様に、 x を挟むように2箇所の伝達関数測定点をとることで、測定された2つの伝達関数を逆フーリエ変換して得られる2つのインパルス応答の波形と3点の位置関係より x における $g_{ms_1st}(t)$ が補間できる。

$g_{ms_b_1st}(t)$ をフーリエ変換して得られる $G_{ms_b_1st}(j\omega)$ と、先ほど求めた無限級数の公比 H_{ms_1} から式

$$G_{ms_b} = G_{ms_b_1st} \times \sum_{n=0}^{\infty} H_{ms_1}^n = \frac{G_{ms_b_1st}}{(1 - H_{ms_1})} \quad \dots(17)$$

によってB点での伝達関数 G_{ms_b} が得られる。こうして得た G_{ms_b} の補間値を式(9)より得た値と図7に比較するが、両者は極めて良く一致し、この伝達関数補間法の妥当性を確認できる。

2.3 実験装置及び結果 図2に示す実験に用いた音響管の諸元は、表1に示す数値計算に用いた諸元と同じ値である。ただし ρ , c および η は未知でも補間には差し支えないので測定していない。なお音響管には塩化ビニル管を用い、左端には吸音材としてグラスウールを貼り右端は開放端とした。また、音源表面速度 ξ_s はスピーカーのコーンに貼り付けた加速度ピックアップで測定した。

入力信号に掃引正弦波を用いて ξ_s とマイクロホン音圧 P 間の伝達関数 $G_{ms}(j\omega)$ を測定し、逆フーリエ変換によりインパルス応答 $g_{ms}(t)$ を求めた。A点での測定から得られた $g_{ms_a_1st}(t)$, $g_{ms_a_2nd}(t)$ をそれぞれフーリエ変換して得た $G_{ms_a_1st}(j\omega)$, $G_{ms_a_2nd}(j\omega)$ から式(16)によって得た $H_{ms_1}(j\omega)$ を図8に示す。音響管の共振・反

Fig. 8 Transfer function calculated from the first 8 impulses.

Fig. 9 Impulse responses measured at point A and C.

Fig. 10 Interpolation of impulse response at point B (Experiment).

共振点においてゲインに変則的な突起が見られる。そこで今後の計算には同図の実線で示す近似値を用いた。

C点で測定した $G_{ms_c}(j\omega)$ から同様にして得た $g_{ms_c_1st}(t)$ を $g_{ms_a_1st}(t)$ と共に図9に示す。実験では音速とサンプリング時間の積で定まる距離と実際の音圧測定位置が完全には一致しないため、インパルス応答の波形は純粋なインパルスの形状から歪む。そこで各インパルスのピーク位置 $g(n_{peak})$ から $\pm\Delta n$ の範囲にエネルギーが分散したと見なし、総和

$$E_{peak} = \sum_{n_{peak}-\Delta n}^{n_{peak}+\Delta n} (g_{ms}(n))^2 \quad \dots(18)$$

を求め、 $g_{ms_a_1st}(t)$, $g_{ms_c_1st}(t)$ の各インパルスが大きき $\sqrt{E_{peak}}$ の幅のないインパルスで置き換える。置き換

Fig. 11 Interpolated transfer function at point B (Experiment).

Fig. 12 Interpolated impulse response at point B (Experiment).

えた波形 $g_{ms,a_subst_1st}(t)$, $g_{ms,c_subst_1st}(t)$ を図 10 に示す。なお $\Delta t = 5$ とした。

$g_{ms,a_subst_1st}(t)$, $g_{ms,c_subst_1st}(t)$ 両者の各インパルスの間隔を $(x_b - x_a) : (x_c - x_b)$ に内分する点に最も近い Δt の倍数の位置にインパルスを置く事で、B 点での補間値 $g_{ms,b_1st}(t)$ を得る。 Δt の倍数にとるのは、サンプリングされた時間波形は離散化され Δt おきのみ値を持つためである。なお $g_{ms,b_1st}(t)$ の各インパルスの大きさ $\sqrt{E_{peak_b}}$ は、 $g_{ms,a_subst_1st}(t)$ 及び $g_{ms,c_subst_1st}(t)$ の各インパルスの大きさ $\sqrt{E_{peak_a}}$, $\sqrt{E_{peak_c}}$ から式

$$\begin{aligned} & \sqrt{E_{peak_b}} - \sqrt{E_{peak_a}} : \sqrt{E_{peak_c}} - \sqrt{E_{peak_b}} \\ & = (x_b - x_a) : (x_c - x_b) \end{aligned} \quad \dots(19)$$

