

能動騒音制御システムの 構成法に関する研究

2021 年 1 月

岡野 圭佑

能動騒音制御システムの 構成法に関する研究

2021 年 1 月

岡野 圭佑

内容梗概

本論文は、能動騒音制御（ANC : Active Noise Control）システムにおいて、騒音低減性能の改善と経路の変動に対する安定性を向上させるための手法について提案、検討した研究成果をまとめたものである。

ANC システムは騒音に対して同振幅で逆位相となる制御音をスピーカから送出し、相殺することにより、騒音の低減を行う技術である。この ANC システムでは、制御音の生成のために 2 次経路をオンラインで推定する必要がある。このために、一般的には補助雑音注入法を用いる。これは、スピーカから制御音と騒音とは無相関な補助雑音を同時に送出することにより、2 次経路をオンラインで推定することが可能となる手法である。しかし、この経路の推定のために用いた補助雑音が新たな雑音としてシステムの出力に残留することにより、騒音低減性能が劣化してしまうという問題がある。

また、ダクトなどの音響的結合が強い場所で ANC システムの実装を考えた場合、本来、騒音を検出するためのマイクロホンに、スピーカからの制御音が混入する。これにより、ハウリングが生じてしまい、システムが発散するという問題が生じる。この問題を解決するために帰還経路を推定する必要があるが、従来の手法では帰還経路の推定誤差信号が、制御フィルタに影響を与えるため、フィルタの推定精度だけでなく、システムの安定性に大きく影響を及ぼしてしまう。

以上のような技術的な背景をもとに行った研究をまとめた本論文は 4 章からなり、まず、第 1 章では、序論として本研究を行うに至った背景、従来の研究概要、本研究の目的、意義、ならびに、この分野における位置づけを明らかに

し、さらに本研究で得られた成果の概要を述べたものである。

第2章では、Pre-inverse 型 ANC システムの騒音低減性能の向上を目的として、補助雑音のパワースケジューリングを用いた Pre-inverse 型 ANC システムを提案する。Pre-inverse 型 ANC システムは2次経路の前段に2次経路の逆伝達関数推定フィルタを用いることにより、2次経路の影響を打ち消す手法である。これにより、従来の Filtered-x 型アルゴリズムと比べて経路の変動に安定して追従できる。この Pre-inverse 型 ANC システムに対して、騒音低減性能を向上させるためにパワースケジューリングを導入する。従来提案されているパワースケジューリングでは、十分に経路を推定する前に補助雑音の電力が減少する、または、経路の変動で電力が非常に大きくなるなどの問題があった。これを解決するために安定した動作が可能となるパワースケジューリングを提案する。このパワースケジューリングを Pre-inverse 型 ANC システムに導入することにより、経路の変動に強く、騒音低減性能の高い手法を得ている。次に、この手法について従来法との演算量の比較を行い、計算機シミュレーションにより、提案法の有効性を確認している。さらに、実環境下での有効性の確認のために実装実験を行っている。

第3章では、オンライン帰還経路推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システムを提案している。帰還経路をオンラインで推定する手法はいくつか提案されているが、従来の手法では制御フィルタに帰還経路の推定誤差が影響する。そのため、事前に帰還経路の推定が必要であり、さらに、経路が変動した場合は追従できずに発散するという問題がある。そこで、Pre-inverse 型 ANC システムにおいて、安定して帰還経路の推定を行う手法を検討する。帰還経路の推定誤差が Pre-inverse 型 ANC システムの制御フィルタに影響しないことを証明し、

計算機シミュレーションにより有効性を確認している．また，実環境下での有効性を確認するために実装実験を行っている．

最後の第 4 章において，本研究で得られた成果を総括している．

論文目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的と研究概要	4
第1章の参考文献	6
 第2章 パワースケジューリングを用いる	
Pre-inverse 型 ANC システム	8
2.1 緒言	8
2.2 従来法の基本原理	10
2.2.1 Akhtar 法	10
2.2.2 Ahmed 法	14
2.2.3 Lopes 法	17
2.3 提案法の基本原理	18
2.3.1 提案法の構成	18
2.3.2 パワースケジューリングの動作	22
2.4 シミュレーション実験	25
2.4.1 シミュレーション条件	25
2.4.2 パワースケジューリングのゲイン比較	28
2.4.3 騒音低減性能の比較	30
2.4.4 演算量比較	33
2.5 実装実験	36
2.5.1 実装条件	36
2.5.2 実験結果	39
2.6 結言	43
第2章の参考文献	44

第3章 帰還経路を考慮した Pre-inverse 型 ANC システム	46
3.1 緒言	46
3.2 従来法の基本原理	48
3.3 提案法の基本原理	53
3.3.1 提案法の構成	53
3.3.2 帰還経路推定誤差の影響	56
3.4 シミュレーション実験	58
3.4.1 シミュレーション条件	58
3.4.2 パワースケジューリングのゲイン比較	61
3.4.3 帰還経路推定精度の比較	63
3.4.4 騒音低減性能の比較	64
3.5 実装実験	67
3.5.1 実装条件	67
3.5.2 実験結果	69
3.6 結言	73
第3章の参考文献	74
第4章 結論	75
謝辞	78
研究業績	79

図目次

図 2.1	Akhtar 法の構成.....	11
図 2.2	Ahmed 法の構成	14
図 2.3	パワースケジューリングを用いた Pre-inverse 型 ANC システムの構成	19
図 2.4	1 次経路のインパルス応答	27
図 2.5	2 次経路のインパルス応答	27
図 2.6	ゲイン $G(n)$ の比較	29
図 2.7	騒音低減性能 $EV(l)$ の比較	31
図 2.8	本実験の構成	37
図 2.9	実験風景	37
図 2.10	誤差信号の平均電力 $A_{Pe}(n)$	40
図 2.11	誤差信号のスペクトル	42
図 3.1	帰還経路を考慮した Filtered-x 型アルゴリズムの構成	50
図 3.2	帰還経路を考慮した Pre-inverse 型 ANC システムの構成	55
図 3.3	帰還経路のインパルス応答	60
図 3.4	パワースケジューリングのゲイン $G(n)$ 比較	62
図 3.5	帰還経路推定精度 $\Delta F(l)$ の比較	64
図 3.6	騒音低減性能 $EV(l)$ の比較	66
図 3.7	帰還経路を考慮したダクトモデル	68
図 3.8	誤差信号の平均電力 $A_{Pe}(n)$	70
図 3.9	誤差信号のスペクトル	72

表目次

表 2.1	パワースケジューリングを用いた Pre-inverse 型 ANC システムの演算量	26
表 2.2	従来法との演算量比較.....	32
表 2.3	シミュレーションのパラメータ	34
表 2.4	シミュレーションにおける発散率.....	35
表 2.5	各機材の詳細.....	38
表 2.6	実験に用いた各パラメータ	38
表 3.1	各手法のパラメータ	60
表 3.2	実験に用いた各パラメータ	68

主要記号

第 2 章	
記号	意味・定義
$x(n)$	制御フィルタの入力信号 (騒音)
$d(n)$	1 次経路通過後の騒音
$y(n)$	制御信号
$w(n)$	補助雑音
$w_g(n)$	ゲインのかかった補助雑音
$w_s(n)$	2 次経路推定フィルタ通過後の補助雑音
$e(n)$	騒音の打ち消し誤差信号
$e_s(n)$	2 次経路推定フィルタの誤差信号
$P(z)$	1 次経路の伝達関数
$S(z)$	2 次経路の伝達関数
$C(z)$	Filtered-x 型アルゴリズムにおける制御フィルタの伝達関数
$\hat{S}(z)$	2 次経路推定フィルタの伝達関数
$G(n)$	ゲイン
$\rho(n)$	出力信号と 2 次経路推定誤差の電力比
$P_{e_s}(n)$	$e_s(n)$ の電力
$P_e(n)$	$e(n)$ の電力
λ	忘却係数
$\sigma_{v_{min}}$	補助雑音の振幅の最大値
$\sigma_{v_{max}}$	補助雑音の振幅の最小値
$y'(n)$	2 次経路の出力信号を模した信号
$\hat{d}(n)$	1 次経路の出力信号を模した信号
$k(n)$	Modified Filtered-x 型アルゴリズムの制御フィルタの誤差信号
$\ \cdot\ $	ベクトルのノルム
$\beta(n)$	Ahmed 法における経路の推定が十分なときのゲイン
$P_{e_{sd}}(n)$	2 次経路推定誤差の自己相関

$\gamma(n)$	$\beta(n)$ の計算における制御パラメータ
γ_{min}	$\gamma(n)$ の最小値
γ_{max}	$\gamma(n)$ の最大値
k_r	Lopes 法におけるパワースケジューリングの制御パラメータ
$r(n)$	$w_s(n)$ と $e_s(n)$ の電力比
$P_d(n)$	$\hat{d}(n)$ の電力
$x_p(n)$	Pre-inverse 型 ANC における制御フィルタ通過後の騒音
$e_i(n)$	Pre-inverse フィルタの誤差信号
$\hat{P}(z)$	Pre-inverse 型 ANC における制御フィルタの伝達関数
$\hat{S}'(z)$	Pre-inverse フィルタの伝達関数
L_p	制御フィルタのタップ数
L'_s	Pre-inverse フィルタのタップ数
L_s	2 次経路推定フィルタのタップ数
μ_p	制御フィルタのステップサイズ
μ_s	2 次経路推定路推定フィルタのステップサイズ
μ'_s	Pre-inverse フィルタのステップサイズ
γ_p	制御フィルタの正規化パラメータ
γ_s	2 次経路推定路推定フィルタの正規化パラメータ
γ'_s	Pre-inverse フィルタの正規化パラメータ
M	遅延数
M_p	1 次経路に含まれる遅延
d	1 次経路長
v	音速
T	サンプリング周期
$grad(l)$	2 次経路推定誤差信号の傾き
α	(Ahmed 法) 制御パラメータ, (提案法) 閾値
l	ブロック数
B	ブロックサイズ
$ \cdot $	床関数
β	$grad(l)$ の計算に用いるフレーム数
$EV(l)$	騒音低減性能の評価関数

$E[\cdot]$	期待値演算
$APe(n)$	誤差信号の平均電力

第 3 章	
記号	意味・定義
$r(n)$	騒音源
$r_f(n)$	参照マイクロホンで検出された信号
$x(n)$	制御フィルタの入力信号
$d(n)$	1 次経路通過後の騒音
$x_s(n)$	2 次経路推定フィルタ通過後の $x(n)$
$x_p(n)$	制御フィルタ通過後の騒音
$y(n)$	制御信号
$w(n)$	補助雑音
$w_g(n)$	ゲインのかかった補助雑音 $w(n)$
$w_s(n)$	2 次経路推定フィルタ通過後の補助雑音
$o(n)$	出力信号
$o_s(n)$	2 次経路通過後の出力信号
$o_f(n)$	帰還経路通過後の出力信号
$e(n)$	騒音の打ち消し誤差信号
$e_s(n)$	2 次経路推定フィルタの誤差信号
$e_i(n)$	Pre-inverse フィルタの誤差信号
$P(z)$	1 次経路の伝達関数
$S(z)$	2 次経路の伝達関数
$F(z)$	帰還経路の伝達関数
$C(z)$	Filtered-x 型アルゴリズムにおける制御フィルタの伝達関数
$\hat{P}(z)$	Pre-inverse 型 ANC における制御フィルタの伝達関数
$\hat{S}(z)$	2 次経路推定フィルタの伝達関数
$\hat{S}'(z)$	Pre-inverse フィルタの伝達関数
$\hat{F}(z)$	帰還経路推定フィルタの伝達関数
$H(z)$	補助フィルタ
$\Delta F(z)$	帰還経路の推定誤差
L_f	帰還経路推定フィルタのタップ数
μ_f	帰還経路推定フィルタのステップサイズ
γ_f	帰還経路推定フィルタの正規化パラメータ

M	遅延数
$G(n)$	ゲイン
l	ブロック数
B	ブロックサイズ
$EV(l)$	騒音低減性能の評価関数
$\Delta F(l)$	帰還経路の推定精度の評価関数
$\ \cdot\ $	ベクトルのノルム
$E[\cdot]$	期待値演算
$APe(n)$	誤差信号の平均電力

第 1 章

序章

1.1 研究背景

近年私達の日常生活の中には様々な音があふれており, その中には心地の良い音だけでなく, 不快に感じる騒音も含まれている. 特に, 低周波数の騒音は人体への悪影響を及ぼすといわれている. 従来から騒音を低減するための研究は行われているが, それらは遮音材や, 吸音材などを用いる受動騒音制御 (PNC : Passive Noise Control) が主であった. しかし, PNC は低周波の騒音に対しての効果が低く, これに対応させる場合, 広い場所と多大なコストが必要となる.

低周波の騒音に有効な騒音低減技術として, 能動騒音制御 (ANC : Active Noise Control) システムが研究されている[1]. ANC システムは騒音に対して同振幅で逆位相となる制御音を生成し, この制御音をスピーカから送出して騒音を相殺することにより騒音の低減を行う. この ANC システムにはフィードフォワード型とフィードバック型があるが, 本論文では工場等の大きな空間で用されるフィードフォワード型 ANC システムについて検討する.

フィードフォワード型 ANC システムは, 騒音を検出するための参照マイクロホンと騒音の打ち消し誤差を検出するための誤差マイクロホンを用いる. これらのマイクロホンで検出された信号を用いて, 適応デジタルフィルタ (ADF : Adaptive Digital Filter) [2]により制御音の生成を行う. このとき, 制御音の生成に用いた ADF を制御フィルタと呼ぶ. ANC システムでは制御音を生成する

ために、参照マイクロホンから誤差マイクロホンまでの経路（1 次経路）とスピーカから誤差マイクロホンまでの経路（2 次経路）をそれぞれ推定する必要がある。

フィードフォワード型 ANC システムにおいて広く用いられている手法として Filtered-x 型アルゴリズムがある[3]-[5]。しかし、この手法は、制御フィルタの入力信号に 2 次経路を推定したフィルタを用いる必要がある。このため、Filtered-x 型アルゴリズムは 2 次経路が変動した場合に発散してしまうことがある[4][5]。この問題を解決する方法として Pre-inverse 型 ANC システムが提案されている[6]-[8]。Pre-inverse 型 ANC システムは、スピーカの前段に 2 次経路の逆伝達関数を推定したフィルタを用いることにより、2 次経路の影響を打ち消す。これにより、Pre-inverse 型 ANC システムは 2 次経路の変動に強い手法となっている。

以上述べたように、ANC システムについては数多くの研究が行われ、実用化に近づいてきているが、まだ、解決されていない問題点も多い。それらの問題点を要約すると以下の通りである。

1. ANC システムでは、2 次経路をオンラインで推定する必要があるため、補助雑音注入法が用いられている[9][10]。これは、スピーカから制御音と騒音とは無相関な白色雑音を同時に送出することにより、2 次経路をオンライン推定する手法である。しかし、補助雑音は低減されずに ANC システムの出力に残ってしまうという問題が生じる。この問題を解決するための手法としてパワースケジューリングが研究されている[11]-[13]。パワースケジューリングは補助雑音の電力を制御する手法であり、2 次経路の推定度合いに合わせて補助雑音の電力を制御することにより、騒音低減性能を高めることができ

る．しかし，従来のパワースケジューリングでは 2 次経路が十分推定される前に補助雑音の電力が減少，または，経路変動時に補助雑音が必要以上に増大するなどの問題がある．

2. ANC システムをダクトなどの音響的結合が強い場所で実装する場合，本来は騒音を検出するための参照マイクロホンにおいて，スピーカからの制御音を検出されてしまう．その結果，ハウリングが生じ，ANC システムが発散してしまう．そこで，スピーカから参照マイクロホンまでの経路である帰還経路を推定することにより，ANC システム内で参照マイクロホンから検出される制御音を打ち消すことができる．帰還経路の推定方法はいくつか提案されているが[14][15]，いずれの手法も帰還経路の推定誤差が制御フィルタに影響するため，帰還経路の事前推定が必要となり，また，帰還経路が変動した場合に発散する問題がある．

1.2 研究目的と研究概要

前節で述べたような背景のもとに、本研究では、補助雑音の問題を解決することにより、騒音低減性能の改善、実環境下で安定して ANC システムを動作させることを目的としている。

第 2 章では、前節の問題点 1 に対する解決策を与えている。まず、パワースケジューリングの従来法として、Akhtar 法, Ahmed 法, Lopes 法について説明する。これらの従来法は、パワースケジューリングに誤差信号の電力を用いているため、十分に推定が進む前に補助雑音が減少する、または、経路変動により補助雑音が増大するなどの問題がある。そこで、これらの問題を解決するために新たなパワースケジューリングを用いた ANC システムを提案している [16]-[18]。提案法は、瞬時電力の時間変動率を用いることにより従来法と比べて安定したパワースケジューリングとなっている。この提案法について計算機シミュレーションにより従来法との比較を行い、有効性を確認している。そして、実装実験を行うにより、実環境下での有効性を確認している。

第 3 章では、問題点 2 に対する解決策を与えている。帰還経路に関する研究は既に行われているが、これらの従来法では Filtered-x 型アルゴリズムを基にしているため、帰還経路の推定誤差が制御フィルタに直接影響し、経路変動により ANC システムが発散する。そこで、経路の変動に追従できる手法としてオンライン帰還経路推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システムを提案している [19][20]。本論文では、まず提案法の構成について述べ、その後、提案法は従来法と異なり、帰還経路の推定誤差が制御フィルタに影響しないことを証明している。提案法は、帰還経路の推定状態に関係なく制御フィルタが収束するため、

帰還経路が変動した場合でも安定して動作することが可能である．この提案法の有効性を確認するために計算機シミュレーションを用いて従来法との比較検討を行っている．

第 4 章では，これまでに得られた成果を統括し，残された ANC システムの課題を指摘している．

第 1 章の参考文献

- [1] 西村正治, 宇佐川毅, 伊勢史郎, アクティブノイズコントロール, コロナ社, 2006
- [2] S. ヘイキン, 適応フィルタ入門, 現代工学社, 1987.
- [3] S. M. Kuo, D. R. Morgan, Active Noise Control Systems : Algorithms and DSP Implementations, John Wiley & Sons, New York, 1996.
- [4] S. D. Snyder, and C. H. Hansen, "The Effect of Transfer Function Estimation Errors on the Filtered-X LMS Algorithm," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, no. 4, pp. 950-953, Apr. 1994.
- [5] P. F. Feintuch, N. J. Bershad, and A. K. Lo, "A frequency domain model for 'filtered' LMS algorithms-stability analysis, design and elimination of the training mode," IEEE Trans. Signal Process., vol. 41, no. 4, pp. 1518-1531, Apr. 1993.
- [6] N. Sasaoka, K. Nakamura, K. Otsuki, Y. Itoh, and M. Kobayashi, "Pre-Inverse Type Active Noise Control With Bias Free Structure," Proc. of 2014 6th International Symposium Control and Signal Processing, pp. 590-593, May. 2014.
- [7] Y. Tanaka, N. Sasaoka, Y. Itoh, and M. Kobayashi, "Active noise control with bias free pre-inverse adaptive system," Proc. of 2012 IEEE ISCAS 2012, pp. 3222-3225, May 2012.
- [8] 大槻和志, 笹岡直人, 皆木亮祐, 伊藤良生 "補助フィルタによる 2 次経路逆伝達関数推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システム" Journal of Signal Processing, Vol.21, No.1, pp.25-35, Jan. 2017.
- [9] L. J. Eriksson, and M. C. Allie, "Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system," J. Acoust. Soc. Am. pp. 85, Feb, 1989.
- [10] M. Zhang H. Lan, and W. Ser, "Cross-updated active noise control system with online secondary path modeling," IEEE Trans. Speech Audio Process, vol. 9, no. 5, pp. 598-602, Jul. 2001.
- [11] M. T. Akhtar, M. Abe, and M. Kawamata, "Noise power scheduling in active noise control systems with online secondary path modeling," IEICE Electron. Express, vol.4, no. 2, pp.66-71, Jan. 2007.
- [12] S. Ahmed, M. T. Akhtar, and Xi Zhang, "Robust Auxiliary-Noise-Power Scheduling in Active Noise Control Systems With Online Path Modeling," IEEE Trans Audio. Audio, Speech Lang. Process., vol. 21, no. 4, pp. 749-761, Apr. 2013.
- [13] Paulo A. C. Lopes, and Jose A. B. Gerald "Auxiliary Noise Power Scheduling Algorithm for Active Noise Control with Online Secondary Path Modeling and Changes" IEEE Signal Processing Letters, vol.22, no.10, Oct. 2015.
- [14] S. Ahmed, M. T. Akhtar, and X. Zhang, "Online acoustic feedback mitigation with

- improved noise-reduction performance in active noise control systems,” IET Signal Process., vol.7, Iss.6, pp.505-514, Feb. 2013.
- [15] Z. Wu, and W. Ni, “Auxiliary Noise Power Scheduling in Active Noise Control Systems with Acoustic Feedback Path Modeling,” Proc. of 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), Singapore, Singapore, Nov. 2016.
- [16] T. Itatsu, K. Okano, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Pre-inverse active noise control with auxiliary noise power scheduling" Proc. of 2017 International Symposium on Multimedia and Communication Technology, pp.131-134, Aug. 2017.
- [17] K. Okano, T. Itatsu, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Auxiliary noise power scheduling based on gradient of error power for pre-inverse active noise control" Proc. of 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Florence, Italy, May 2018.
- [18] K. Okano, T. Itatsu, N. Sasaoka and Y. Itoh, "Auxiliary-Noise Power-scheduling Method for Online Secondary Path Modeling in Pre-inverse Active Noise Control System," IEICE Transactions on Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E103-A, no.3, pp. 582-588, Mar. 2020.
- [19] K. Okano, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Pre-inverse ANC system with online feedback path modeling" Proc. of 2019 International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), pp. 221-225, Ho Chi Minh City, Vietnam, Sep. 2019
- [20] K. Okano, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Feedback Path-tracking Pre-inverse Type Active Noise Control" IEICE Transactions on Electronics, Communications and Computer Sciences.

第2章

パワースケジューリングを用いる Pre-inverse 型 ANC システム

2.1 緒言

現在、フィードフォワード型 ANC システムにおいて広く用いられている手法として Filtered-x 型アルゴリズムがある[1]-[3]. Filtered-x 型アルゴリズムは制御フィルタの更新アルゴリズムの前段にスピーカから誤差検出マイクロホンまでの経路（2 次経路）の伝達関数を推定するフィルタを用いる必要がある．そのために、補助雑音注入法を用いて 2 次経路をオンラインで推定している[4], [5]. 補助雑音注入法はスピーカから制御音と同時に広帯域の雑音である補助雑音を送出することにより、2 次経路の推定を行う手法であるが、経路の推定のために用いた補助雑音が新たな騒音となり、騒音低減性能が低下してしまう．そこで、補助雑音に対するパワースケジューリングの研究が行われている．パワースケジューリングは 2 次経路の推定度合いに応じて補助雑音の電力を制御する手法であり、2 次経路の推定が十分であるとき、補助雑音の電力を小さくすることにより、騒音低減性能を向上させる．このパワースケジューリングに関する研究はいくつか行われているが[6]-[8], いずれの手法もパワースケジューリングに 2 次経路の推定誤差信号の電力を用いている．そのため、信号や経路の影響を受けやすく、2 次経路の推定が不十分なときに電力が減少する．または、経路変動により不必要に補助雑音の電力が増大するなどの問題がある．

この問題を解決するために、本章では、安定して動作可能なパワースケジューリングを提案し、それを経路の変動に強い手法である Pre-inverse 型 ANC システムに用いる[9]-[11]。従来法ではいずれも Filtered-x 型アルゴリズム、または、それを改良した Modified Filtered-x 型アルゴリズムを用いているため、2 次経路の変動に弱いという問題がある。特に、2 次経路の推定フィルタと実際の 2 次経路との位相誤差が $\pi/2$ を超えてしまうと発散してしまう[2][3]。一方で、Pre-inverse 型 ANC システムでは、2 次経路の前段に 2 次経路の逆伝達関数を有するフィルタを用いることにより、2 次経路の影響を打ち消す。これにより、Pre-inverse 型 ANC システムは Filtered-x 型アルゴリズムに比べて 2 次経路の変動に安定して追従することが可能となる[10]。この Pre-inverse 型 ANC システムに安定して制御可能なパワースケジューリングを用いることにより、騒音低減性能を改善する、また、本章では提案手法について計算機シミュレーションと実装実験により有効性を確認する。

2.2 従来法の基本原理

本節ではパワースケジューリングを用いた従来法として, Akhtar 法[6], Ahmed 法[7], Lopes 法[8]についてそれぞれ説明する.