を満たすように定めた。 $g_{ms,b_1st}(t)$ をフーリエ変換した $G_{ms,b_1st}(j\omega)$ 及び既に得た $H_{ms,1}(j\omega)$ より式(17)によって $G_{ms,b'}(j\omega)$ を得る。 $G_{ms,b'}(j\omega)$ およびそのインパルス応答 $g_{ms,b'}(t)$ と B 点での測定値 $G_{ms,b}(j\omega)$ および $g_{ms,b}(t)$ との比較を図 11, 12 に示す。 $G_{ms,b}(j\omega)$ と $G_{ms,b'}(j\omega)$ は $f = 800\text{Hz}$ まで良く一致しており、また $g_{ms,b}(t)$ と $g_{ms,b'}(t)$ も良い一致を示す。

Fig. 13 Block diagram of transfer function of the error path.

Fig. 14 Interpolated transfer function of the error path.

Fig. 15 Interpolated impulse response of the error path.

3. 誤差経路伝達関数の 可変成分と不変成分の分離

第2章において提案した伝達関数補間法の対象は、音源表面の振動速度 $\dot{x}$ とマイクロホン音圧 P 間の伝達関数 G_{ms} であった。能動騒音制御において制御器に対する制御音源及び受音点の接続は図 13 に示すように複数の機器が介在するため、制御器からの制御信号 V_c と制御器への誤差信号 V_e 間の誤差経路伝達関数 G_{err} は式

$$G_{err} = G_{sc} \cdot G_{ms} \cdot G_{cm} \quad \dots(20)$$

Fig. 16 Block diagram of FF with change of the Interpolation value of TFEF.

Fig. 17 Schematic diagram of ANC system in numerical simulation.

と表される。 G_{sc} は制御信号 V_c と δ 間の伝達関数、 G_{cm} は P と誤差信号 V_e 間の伝達関数である。ローパスフィルタは能動騒音制御が低周波領域のみを対象とするために入れている。このうちマイクロホン位置に応じて変化するのは G_{ms} のみであり、 G_{sc} 及び G_{cm} は不変である。従って図2のA、C点で測定した G_{ms_a} 、 G_{ms_c} から第2章で示した補間法によってB点での G_{ms_b} を補間することで、予め測定しておいた G_{sc} 及び G_{cm} から式(20)によってB点での誤差経路伝達関数 G_{err_b} が得られる。図14に示すように $f=800\text{Hz}$ まで $G_{err_b}(j\omega)$ の補間値は測定値と良く一致し、逆フーリエ変換によって得たインパルス応答 $g_{err_b}(t)$ も図15に示すように測定値と良い一致を示す。

4. 受音点が移動する際の能動騒音制御

図 16 に今回提案する，誤差経路伝達関数の変化に従う補償フィルタ更新法のブロック線図を示す。図中 x , y , e , d はそれぞれ参照信号，制御信号，誤差信号，騒音を表す。また本論文では以降各信号における添字 k でサンプリング番号を表す。 G_{err} は式(20)で表される誤差経路伝達関数， G_{mn} は参照信号・誤差信号間の伝達関数， $\hat{c}$ は G_{err} を補償するためのフィルタ， h は騒音制御のための主系フィルタである。

数箇所の適当なエラーマイクロホン位置 x_{em} において G_{err} を測定することで、前述の伝達関数補間法によって任意の x_{em} における G_{err} は予め同定できる。今回提案する方法では騒音制御中に x_{em} を常に測定し、その位置に対応した G_{err} に基づいて $\hat{c}$ を更新して能動騒

Fig. 18 Performance of noise reduction in numerical simulation.