2.2.1 Akhtar 法

本節では, まず Akhtar 法についての基本原理を説明する. Akhtar 法の構成を図 2.1 に示す. 同図において,

$x(n)$: 制御フィルタの入力信号 (騒音)

$d(n)$: 1 次経路通過後の騒音

$y(n)$: 制御信号

$w(n)$: 補助雑音

$w_g(n)$: ゲインのかかった補助雑音

$w_s(n)$: 2 次経路推定フィルタ通過後の補助雑音

$e(n)$: 騒音の打ち消し誤差信号

$e_s(n)$: 2 次経路推定フィルタの誤差信号

$P(z)$: 1 次経路の伝達関数

$S(z)$: 2 次経路の伝達関数

$C(z)$: 制御フィルタの伝達関数

$\hat{S}(z)$: 2 次経路推定フィルタの伝達関数

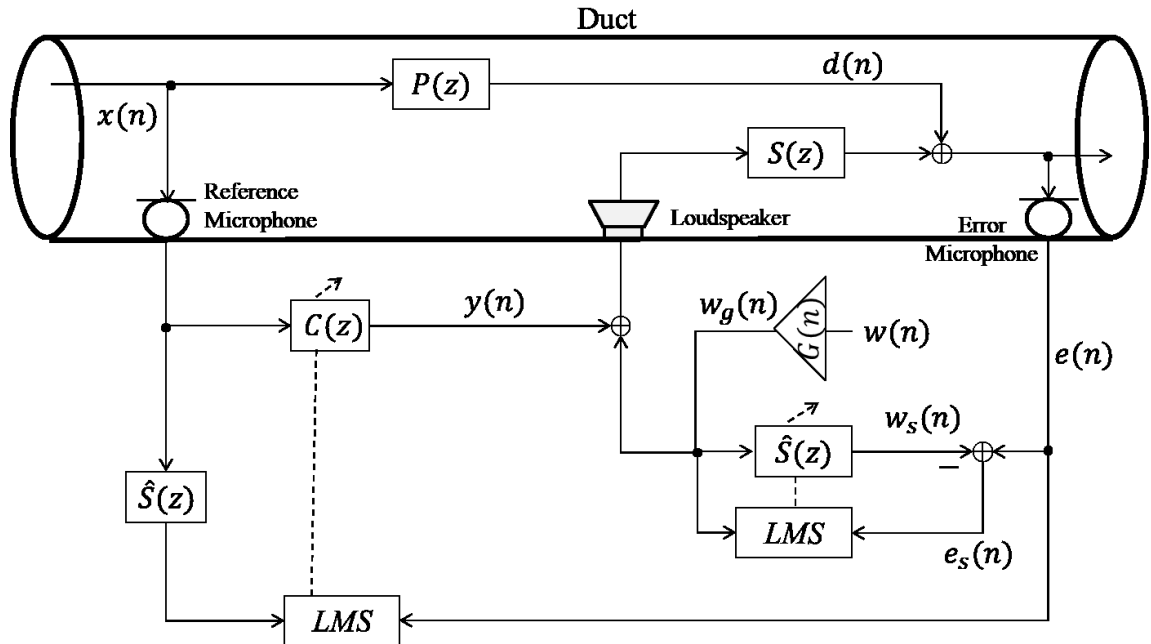


図 2.1 Akhtar 法の構成

である．図 2.1 は，ダクトに対して用いた場合の構成である．太線に囲われている部分は実際のダクトを表しており，その他の場所は ANC システム内部の構成を示している．この図において，騒音 $x(n)$ を参照マイクロホン（Reference microphone）で検出し，制御フィルタ $C(z)$ を通過させることにより騒音を打ち消すための制御音 $y(n)$ を生成する．この制御音をスピーカ（Loudspeaker）から送出することにより 2 次経路 $S(z)$ を通過し，1 次経路 $P(z)$ を通過した騒音 $d(n)$ を相殺することにより騒音が抑圧される．このときの打ち消し誤差信号 $e(n)$ を誤差マイクロホン（Error microphone）で検出し，この $e(n)$ を最小化するように制御フィルタ $C(z)$ を適応アルゴリズムにより動作させることにより，騒音低減性能を向上させる．

この Akhtar 法は Filtered-x 型アルゴリズムを用いた手法であるため、制御フィルタの適応アルゴリズムに、2 次経路推定フィルタを通過した信号を入力信号とする。制御フィルタはシステム同定により経路の推定を行うが、通常システム同定ではフィルタの出力信号を直接適応アルゴリズムに用いる必要がある。そこで、制御フィルタ $C(z)$ が線形フィルタであるとする、2 次経路 $S(z)$ と入れ替えて考えることができる。このとき、制御フィルタと適応アルゴリズムの入力信号は同じ信号とする必要があるため、適応アルゴリズムの前段に 2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ を用いる。以上のことから、Filtered-x 型アルゴリズムでは 2 次経路推定フィルタが必要となる。また、2 次経路をオンラインで推定するために補助雑音注入法を用いている。これは、制御音と補助雑音を同時にスピーカから送出することにより 2 次経路をオンラインで推定する手法である。

Akhtar 法では、Filtered-x 型アルゴリズムに対して補助雑音におけるパワースケジューリングを用いている。パワースケジューリングは補助雑音に対してゲイン $G(n)$ を掛けることによって電力を制御する。具体的には、2 次経路の推定が不十分なときは、ゲインを大きくすることにより補助雑音の電力を大きくし、2 次経路の推定を行う。そして、2 次経路の推定が進むにつれゲインを小さくすることにより、騒音低減性能を向上させる。Akhtar 法のパワースケジューリングの式を以下に示す。

$$G(n) = \sqrt{(1 - \rho(n))\sigma_{v_{min}}^2 + \rho(n)\sigma_{v_{max}}^2}, \quad (2.1)$$

$$\rho(n) = \frac{P_{e_s}(n)}{P_e(n)}, \quad (2.2)$$

$$P_{e_s}(n) = \lambda P_{e_s}(n-1) + (1 - \lambda)e_s^2(n), \quad (2.3)$$

$$P_e(n) = \lambda P_e(n-1) + (1-\lambda)e^2(n), \quad (2.4)$$

ここで、 $\sigma_{v_{min}}$ と $\sigma_{v_{max}}$ はそれぞれ補助雑音の振幅の最大値と最小値を表しており、 λ は忘却係数を表している。式(2.2)より、 $\rho(n)$ は 2 次経路の推定が進むにつれ減少する。ここで、 $\rho(n)$ は初期値が 1 となるため、式(2.1)より、2 次経路の推定が不十分なときは、ゲインは $\sigma_{v_{max}}$ で計算することにより補助雑音の振幅を大きくする。一方で、推定が十分に進むと $\rho(n)$ は減少するため、ゲインは $\sigma_{v_{min}}$ を用いて計算することにより振幅を小さくする。しかし、 $\rho(n)$ は信号の電力比であるため、2 次経路の推定誤差が大きい場合は $\rho(n)$ は 1 以上の値となってしまう、パワースケジューリングが不安定になってしまう。また、Filtered-x 型アルゴリズムを用いているため、経路の変動に非常に弱いという問題が生じる。

Ahmed 法は、この Modified Filtered-x 型アルゴリズムに対してパワースケジューリングを行っている。このときのゲインの式を以下に示す。

$$G(n) = \begin{cases} \sqrt{\frac{P_{e_s}(n-1)}{\|\hat{s}(n)\|^2}}; & P_{e_s}(n) > P_x(n) \\ \sqrt{\frac{P_x(n)}{P_w(n)}}; & \beta(n) > \frac{P_x(n)}{P_w(n)} \text{ and } P_{e_s}(n) \leq P_x(n) \\ \beta(n); & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$P_x(n) = \lambda P_x(n-1) + (1-\lambda)x^2(n) \quad (2.6)$$

$$P_w(n) = \lambda P_w(n-1) + (1-\lambda)w^2(n) \quad (2.7)$$

$$P_{e_s}(n) = \lambda P_{e_s}(n-1) + (1-\lambda)e_s^2(n) \quad (2.8)$$

Ahmed 法は大きく 2 段階に分けられる。まず、システムの起動時や経路変動時の 2 次経路の推定が不十分な場合、 $P_{e_s}(n) > P_x(n)$ となるため、ゲイン $G(n) = \sqrt{\frac{P_{e_s}(n-1)}{\|\hat{s}(n)\|^2}}$ で計算される。一方で、十分に経路の推定が進み、 $P_{e_s}(n) \leq P_x(n)$ となった場合、 $G(n) = \sqrt{\frac{P_x(n)}{P_w(n)}}$ で計算される。ただし、 $\beta(n)$ が騒音と補助雑音の電力比 $\frac{P_x(n)}{P_w(n)}$ より小さい場合は $G(n) = \beta(n)$ で計算される。ここで、 $\beta(n)$ は以下の式で計算される。

$$\beta(n) = \alpha\beta(n-1) + \gamma(n)\left(\frac{P_{e_s d}(n)}{P_w(n)}\right), \quad (2.9)$$

$$P_{e_s d}(n) = \lambda P_{e_s d}(n-1) + (1-\lambda)e_s(n)e_s(n-1), \quad (2.10)$$

$$\gamma(n) = \rho(n)\gamma_{min} + (1-\rho(n))\gamma_{max}, \quad (2.11)$$

ここで、 α と $\gamma(n)$ はそれぞれ制御パラメータであり、 α は $0 < \alpha < 1$ であり、 $\gamma(n)$ は

γ_{max} を最大値, γ_{min} を最小値とするパラメータである. また, $\rho(n)$ は Akhtar 法の式(2.2)で計算される.

Ahmed 法は, 2 次経路の推定度合いに応じてパワースケジューリングの式を切り替えることによって, 騒音低減性能を向上させている. しかし, 式(2.5)より, Ahmed 法は信号の電力比を用いて 2 次経路の推定度合いを判定しているため, 不安定になりやすい. 特に 2 次経路の推定誤差の電力は経路の影響を受け, 変動しやすい. そのため, 頻繁にパワースケジューリングの段階が切り替わり, 不安定になってしまう.

2.2.3 Lopes 法

最後に Lopes 法について説明する．Lopes 法の基本構成は Ahmed 法と同じ図 2.2 を用いている．Lopes 法のパワースケジューリングの式を以下に示す．

$$G(n+1) = \sqrt{\frac{P_e(n)}{(r(n)+1)\|\hat{\mathbf{s}}(n)\|^2}}, \quad (2.12)$$

$$r(n) = \max\left(\frac{k_r P_d(n)}{P_e(n)}, 1\right), \quad (2.13)$$

$$P_d(n) = \lambda P_d(n-1) + (1-\lambda)\hat{d}^2(n), \quad (2.14)$$

ここで、 k_r は制御パラメータを示している．

Lopes 法は、Ahmed 法と比べゲインを減少させることにより、騒音低減性能を改善している．しかし、ゲインの計算に信号の電力を用いているため、経路の変動によりパワースケジューリングが不安定になるという問題が生じる．

2.3 提案法の基本原理

2.3.1 提案法の構成

本節では、パワースケジューリングを用いた Pre-inverse 型 ANC システムの基本原理について説明する[9]-[11]。本システムの構成を図 2.3 に示す。同図において、

$x(n)$: 制御フィルタの入力信号 (騒音)

$d(n)$: 1 次経路通過後の騒音

$x_p(n)$: 制御フィルタ通過後の騒音

$y(n)$: 制御信号

$w(n)$: 補助雑音

$w_g(n)$: ゲインのかかった補助雑音

$w_s(n)$: 2 次経路推定フィルタ通過後の補助雑音

$e(n)$: 騒音の打ち消し誤差信号

$e_s(n)$: 2 次経路推定フィルタの誤差信号

$e_i(n)$: Pre-inverse フィルタの誤差信号

$P(z)$: 1 次経路の伝達関数

$S(z)$: 2 次経路の伝達関数

$\hat{P}(z)$: 制御フィルタの伝達関数

$\hat{S}(z)$: 2 次経路推定フィルタの伝達関数

$\hat{S}'(z)$: Pre-inverse フィルタの伝達関数

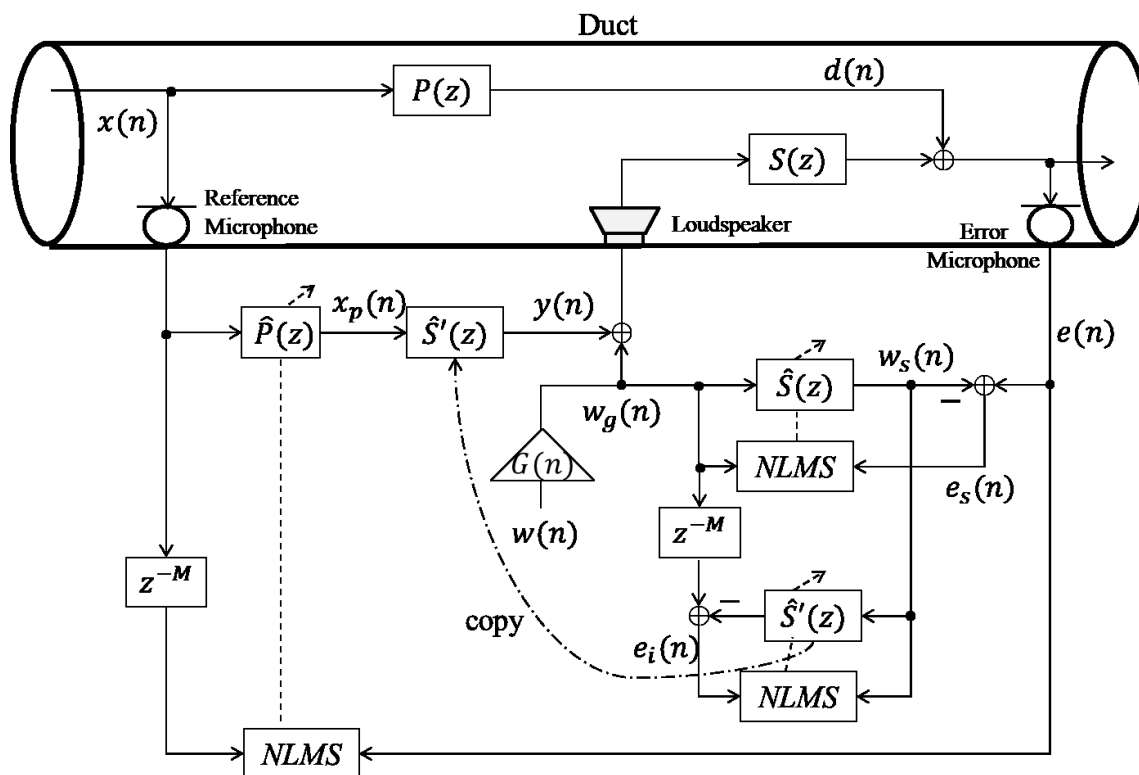


図 2.3 パワースケジューリングを用いた Pre-inverse 型 ANC システムの構成

である。Pre-inverse 型 ANC では、スピーカの前段に 2 次経路の逆伝達関数を推定するフィルタ $\hat{\mathbf{S}}'(z)$ を用いている。このフィルタにより、2 次経路の影響を打ち消すことができるため、Filtered-x 型アルゴリズムに比べて経路の変動に安定して追従できる。ここで、図 2.3 の信号 $x_p(n)$, $y(n)$, $w_s(n)$ はそれぞれ次式により与えられる。

$$x_p(n) = \mathbf{x}^T(n) \hat{\mathbf{p}}(n), \quad (2.15)$$

$$y(n) = \mathbf{x}_p^T(n) \hat{\mathbf{S}}'(n), \quad (2.16)$$

$$w_s(n) = \mathbf{w}_g^T(n) \hat{\mathbf{s}}(n), \quad (2.17)$$

なお、

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = [\hat{p}_0(n), \hat{p}_1(n), \dots, \hat{p}_{L_p-1}(n)]^T, \quad (2.18)$$

$$\hat{\mathbf{S}}'(n) = [\hat{s}'_0(n), \hat{s}'_1(n), \dots, \hat{s}'_{L'_s-1}(n)]^T, \quad (2.19)$$

$$\hat{\mathbf{s}}(n) = [\hat{s}_0(n), \hat{s}_1(n), \dots, \hat{s}_{L_s-1}(n)]^T, \quad (2.20)$$

はそれぞれ、制御フィルタ、Pre-inverse フィルタ、2 次経路推定フィルタのタップ係数ベクトルを表しており、

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L_p+1)]^T, \quad (2.21)$$

$$\mathbf{x}_p(n) = [x_p(n), x_p(n-1), \dots, x_p(n-L'_s+1)]^T, \quad (2.22)$$

$$\mathbf{w}_g(n) = [w_g(n), w_g(n-1), \dots, w_g(n-L_s+1)]^T, \quad (2.23)$$

はそれぞれ、制御フィルタ、Pre-inverse フィルタ、2 次経路推定フィルタのタップ入力ベクトルを表している。ただし、 L_p , L'_s , L_s はそれぞれ、制御フィルタ、Pre-inverse フィルタ、2 次経路推定フィルタのタップ数である。

本システムでは、制御フィルタ、Pre-inverse フィルタ、2 次経路推定フィル

タはいずれも ADF であり，その更新アルゴリズムとして NLMS (Normalizes Least Mean Square) アルゴリズム[12]を用いている．このときの，更新アルゴリズムは次式で表される．

$$\hat{\mathbf{p}}(n+1) = \hat{\mathbf{p}}(n) + \mu_p \frac{e(n)\mathbf{x}(n-M)}{\mathbf{x}^T(n-M)\mathbf{x}(n-M) + \gamma_p} \quad (2.24)$$

$$\hat{\mathbf{s}}(n+1) = \hat{\mathbf{s}}(n) + \mu_s \frac{e_s(n)\mathbf{w}_g(n)}{\mathbf{w}_g^T(n)\mathbf{w}_g(n) + \gamma_s} \quad (2.25)$$

$$\hat{\mathbf{s}}'(n+1) = \hat{\mathbf{s}}'(n) + \mu'_s \frac{e_i(n)\mathbf{w}_s(n)}{\mathbf{w}_s^T(n)\mathbf{w}_s(n) + \gamma'_s}, \quad (2.26)$$

ここで， μ_p ， μ_s ， μ'_s と γ_p ， γ_s ， γ'_s はそれぞれ，制御フィルタ，2 次経路推定フィルタ，Pre-inverse フィルタのステップサイズと正規化パラメータを表す．また，

$$\mathbf{w}_s(n) = [w_s(n), w_s(n-1), \dots, w_s(n-L'_s+1)]^T, \quad (2.27)$$

$$e_i(n) = w_g(n-M) - \mathbf{w}_s^T(n)\hat{\mathbf{s}}'(n), \quad (2.28)$$

であり， $\mathbf{w}_s(n)$ は Pre-inverse フィルタのタップ入力ベクトルである．

つぎに，Pre-inverse 型 ANC システムにおける制御フィルタの伝達関数について考える．Pre-inverse 型 ANC システムの制御フィルタは誤差信号 $e(n)$ を最小化するように動作する．誤差信号 $e(n)$ は $e(n) = d(n) + \{\mathbf{y}^T(n) + \mathbf{w}^T(n)\}\mathbf{s}(n)$ であるため z 変換すると，

$$\begin{aligned} E(z) &= D(z) + S(z)\{Y(z) + W_g(z)\} \\ &= P(z)X(z) + S(z)\{\hat{S}'(z)\hat{P}(z)X(z) + W_g(z)\}, \end{aligned} \quad (2.29)$$

となる．ここで，式(2.29)より制御フィルタが収束したときの値は，

$$\hat{P}(z) = -\frac{P(z)}{S(z)\hat{S}'(z)}, \quad (2.30)$$

となる．このとき，制御フィルタは NLMS アルゴリズムを用いており，適応アルゴリズムの入力である騒音 $x(n)$ と補助雑音 $w_g(n)$ は互いに無相関であるため， $W_g(z)$ は無視している．次に Pre-inverse フィルタの伝達関数を考える．Pre-inverse フィルタは誤差信号 $e_i(n) = w_g(n - M) - \mathbf{w}_s^T(n)\hat{\mathbf{s}}'(n)$ を最小化するため，収束したときの伝達関数は，

$$\hat{S}'(z) = \frac{z^{-M}}{\hat{S}(z)}, \quad (2.31)$$

になる．つまり，2 次経路推定フィルタが十分に推定できており， $\hat{S}(z) = S(z)$ であるならば，式(2.31)より，Pre-inverse フィルタは 2 次経路の逆伝達関数を推定しているフィルタであるといえる．式(2.31)を式(2.30)に代入すると，

$$\hat{P}(z) = -P(z)z^M, \quad (2.32)$$

となる．式(2.32)より，Pre-inverse 型 ANC システムにおいて制御フィルタが収束するためには，制御アルゴリズムの入力信号は遅延された信号であればよいことが分かる．よって，Pre-inverse 型 ANC システムの制御フィルタは，2 次経路が変動した場合でも安定して収束することができる．このとき，1 次経路の伝達関数 $P(z)$ に含まれる遅延を M_p としたとき，この遅延 M は因果律を満たす必要があるため， $M_p \geq M$ である必要がある．実際には 1 次経路の遅延 M_p は $M_p = d/vT$ により計算できる．ここで， $d[\text{m}]$ は 1 次経路長， $v[\text{m/s}]$ は音速， T はサンプリング周期である．よって，遅延数 M は事前に設定が可能である．

2.3.2 パワースケジューリングの動作

ここでは，本システムのパワースケジューリングの動作について説明する [13]-[15]．このパワースケジューリングはいくつか提案されているが，従来法は基本的に 2 次経路の推定誤差信号の電力を用いてゲインの計算を行っている．

そのため、ゲインが経路や信号の影響を受けやすく、2次経路の推定が不十分なときにゲインが小さくなってしまい、または、経路変動時に必要以上にゲインが大きくなってしまうなどの問題が生じてしまう。そこで、安定して制御可能なパワースケジューリングを提案する。

本システムのパワースケジューリングでは2段階に分けて調整が行われる。このとき、2次経路推定誤差の瞬時電力の時間変動率を用いて2次経路の推定度合いを判定する。まず、システムの起動時や、経路変動時などの2次経路の推定が不十分なときは補助雑音を注入し、経路の推定を行う。次に、2次経路の推定が十分であるときは補助雑音を停止させることにより、騒音低減性能を向上させる。

本システムのパワースケジューリング法を以下に示す。

$$G(n) = \begin{cases} 1 & ; \quad |grad(l)| > \alpha \text{ and } \sqrt{\rho(n)} \geq 1 \\ \sqrt{\rho(n)} & ; \quad |grad(l)| > \alpha \text{ and } \sqrt{\rho(n)} < 1 \\ 0 & ; \quad \text{Otherwise} \end{cases}, \quad (2.33)$$

ここで、 α は閾値であり、0に近い値とする。 $grad(l)$ は2次経路の推定誤差信号の瞬時電力の時間変動率を表す。また、 l はブロック数であり、次式で与えられる。

$$l = \left\lfloor \frac{n}{B} \right\rfloor, \quad (2.34)$$

ここで、 B はブロックサイズであり、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は床関数を表している。 $\rho(n)$ は Akhtar 法の式(2.2)を用いて計算される。 λ は忘却係数であり、 $P_{e_s}(n)$ 、 $P_e(n)$ はそれぞれ、誤差信号 $e_s(n)$ 、 $e(n)$ の電力を表している。このパワースケジューリングでは、システムの起動時または経路変動時にはゲイン $G(n)$ は $\sqrt{\rho(n)}$ で計算される。 $\rho(n)$ は2次経路の推定度合いに応じて変動し、2次経路の推定が進むにつれ値が小さ

くなる．しかし，経路が大きく変動した場合に $\rho(n)$ は非常に大きい値となる場合がある．そのため，提案法では $G(n)$ の上限を 1 に設定する．Pre-inverse 型 ANC システムは Filtered-x 型アルゴリズムと比べて制御フィルタは安定して収束可能なため，最大値が 1 であっても収束することができる．一方，経路が十分に推定された場合には $G(n)$ を零として，補助雑音の注入を止めることにより，騒音低減性能を改善できる．また， $\rho(n)$ は電力比のため，環境ノイズなどの外乱に対して影響は小さいと考えられる．

次に，提案パワースケジューリングにおける 2 次経路の推定度合いの判定方法を示す．提案法は $|grad(l)|$ を用いて 2 次経路の推定度合いを判断する．この $grad(l)$ は以下で与えられる．

$$grad(l) = \sum_{i=1}^{\beta} \left\{ \frac{P_{e_s}(l) - P_{e_s}(l-i)}{i} \right\}, \quad (2.35)$$

システムの起動時や経路の変動時などの 2 次経路の推定が不十分な場合，2 次経路の推定誤差信号である $e_s(n)$ は大きく変動するため，電力の傾きである $|grad(l)|$ は大きい値となる．一方で，十分に 2 次経路の推定が進んだ場合， $e_s(n)$ はほとんど一定になるため， $|grad(l)|$ は 0 に近づく値になる．ここで，提案パワースケジューリングでは頻繁な切り替わりを防ぐために β フレーム過去の値の総和を計算する．ここで， β は式(2.35)の計算に用いるフレーム数を表す．これにより，提案パワースケジューリングは安定して動作することが可能となる．また，環境ノイズ等の外乱が生じた場合でも，それらが定常であれば $grad(l)$ の計算に影響は少ないと考えられる．

2.4 シミュレーション実験

2.4.1 シミュレーション条件

本節では, 提案法の有効性を確認するために計算機シミュレーションによる実験を行う. 従来法として, Akhtar 法[6], Ahmed 法[7], Lopes 法[8]を用い, さらにパワースケジューリングを用いない Pre-inverse 型 ANC システムを用いる[9]-[11]. 各手法のパラメータを表 2.3 に示す. 各パラメータは各手法の騒音低減性能が最も高いときのパラメータを用いる. ここで, 騒音 $x(n)$ と補助雑音 $w(n)$ は互いに無相関な白色雑音を用い, サンプリング周波数は 1kHz とする. パワースケジューリングを用いない Pre-inverse 型 ANC システムでは補助雑音を騒音の -10dB とする. シミュレーションにおいて騒音低減性能の評価関数として次式に示す $EV(l)$ を用いる,

$$EV(l) = 10 \log_{10} \frac{E[\sum_{n=B(l-1)}^{lB-1} e^2(n)]}{E[\sum_{n=B(l-1)}^{lB-1} d^2(n)]}. \quad (2.36)$$

ここで, $E[\cdot]$ は期待値演算を表しており, ブロックサイズ B は 256 とする. 期待値演算のために, 100 回の平均値を用いる. 本シミュレーションで用いた各経路のインパルス応答を図 2.4, 2.5 に示す. そして, 経路変動に対する ANC システムの挙動を確認するために, ブロック数 $l = 5,000$ のとき, 各経路のインパルス応答に -1 を乗算する.