音制御を行なう。この場合、 G_{err} を補間するマイクロホン位置の間隔は補間法の原理上 $c\Delta f$ おきとならざるを得ないが、任意の位置において与える G_{err} はその位置から $\pm c\Delta f/2$ 以下だけ離れた位置での G_{err} の値となるので、同定精度は常に一定水準以上を保つ。

4.1 数値計算 図 17 に示す 1 次元音響管における能動騒音制御の数値計算を行なった。制御器出力 l_e と音源振動速度 ξ 間の伝達関数 G_{sc} 及び音圧 P と誤差信号 l_e 間の伝達関数 G_{em} は第 4 章での測定値を用いた。また ξ と P 間の伝達関数 G_{ms} は式(6)を用いて計算した。サンプリング周波数 $f_s = 2560 \text{ Hz}$ 、各伝達関数はタップ数 256 の FIR フィルタで模擬した。騒音制御の主系フィルタ h 及び補償フィルタ $\hat{c}$ は共にタップ数 $M = 256$ の FIR フィルタとした。また収束性を高める為に適応アルゴリズムは LMS の代わりに学習同定法 (normalized LMS) を採用した[®]。主系フィルタ更新に用いるステップサイズパラメータの値は $\mu_h = 0.5$ とした。

制御性能の評価には制御時における誤差信号 e_c の l サンプルごとの二乗平均を非制御時の誤差信号 e_{nc} の二乗平均により正規化した値

$$E_s(k) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{k=n}^{n+l} e_{c^2}(k)}{\sum_{k=m}^{n+l} e_{nc^2}(k)} \right\} \quad \dots (21)$$

を用いた.

エーラマイクロホンは x_{em} から x'_{em} まで移動するものとし、 x_{em} および x'_{em} における G_{ms} の計算値から x_{em} と x'_{em} の間の各位置における G_{ms} の値を $c\Delta t = 0.13m$ の間隔で補間し、式(20)より各位置での G_{err} を得た。エーラマイクロホンの移動中は、 G_{err} の補間値が得られている位置の中で現在のエーラマイクロホン位置に最も近い位置での G_{err} の補間値を元に補償フィルタ $\hat{c}$ を更新した。

能動騒音制御を開始した時点をもとに $t=0(s)$ とおき、
 $t=30(s)$ までエラーマイクロホンをもとに x_{cm} で固定した状

Fig. 19 Block diagram of FF with fixed microphone and adaptive identifier.

Fig. 20 Schematic diagram of FF with fixed microphone and adaptive identifier.

Fig. 21 Experimental apparatus of the ANC system.

態で制御を行ない十分消音された後に、騒音源へ向け速度 0.5m/s で x'_{cm} まで 4 秒間移動させ、 x'_{cm} で再び静止させ制御を続けた。

$26 \leq t \leq 38$ の $E_s(k)$ を図 18 に示す。移動中、実際の G_{mc} は連続的に変化するが補償フィルタ $\hat{c}$ の更新は $c\Delta t = 0.13\text{m}$ 間隔で段階的に行なわれた。しかしエラーマイクロホン固定時に比べ消音性能の悪化は殆ど見られずこの制御法の妥当性が示されている。

4.2 誤差経路伝達関数の実時間同定による制御 従来提案されているフィルタ更新法の基本的なブロック線図を図 19 に示す⁴⁾。これは図 20 に示すように移動するエラーマイクロホンとは別に固定マイクロホンを制御音源の近くに置き、固定マイクロホンからの信号 e' とエラーマイクロホンからの誤差信号 e の伝達関数 G_{mf} の変化を実時間同定し、それに基づきフィードフォワード制御部の補償フィルタ $\hat{c}$ を逐次更新するものである。なお、 G_n は参照信号・固定マイクロホン間、 G_c は制御信号・固定マイクロホン間の伝達関数であり、 $\hat{f}$ は G_c を補償するフィルタ（固定）である。

Fig. 22 Block diagram of error path identifier with IIR filter.

Fig. 23 Comparison of the conventional realtime identification system and the proposed interpolation system when error microphone is fixed.

Fig. 24 Comparison of the conventional realtime identification system and the proposed interpolation system when error microphone moves.

4.3 能動騒音制御の実験装置及び結果 補間値切り替えによる能動騒音制御の有効性が数値計算により示されたので、実験による検証を行ない、実時間同定による従来の制御と比較した。実験に用いた装置を図 21 に示す。制御器には dSPACE 社製 DSP の DS1104 を使い、制御プログラムは mathworks 社のソフトウェア MATLAB 及び Simlink で作製・実装した。音響管には第 2 章の実験と同じ塩化ビニル管を用い、右端は開放端とし、左端には吸音材としてグラスウールを貼った。固定マイクロホンからの信号 e' は G_{mf} 実時間同定による制御のみに用い、またサーボモータからの回転角信号 θ （マイクロホン位置と対応）は G_{en} 補間値切り替えによる制御のみに用いた。またハウリングなどの影