表 2.1 シミュレーションのパラメータ

提案法	$\mu_p = 0.008, \mu_s = \mu'_s = 0.03, L_p = L_s = L'_s = 150,$ $M = 13, \lambda = 0.9999, \alpha = 0.0003, \beta = 20$
Pre-inverse 型 ANC システム	$\mu_p = 0.008, \mu_s = \mu'_s = 0.03, L_p = L_s = L'_s = 150, M = 13$
Akhtar 法	$\mu_p = 0.00005, \mu_{smax} = 0.01, \mu_{smin} = 0.001,$ $L_p = L_s = 150, \sigma_{max} = 1, \sigma_{min} = 0.0005$
Ahmed 法	$\mu_p = 0.008, \mu_s = 0.005, L_p = L_s = 150,$ $\lambda = 0.99, \alpha = 0.9, \gamma_{max} = 0.8, \gamma_{min} = 0.005$
Lopes 法	$\mu_p = 0.01, \mu_s = 0.01, L_p = L_s = 150,$ $A = 10, \lambda = 0.99, \beta = 40, k_r = 0.1$

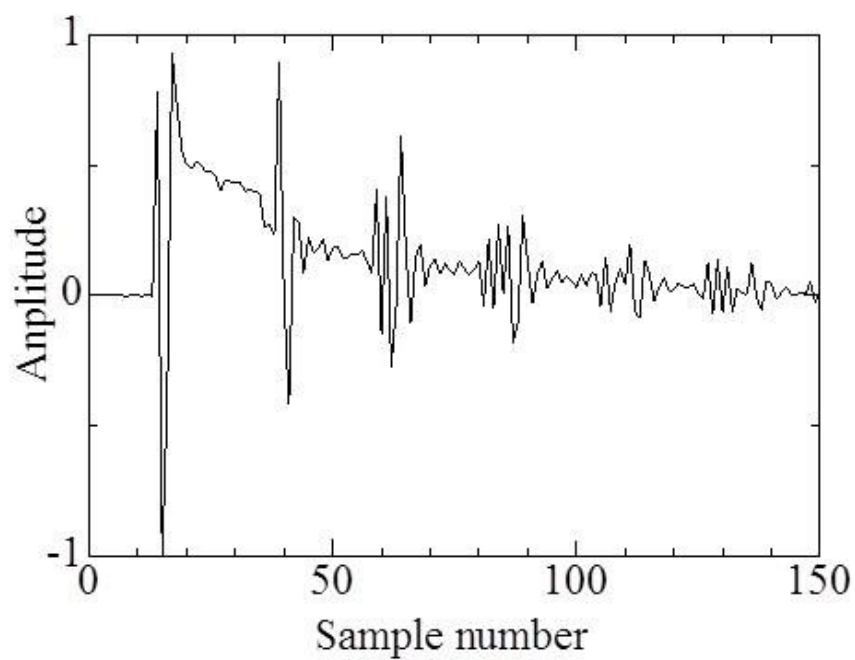


図 2.4 1 次経路のインパルス応答

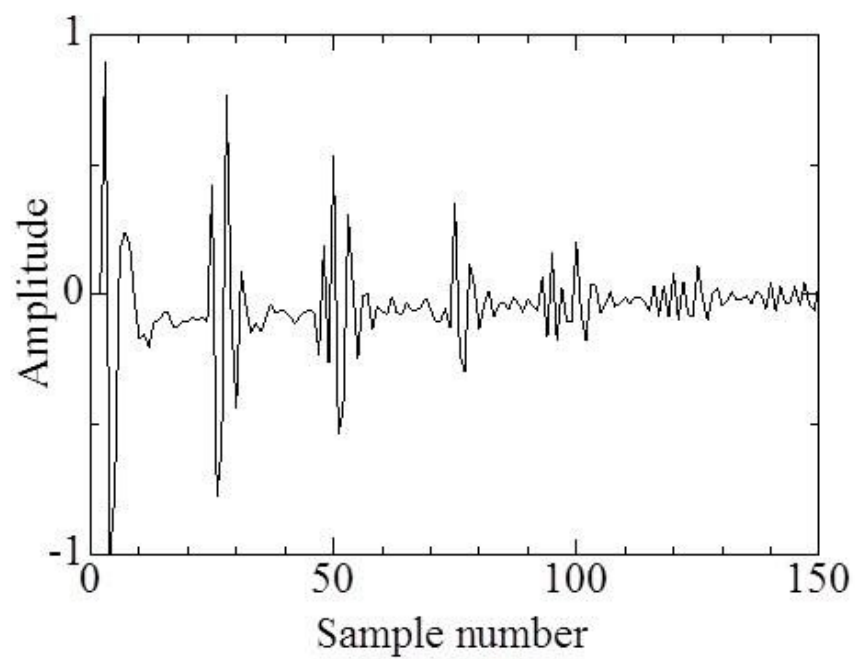
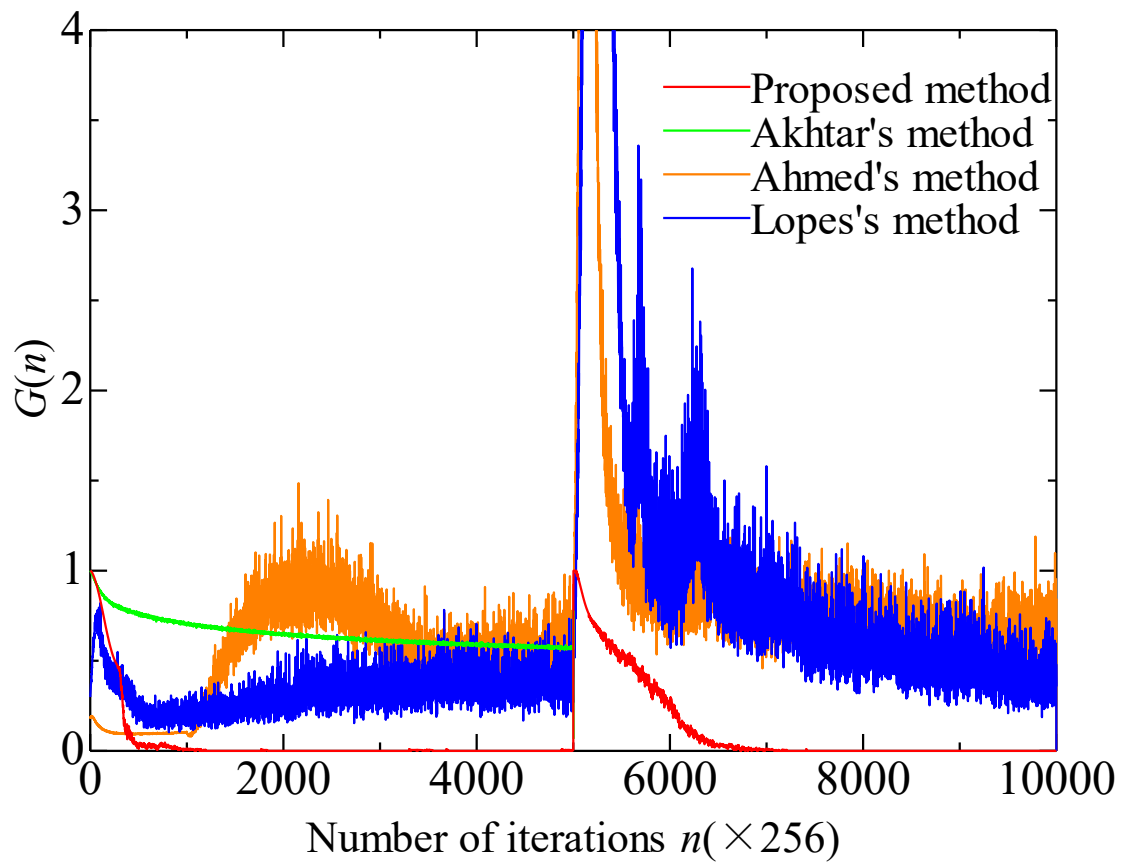


図 2.5 2 次経路のインパルス応答

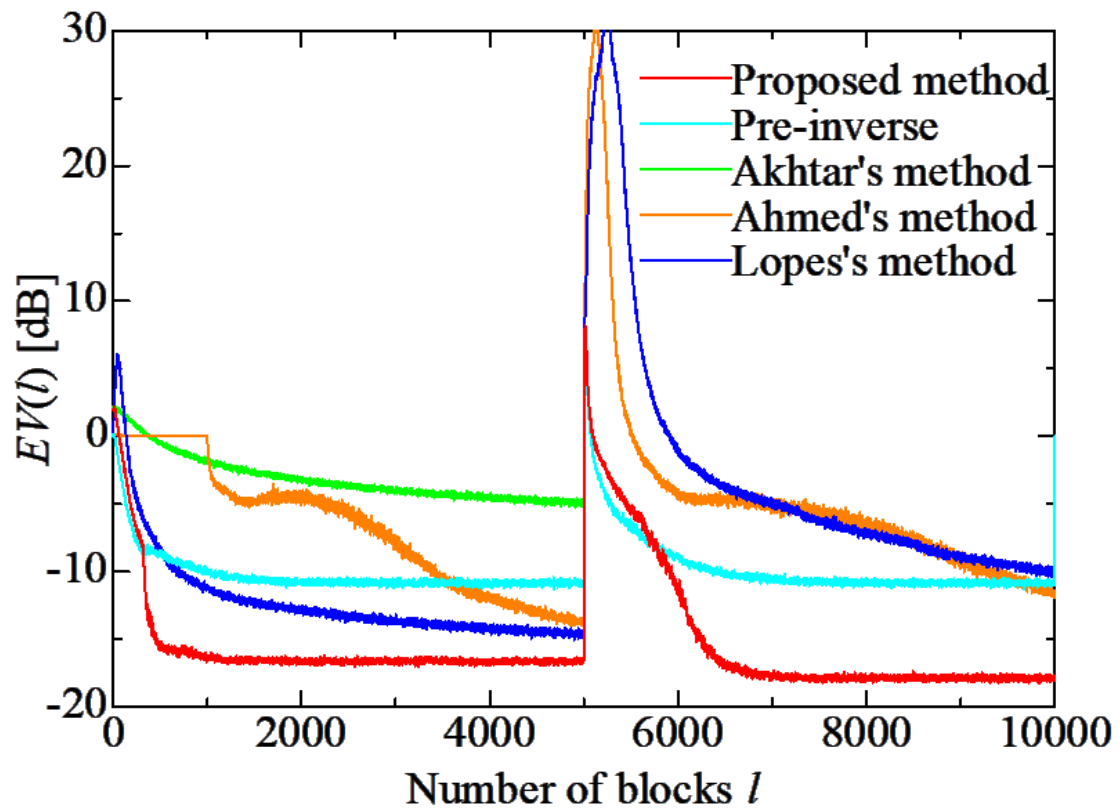
2.4.2 パワースケジューリングのゲイン比較

パワースケジューリングの性能比較のためにゲインの比較を行う。ゲインの変動結果を図 2.6 に示す。本シミュレーションでは、比較として Akhtar 法, Ahmed 法, Lopes 法を用いる。図 2.6 より、Akhtar 法はゲインがほとんど減少していないことが分かる。また、 $n = 5,000(\times 256)$ のとき、経路変動に追従できずに発散している。そのため、図 2.6 では、 $n > 5,000(\times 256)$ の結果は表示していない。Ahmed 法と Lopes 法は経路変動に追従できているが、ゲインが十分に減少していないことがわかる。また、試行ごとに大きく変動するため、分散が大きい。提案法では、パワースケジューリングによりゲインが減少し、経路変動後も安定して動作できていることが確認される。また、経路変動時でも最大値が 1 になっており、従来法と比較してゲインが抑えられていることが分かる。提案法はシステムの収束後に零に切り替えられているにもかかわらず、経路変動後にも再注入できている。つまり、提案法のパワースケジューリングが安定して動作していることが分かる。

図 2.6 ゲイン $G(n)$ の比較

2.4.3 騒音低減性能の比較

図 2.7 に騒音低減性能 $EV(l)$ のシミュレーション結果を示す。本シミュレーションでは、比較対象は Akhtar 法, Ahmed 法, Lopes 法とパワースケジューリングを用いない Pre-inverse 型 ANC システムである。結果より, Akhtar 法は, 経路変動前は収束しているものの, 補助雑音が多く残っているため, 騒音低減性能は最も低い結果であることが分かる。また, 経路変動により発散しているため, 本シミュレーション結果でも $l=5,000$ 以降の結果は表示していない。Ahmed 法は, $l=1,000$ までは事前推定を行っているため一定の値となっている。その後は収束し, 経路変動にも追従できているが, 経路変動時に出力信号が非常に大きくなることが分かる。Lopes 法は, Akhtar 法や Ahmed 法と比べると速く収束し, 騒音低減性能も良いが, 経路変動後は, 収束が他の手法と比べても遅く, Ahmed 法と同様に経路変動時に非常に大きい値となる。これは, 打ち消し誤差が非常に大きくなっており, 消音できていないことを示している。Pre-inverse 型 ANC システムは他の手法と比べても安定して収束できており, 経路変動後でも -10dB 程度の結果が得られている。提案法は, Pre-inverse 型 ANC システムと同様に安定して収束できており, かつ, 他の手法と比べても騒音低減性能が最も高いことが分かる。また, 経路変動時も最大で 8dB 程度であり, 従来法と比べて抑えられている。パワースケジューリングを用いない Pre-inverse 型 ANC システムと比べても約 5dB 以上の改善が出来ていることが分かる。

図 2.7 騒音低減性能 $EV(l)$ の比較

次に各手法の安定性について検討する．本シミュレーションにおいて，100回の試行回数内， $l = 10,000$ のとき， $EV(l)$ の値が -5dB 以上の場合に，ANCは収束せずに発散したとして，各手法の発散率を計算した結果を表2.4に示す．結果より，Akhtar 法は，発散率が100%であり，経路変動に追従はできていないことが分かる．Ahmed 法と Lopes 法はともに9%であった．これは，Modified Filtered-x 型アルゴリズムと可変型ステップサイズを用いているため，Akhtar 法に比べると発散率を抑えられたと考えられる．しかし，2次経路の変動に追従しきれないため，数回発散している．それに比べ，提案法と Pre-inverse 型 ANC システムでは一度も発散することがなく，Filtered-x 型を用いた手法に比べて安定性が高いことが分かる．

表 2.2 シミュレーションにおける発散率

	発散率 [%]
提案法	0
Pre-inverse 型 ANC システム	0
Akhtar 法	100
Ahmed 法	9
Lopes 法	9

2.4.4 演算量比較

本章では、提案法と従来法である Akhtar 法[6], Ahmed 法[7], Lopes 法[8]との演算量の比較を行う。このときの表 2.3, 2.4 に提案法の演算量と、従来法との演算量の比較を示す。提案法は、パワースケジューリングの動作により演算量が変化する。提案法において、経路の推定が不十分 ($|grad(l)| > \alpha$) のとき、補助雑音は注入されているため、すべてのアルゴリズムを動作させている。一方で、経路の推定が十分 ($|grad(l)| \leq \alpha$) のとき、補助雑音は停止しているので制御フィルタの適応アルゴリズムのみが計算されるため、演算量は大幅に削減される。表 2.4 に従来法との演算量の比較を行う。乗算を見ると提案法は最大 1531 に対して、Akhtar 法 1,063 であり提案法よりも少ない。しかし、騒音低減性能を見ると提案法よりも悪く、経路の変動にも追従できていない。ほかの手法と比べると、Ahmed 法は 1,529, Lopes 法は 1671 であるため、それらと比べると同程度であるにもかかわらず、騒音低減性能は提案法が最も良い結果となっている。

表 2.3 パワースケジューリングを用いた Pre-inverse 型 ANC システムの演算量

No.	To compute	\times	\pm	\div	$\sqrt{}$
1	$x_p(n) = \mathbf{x}^T(n)\hat{\mathbf{p}}(n)$	L_p	$L_p - 1$	-	-
2	$y(n) = \mathbf{x}_p^T(n)\hat{\mathbf{s}}'(n)$	L'_s	$L'_s - 1$	-	-
3	$e_s(n) = e(n) - w_s(n)$	-	1	-	-
4	$P_{e_s}(n) = \lambda P_{e_s}(n-1) + (1-\lambda)e_s^2(n)$	3	1	-	-
5	$P_e(n) = \lambda P_e(n-1) + (1-\lambda)e^2(n)$	3	1	-	-
6	$grad(l) = \sum_{i=1}^{20} \frac{1}{i} \{P_{e_s}(l) - P_{e_s}(l-i)\}$	20	40	-	-
7	$ grad(l) = \sqrt{grad^2(l)}$	1	-	-	1
8	$\hat{\mathbf{p}}(n+1) = \hat{\mathbf{p}}(n) + \mu_p \frac{e(n)\mathbf{x}(n-M)}{\mathbf{x}^T(n-M)\mathbf{x}(n-M) + \gamma_p}$	$2L_p + 1$	$2L_p$	1	-
Total (if $ grad(l) \leq \alpha$)		$3L_p + L'_s + 28$	$3L_p + L'_s + 41$	1	1
9	$\mathbf{w}_g(n) = \mathbf{w}(n)$	-	-	-	-
10	$\mathbf{w}_s(n) = \mathbf{w}_g^T(n)\hat{\mathbf{s}}(n)$	L_s	$L_s - 1$	-	-
11	$y(n) + \mathbf{w}_g(n)$	-	1	-	-
12	$e_i(n) = \mathbf{w}_s^T(n)\hat{\mathbf{s}}'(n) - \mathbf{w}_g(n-M)$	L'_s	L'_s	-	-
13	$\rho(n) = P_{e_s}(n)/P_e(n)$	-	-	1	-
14	$G(n) = \sqrt{\rho(n)}$	-	-	-	1
15	$\hat{\mathbf{s}}(n+1) = \hat{\mathbf{s}}(n) + \mu_s \frac{e_s(n)\mathbf{w}_g(n)}{\mathbf{w}_g^T(n)\mathbf{w}_g(n) + \gamma_s}$	$2L_s + 1$	$2L_s$	1	-
16	$\hat{\mathbf{s}}'(n+1) = \hat{\mathbf{s}}'(n) + \mu'_s \frac{e_i(n)\mathbf{w}_s(n)}{\mathbf{w}_s^T(n)\mathbf{w}_s(n) + \gamma'_s}$	$2L'_s + 1$	$2L'_s$	1	-
Total (if $ grad(l) > \alpha$ & $G(n) \geq 1$)		$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 30$	$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 41$	4	2
17	$\mathbf{w}_g(n) = G(n)\mathbf{w}(n)$	1	-	-	-
Total (if $ grad(l) > \alpha$ & $G(n) < 1$)		$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 31$	$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 41$	4	2

表 2.4 従来法との演算量比較

		×		±		÷	√
		Total computations	Example ^a	Total computations	Example ^a	Total computations	Total computations
Proposed method	$ grad(l) > \alpha \text{ and } \sqrt{\rho(n)} \geq 1$	$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 31$	1531	$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 41$	1541	4	2
	$ grad(l) > \alpha \text{ and } \sqrt{\rho(n)} < 1$	$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 30$	1530	$3L_p + 3L_s + 4L'_s + 41$	1541	1	1
	Otherwise	$3L_p + L'_s + 28$	628	$3L_p + L'_s + 41$	641	1	1
Akhtar et al.'s method [6]	-	$3L_p + 4L_s + 13$	1063	$3L_p + 4L_s + 4$	1054	1	1
Ahmed et al.'s method [7]	$P_{e_s}(n) > P_x(n)$	$4L_p + 6L_s + 29$	1529	$4L_p + 6L_s + 7$	1507	5	1
	$P_{e_s}(n) \leq P_x(n)$	$4L_p + 5L_s + 29$	1379	$4L_p + 5L_s + 6$	1356	5	1
Lopes and Gerald's method [8]	-	$5L_p + 6L_s + 21$	1671	$4L_p + 6L_s + 1$	1501	5	1

^a $L_p = L_s = L'_s = 150$

2.5 実装実験

2.5.1 実装条件

本節では、提案法の実環境下での有効性を確認するために DSP (Digital Signal Processor) を用いて実装実験を行う。本実験で用いた構成を図 2.8 に示し、実際の実験風景を図 2.9 に示す。また、本実験に用いた機材の詳細を表 2.5 に示す。さらに、実験に用いたパラメータを表 2.6 に示す。本実験ではサンプリング周波数を 1kHz とし、騒音に 50Hz から 300Hz までのバンドパスフィルタを通過させた信号を用いる。90,000 サンプル後に経路変動として制御信号を送出するスピーカの出力に -1 を乗じる。本実験の評価関数として次式で表される誤差信号 $Pe(n)$ の平均電力 $APe(n)$ を用いる。

$$APe(n) = E[P_e(n)], \quad (2.37)$$

ここで、本実験では 100 回試行した平均値を示している。

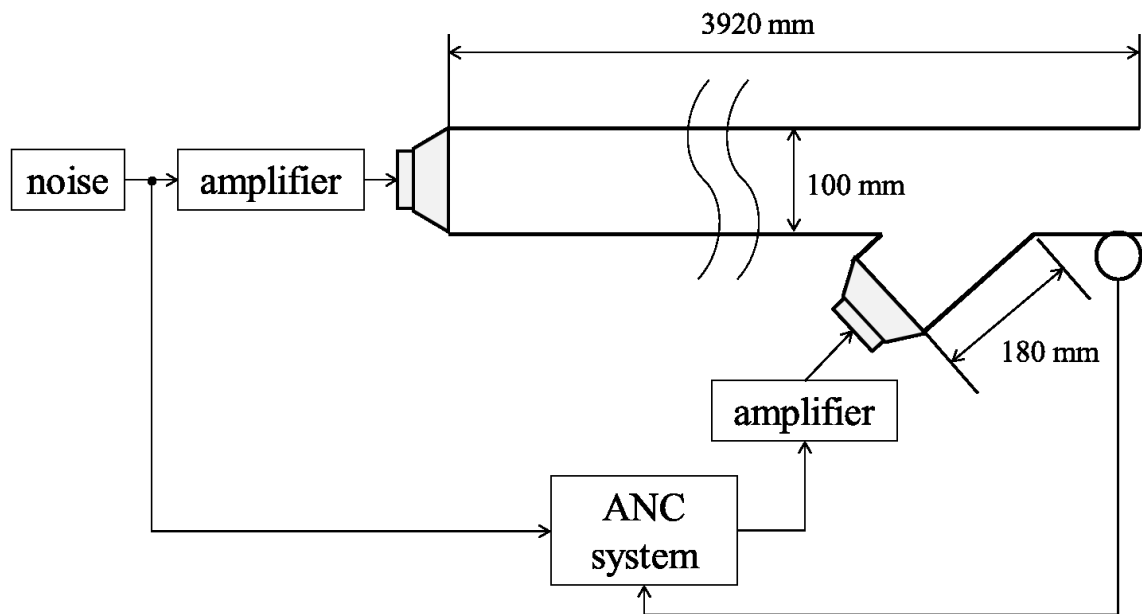


図 2.8 本実験の構成



図 2.9 実験風景

表 2.5 各機材の詳細

	Company	Product name
DSP	MTT Corporation	s-BOX (k55073-00) (TMS320 6713DK)
マイクロホン	Audio Technica	AT9903
アンプ	YAMAHA	P1000S
スピーカ	FOSTEX	FF85WK

表 2.6 実験に用いた各パラメータ

	ステップサイズ	タップ数
制御フィルタ $\hat{P}(z)$	0.03	150
2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$	0.05	150
Pre-inverse フィルタ $\hat{S}'(z)$	0.05	150
$\alpha = 0.15, \lambda = 0.99999, M = 11$		

2.5.2 実験結果

本実験の結果を図 2.10, 2.11 に示す. 図 2.10 には誤差信号の平均電力 $APe(n)$ を示している. ここで, 図中の”ANC OFF”は 1 次経路を通過した騒音を表しており, ”ANC ON”が提案法を実装した結果になっている. 結果より, 騒音を低減できていることが確認される. また, 約 10,000 サンプルで補助雑音が停止し, 90,000 サンプルの経路変動後には補助雑音が再注入できているため, パワースケジューリングは正常に動作しており, 経路変動に対しても安定して追従できていることが分かる.