響を極力避けるため、参照信号 x は騒音源への入力信号をそのまま利用した。

変動する G_{mf} の実時間同定部は、高速化と収束性向上の為、FIR フィルタに代わり式

$$y_k = \sum_{m=1}^{M_A} A_m y_{k-m} + \sum_{n=0}^{M_B} B_n x_{k-n} \quad \dots(22)$$

で表される IIR フィルタを導入した⁹⁾。ブロック線図を図 22 に示す。タップ長は $M_A = 40$ 、 $M_B = 32$ とした。式(22)の各フィルタ係数更新式は

$$A_{k+1} = A_k + \alpha_A \frac{x_k}{\|x_k\|^2 + \|y_k\|^2} e_k \quad \dots(23)$$

$$B_{k+1} = B_k + \alpha_B \frac{y_k}{\|x_k\|^2 + \|y_k\|^2} e_k \quad \dots(24)$$

である。ステップサイズパラメータ α_A 、 α_B の大きさは共に 5.0×10^{-2} とした。

まず移動させる前に図 21 の $x_{cm} = 0.63m$ の位置にエラーマイクロホンを固定した状態で 30 秒間制御を行なった。制御開始時を $t = 0(s)$ とし、 $24 \leq t \leq 30$ の $E_s(k)$ を誤差経路実時間同定による制御、補間値切り替えによる制御共に図 23 に示す。なお、両者共に主系フィルタ h のタップ数 $M = 128$ 、ステップサイズパラメータは 4.0×10^{-2} である。共に約 16dB の安定した消音が行なわれている。

$t = 30(s)$ からエラーマイクロホンを約 $0.5m/s$ で騒音源側に 2.9 秒間移動させ再び静止させた。 $30 \leq t \leq 36$ の $E_s(k)$ を 2 者の制御法共に図 24 に示す。両者共に移動開始時に消音性能が約 10dB 低下し、 G_{mf} を実時間同定する制御はやがて不安定となり発散する。一方、補間により予め同定した G_{err} を x_{cm} に応じて補償フィルタに逐次与える制御では移動中及び移動終了後も安定した消音が行なわれている。

5. 結 言

本研究では受音点が移動することで伝達関数が変化する 1 次元音場での能動騒音制御について研究し、以下の結論を得た。

1. 平面波を前提に、ある測定点でのインパルス応答より任意点での伝達関数を補間する方法を提案した。補間された値は、測定値と良く一致する。
2. 評価点が移動する系での能動騒音制御において、各位置での伝達関数を本提案の補間法で同定しそれを補償フィルタにリアルタイムで与える制御法を提案した。この制御法は安定した消音性能を実現することが実験により検証された。

6. 参考文献

- (1) B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive signal processing, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, (1985)
- (2) 佐野・ほか 2 名, フィードバック制御に IMC を用いた 2 自由度型アクティブ騒音制御に関する研究, 日本機械学会論文集(C編)63 巻 608 号, (1997), pp. 1208-1213
- (3) 中井・ほか 2 名, アクティブノイズ制御系への 2 自由度制御手法の適用, 日本機械学会論文集(C編)63 巻 608 号, (1997), pp. 1214-1220
- (4) 小池・ほか 3 名, 評価点の移動する 1 次元音場内の能動的音響制御 (第 1 報, 評価点の移動に対応可能な音響制御器の提案), 日本機械学会論文集(C編)67 巻 654 号, (2001), pp. 321-328
- (5) 小池・ほか 3 名, 評価点の移動する 1 次元音場内の能動的音響制御 (第 2 報, 評価点の高速な移動に対応した音響制御器の提案), 日本機械学会論文集(C編)67 巻 660 号, (2001), pp. 2521-2527
- (6) 鈴木・本郷, 能動制御における二次音源に関する考察, 電子情報通信学会技術研究報告. EA, 応用音響 96 巻 437 号, (1996), pp. 31-37
- (7) 鈴木・ほか 2 名, 反射成分を考慮した音響管騒音能動制御のフィルタ特性に関する考察, 日本音響学会誌 51 巻 5 号, (1995), pp. 341-348
- (8) J. Nagumo and A. Noda, A Learning Method for System Identification, IEEE Trans. Autom. Control, AC-12, No. 3, (1967), pp. 282-287