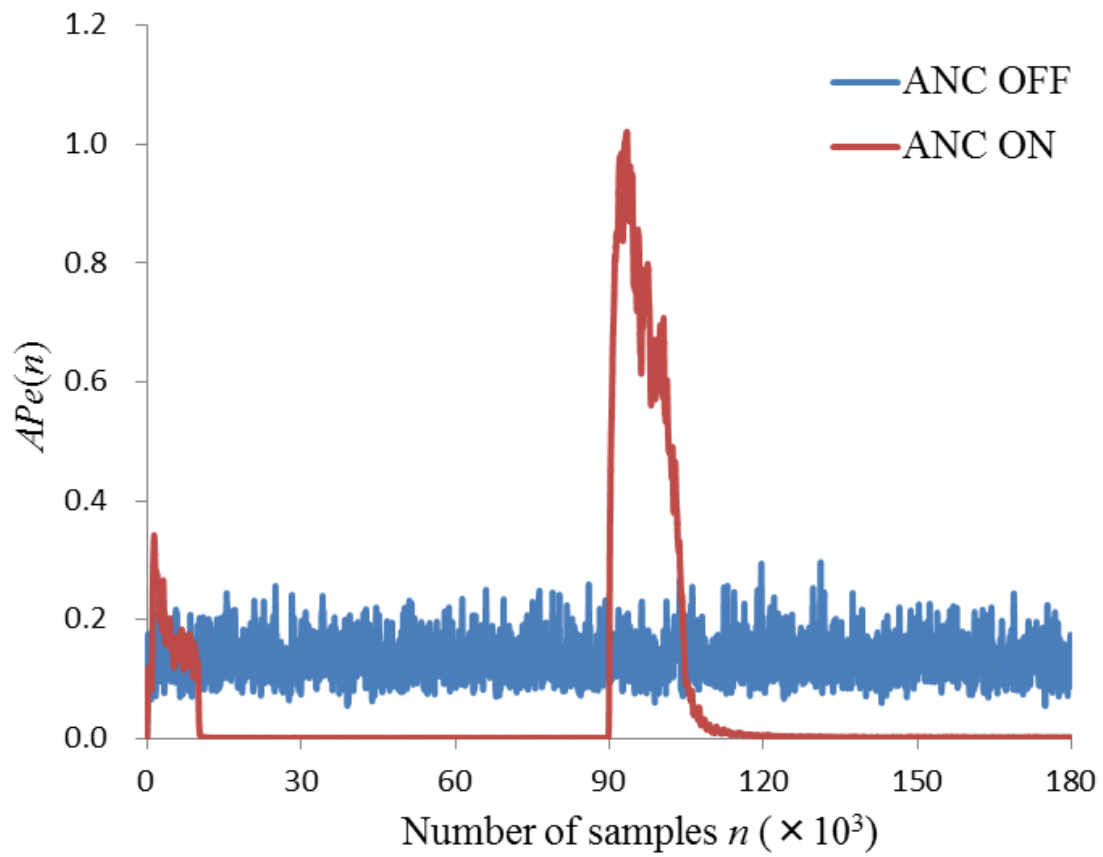
図 2.10 誤差信号の平均電力 $APe(n)$

図 2.11 には 170,000 サンプルから 180,000 サンプルにおける出力信号の電力スペクトルを示している。結果より、提案法が十分に低減出来ており、50Hz から 300Hz では平均約 18dB の騒音を低減できている。主観的には、騒音が十分減少していると感じた。よって、提案法は経路変動後でも十分に騒音を低減できていることが分かった。

以上の結果より、提案法は、実環境下でも安定して動作し、経路変動に対しても追従可能であるということが明らかとなった。

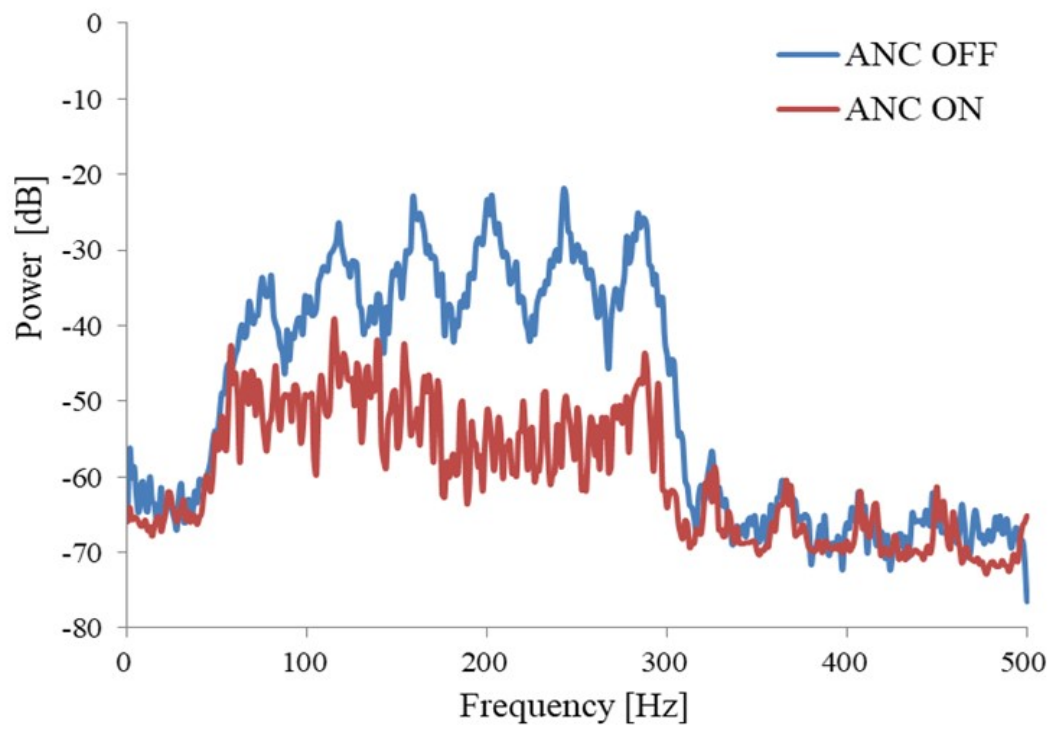


図 2.11 誤差信号のスペクトル

2.6 結言

本章ではパワースケジューリングを用いる Pre-inverse 型 ANC システムを提案した。瞬時電力の時間変動率を用いて 2 次経路の推定度合いを判定することにより、従来のパワースケジューリング法と比べて安定に動作するパワースケジューリングを提案した。2 次経路を十分に推定出来た場合に補助雑音を停止させることにより、騒音低減性能が改善した。また、演算量の比較より、提案法が経路推定時には従来法と同程度の演算量であることが分かった。シミュレーション結果からは、提案法のパワースケジューリングは従来のパワースケジューリング法と比べて安定して動作し、経路変動にも追従し、騒音低減性能も従来法と比べて最も良いことが分かった。最後に実装実験を行い、実環境下でも提案パワースケジューリングは安定に動作し、経路変動にも追従できていることを確認できた。

第2章の参考文献

- [1] S. M. Kuo, D. R. Morgan, Active Noise Control Systems : Algorithms and DSP Implementations, John Wiley & Sons, New York, 1996.
- [2] S. D. Snyder, and C. H. Hansen, "The Effect of Transfer Function Estimation Errors on the Filtered-X LMS Algorithm," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, no. 4, pp. 950-953, Apr. 1994.
- [3] P. F. Feintuch, N. J. Bershad, and A. K. Lo, "A frequency domain model for 'filtered' LMS algorithms-stability analysis, design and elimination of the training mode," IEEE Trans. Signal Process, vol. 41, no. 4, pp. 1518-1531, Apr. 1993.
- [4] L. J. Eriksson, and M. C. Allie, "Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system," J. Acoust. Soc. Am. p. 85, Feb, 1989.
- [5] M. Zhang H. Lan, and W. Ser, "Cross-updated active noise control system with online secondary path modeling," IEEE Trans. Speech Audio Process, vol. 9, no. 5, pp. 598-602, Jul. 2001.
- [6] M. T. Akhtar, M. Abe, and M. Kawamata, "Noise power scheduling in active noise control systems with online secondary path modeling," IEICE Electron. Express, vol.4, no. 2, pp.66-71, Jan. 2007.
- [7] S. Ahmed, M. T. Akhtar, and Xi Zhang, "Robust Auxiliary-Noise-Power Scheduling in Active Noise Control Systems With Online Path Modeling," IEEE Trans Audio. Audio, Speech Lang. Process., vol. 21, no. 4, pp. 749-761, Apr. 2013.
- [8] Paulo A. C. Lopes, and Jose A. B. Gerald "Auxiliary Noise Power Scheduling Algorithm for Active Noise Control with Online Secondary Path Modeling and Changes" IEEE Signal Processing Letters, vol.22, no.10, pp. 1590-1594, Oct. 2015.
- [9] N. Sasaoka, K. Nakamura, K. Otsuki, Y. Itoh, and M. Kobayasi, "Pre-Invers Type Active Noise Control With Bias Free Structure," Proc. of 2014 6th International Symposium Control and Signal Processing, pp. 590-593, May. 2014.
- [10] Y. Tanaka, N. Sasaoka, Y. Itoh, and M. Kobayashi, "Active noise control with bias free pre-inverse adaptive system," Proc. 2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 3222-3225, May 2012.
- [11] 大槻和志, 笹岡直人, 皆木亮祐, 伊藤良生 "補助フィルタによる2次経路逆伝達関数推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システム" Journal of Signal Processing, Vol.21, No.1, pp.25-35, Jan. 2017.
- [12] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.
- [13] T. Itatsu, K. Okano, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Pre-inverse active noise control with

auxiliary noise power scheduling" Proc. of 2017 International Symposium on Multimedia and Communication Technology, pp.131-134, Aug. 2017.

- [14] K. Okano, T. Itatsu, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Auxiliary noise power scheduling based on gradient of error power for pre-inverse active noise control" Proc. of 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Florence, Italy, May 2018.
- [15] K. Okano, T. Itatsu, N. Sasaoka and Y. Itoh, "Auxiliary-Noise Power-scheduling Method for Online Secondary Path Modeling in Pre-inverse Active Noise Control System," IEICE Transactions on Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E103-A, no.3, pp. 582-588, Mar. 2020.

第3章 オンライン帰還経路推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システム

3.1 緒言

フィードフォワード型 ANC システムでは、騒音を検出するための参照マイクロホンと、誤差信号を検出するための誤差マイクロホンを用いて制御を行う。しかし、ダクトなどの音響的結合の強い場所での実装を考えた場合、騒音を低減するために送出した制御音が参照マイクロホンに入力されることにより、ハウリングが生じ、システムが発散するという問題がある。このため、帰還経路を推定したフィルタにより、参照マイクロホンに入る制御音を打ち消す必要がある。そこで、この帰還経路をオンラインで推定する手法が研究されている[1][2]。しかし、従来法は Filtered-x 型アルゴリズムを基にした手法であり、帰還経路の推定誤差が制御フィルタに影響するため、経路変動が生じるとシステムが発散する。また、帰還経路の事前推定も必要となる。これらの問題を解決するために、Pre-inverse 型 ANC システムにおいて帰還経路のオンライン推定を行うことを検討している[3][4]。Pre-inverse 型 ANC システムでは、2 次経路の前段に 2 次経路の逆伝達関数を推定するフィルタを用いることにより、2 次経路の影響を打ち消す。この Pre-inverse 型 ANC システムに帰還経路推定フィルタを用いると、帰還経路の推定誤差は 2 次経路の逆伝達関数を推定するフィルタに含まれるため、制御フィルタへ直接影響しない。そのため、制御フィルタは従来法と比べ安定して制御フィルタを収束することができる。その結果、

Pre-inverse 型 ANC システムでは、帰還経路が変動した場合でも安定して追従可能であり、その事前推定も不要となる。

本章では、まず従来法として、Filtered-x 型アルゴリズムに対する帰還経路の推定誤差の影響を確認する。次に、提案法であるオンライン帰還経路推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システムを提案し、提案法に対する帰還経路の推定誤差の影響を確認する。最後に、計算機シミュレーションにより提案法の有効性を確認し、さらに、実装実験を行い、実環境下での有効性を確認する。

3.2 従来法の基本原理

本節では、帰還経路を考慮した Filtered-x 型アルゴリズムについて説明する [1][2]. システムの構成を図 3.1 に示す. ここで,

$R(z)$: 騒音

$R_f(z)$: 参照マイクロホンで検出された信号

$X(z)$: 制御フィルタの入力信号

$D(z)$: 1 次経路通過後の騒音

$X_s(z)$: 2 次経路推定フィルタ通過後の $x(n)$

$Y(z)$: 制御信号

$W(z)$: 補助雑音

$W_g(z)$: ゲインのかかった補助雑音 $w(n)$

$W_s(z)$: 2 次経路推定フィルタ通過後の補助雑音

$O(z)$: 出力信号

$O_s(z)$: 2 次経路通過後の出力信号

$O_f(z)$: 帰還経路通過後の出力信号

$\hat{O}_f(z)$: 帰還経路推定フィルタの出力信号

$E(z)$: 騒音の打ち消し誤差信号

$E_s(z)$: 2 次経路推定フィルタの誤差信号

$P(z)$: 1 次経路の伝達関数

$S(z)$: 2 次経路の伝達関数

$F(z)$: 帰還経路の伝達関数

$C(z)$: 制御フィルタの伝達関数

$\hat{S}(z)$: 2 次経路推定フィルタの伝達関数

$\hat{F}(z)$: 帰還経路推定フィルタの伝達関数

$H(z)$: 補助フィルタ

である．図 2.1 とは異なり，騒音 $R(z)$ に対して，帰還経路を通過した出力信号 $O_f(z)$ が加わった信号が参照マイクロホンで検出される．この $O_f(z)$ によりハウリングが生じてしまうため，打ち消す必要がある．そこで，帰還経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ の出力信号 $\hat{O}_f(z)$ を用いることにより， $O_f(z)$ を打ち消し，騒音 $R(z)$ を取り出す．この手法では，補助雑音を用いて $\hat{F}(z)$ により，帰還経路を推定する．そのため，帰還経路の推定においては騒音 $R(z)$ が外乱となるため，補助フィルタ $H(z)$ を用いる．これにより，帰還経路推定フィルタの更新アルゴリズムの入力に対して，騒音 $R(z)$ の影響を打ち消し，帰還経路の推定精度を向上させる．

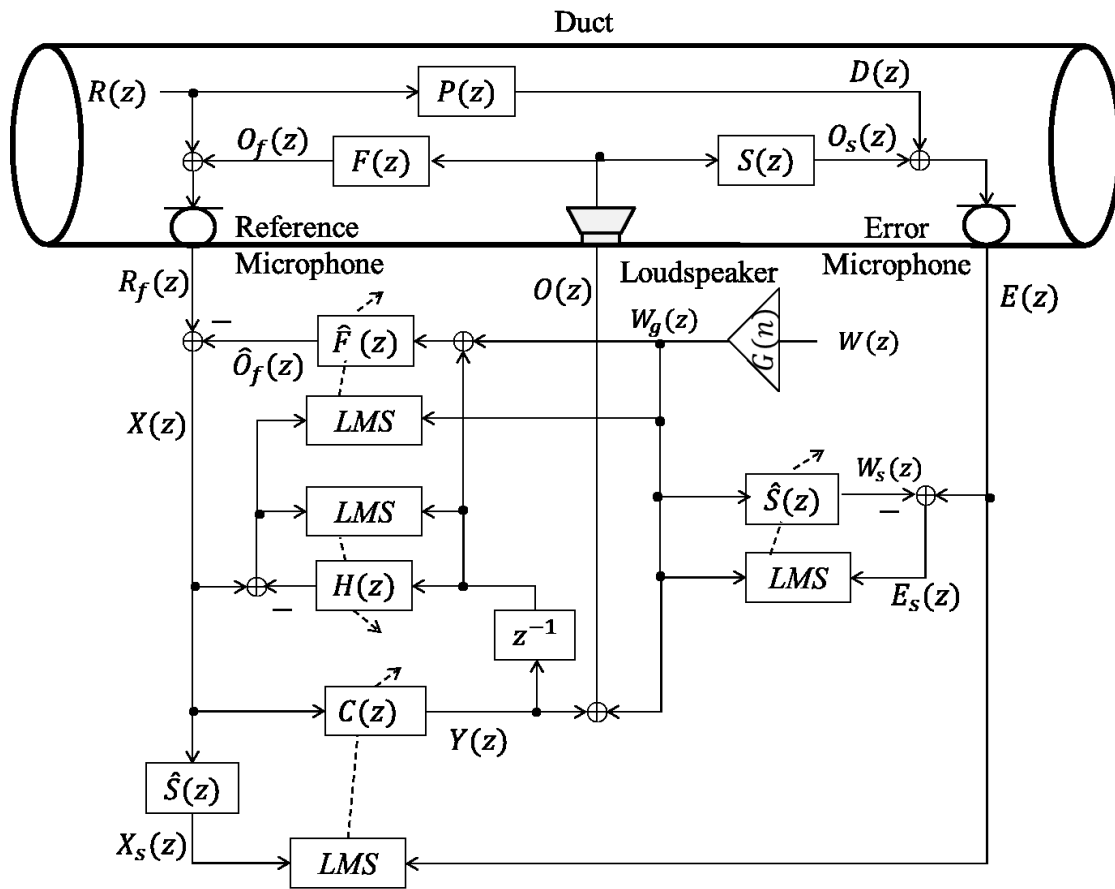


図 3.1 従来法の構成

従来システムにおける，帰還経路の推定誤差の影響について検討するため，収束後の制御フィルタの値を計算する．ここで，簡単化のために各適応フィルタの更新は非常に遅く，線形フィルタであると仮定する．スピーカの出力信号を式で表すと，

$$O(z) = Y(z) + W(z) = C(z)X(z) + W_g(z) \quad (3.1)$$

となる．次に，制御フィルタ $C(z)$ の入力信号は，

$$X(z) = R(z) + \{F(z) - \hat{F}(z)\}O(z) = R(z) + \Delta F(z)O(z) \quad (3.2)$$

となる．ここで，

$$\Delta F(z) = F(z) - \hat{F}(z) \quad (3.3)$$

であり，帰還経路推定フィルタの推定誤差を表している．式(3.1)に式(3.2)を代入すると出力信号は，

$$\begin{aligned} O(z) &= C(z)\{R(z) + \Delta F(z)O(z)\} + W_g(z) \\ &= \frac{C(z)R(z) + W_g(z)}{1 - C(z)\Delta F(z)} \end{aligned} \quad (3.4)$$

となる．次に，誤差信号 $E(z)$ は，

$$E(z) = P(z)R(z) + S(z)O(z) \quad (3.5)$$

となるため，式(3.5)に式(3.4)を代入すると，

$$E(z) = P(z)R(z) + S(z) \frac{C(z)R(z) + W_g(z)}{1 - C(z)\Delta F(z)} \quad (3.6)$$

となる．従って，式(3.6)より，制御フィルタが十分に収束した場合の伝達関数は，

$$C(z) = -\frac{P(z)}{S(z) - P(z)\Delta F(z)} \quad (3.7)$$

となる．ここで，理想的には制御フィルタの適応アルゴリズムの入力信号 $X(z)$ と補助雑音は，互いに無相関となるため $W_g(z)$ は無視している．式(3.7)は，制御フィルタが収束するためには，更新アルゴリズムの入力信号の前段に $S(z) - P(z)\Delta F(z)$ を推定したフィルタを用いる必要があることを示している．つまり，従来システムでは， $\hat{S}(z) = S(z) - P(z)\Delta F(z)$ となれば制御フィルタは収束できる．

そこで，2次経路推定フィルタの伝達関数である $\hat{S}(z)$ について検討する．2次経路推定フィルタの誤差信号は，

$$E_s(z) = E(z) - \hat{S}(z)W_g(z) \quad (3.8)$$

となるため，2次経路推定フィルタが十分に収束した場合の伝達関数は，

$$\hat{S}(z) = \frac{S(z)}{1 - C(z)\Delta F(z)} \quad (3.9)$$

となる．制御フィルタの収束のためには $\hat{S}(z) = S(z) - P(z)\Delta F(z)$ となる必要がある．しかし，実際の推定値は式(3.9)となる．ここで，帰還経路の推定誤差 $\Delta F(z) = 0$ であれば，制御フィルタは $C(z) = -P(z)/S(z)$ であり， $\hat{S}(z) = S(z)$ となるため，制御フィルタは収束可能である．つまり，この手法では，制御フィルタを収束させるために， $\Delta F(z) \approx 0$ とする必要がある．このため，従来システムでは，補助フィルタを用いて推定精度を高めているが，帰還経路が大きく経路が変動し， $\Delta F(z)$ が大きい値となった場合，制御フィルタは収束できないために発散してしまう．また，システム起動時も $\Delta F(z) \approx 0$ ではないために，あらかじめ帰還経路を事前推定しておく必要がある．

3.3 提案法の基本原理

3.3.1 提案法の構成

本研究では、帰還経路を考慮した Pre-inverse 型 ANC システムを提案する [3][4]。図 3.2 に提案法の構成を示す。ここで、

$X_p(z)$: 制御フィルタ通過後の騒音

$E_i(z)$: Pre-inverse フィルタの誤差信号

$\hat{P}(z)$: 制御フィルタの伝達関数

$\hat{S}'(z)$: Pre-inverse フィルタの伝達関数

である。 $\hat{P}(z)$, $\hat{S}(z)$, $\hat{S}'(z)$ の各 ADF の出力信号や、アルゴリズムの更新式は 2 章で説明している。図 2.3 と異なり、図 3.2 ではスピーカからの出力が帰還経路 $F(z)$ を通過し、参照マイクロホンで検出される。そのため、帰還経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ を用いることにより、帰還経路の影響を打ち消している。図 3.2 において、 $\hat{o}_f(z)$ は帰還経路推定フィルタの出力信号であり、逆 z 変換した時間信号で表すと、

$$\hat{o}_f(n) = \hat{\mathbf{f}}^T(n) \mathbf{o}(n-1), \quad (3.10)$$

となる。ここで、

$$\hat{\mathbf{f}}(n) = [\hat{f}_0(n), \hat{f}_1(n), \dots, \hat{f}_{L_f-1}(n)]^T, \quad (3.11)$$

$$\mathbf{o}(n) = [o(n), o(n-1), \dots, o(n-L_f+1)]^T, \quad (3.12)$$

であり、 $\hat{\mathbf{f}}(n)$, $\mathbf{o}(n)$ はそれぞれ帰還経路推定フィルタのタップ係数ベクトルと、タップ入力ベクトルを表し、 L_f は帰還経路推定フィルタのタップ数を表してい

る．帰還経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$ は次式の NLMS アルゴリズム[5]により更新される．

$$\hat{\mathbf{f}}(n+1) = \hat{\mathbf{f}}(n) + \mu_f \frac{x(n)\mathbf{o}(n-1)}{\mathbf{o}^T(n-1)\mathbf{o}(n-1) + \gamma_f}, \quad (3.13)$$

ここで， μ_f ， γ_f はそれぞれ，帰還経路推定フィルタのステップサイズと，正規化パラメータを表す．

本提案法では補助雑音に対してパワースケジューリングを用いている．パワースケジューリングは2章の式(2.33)に示すものである．これは，帰還経路が変動した場合2次経路の推定誤差信号に影響することにより，式(2.33)は2次経路だけでなく，帰還経路の推定度合いの検出にも用いることができる．

3.3.2 帰還経路推定誤差の影響

本節では、Pre-inverse 型 ANC システムにおける帰還経路の推定誤差の影響を検討するため、制御フィルタの収束後の値を計算する。このとき、各経路の変化はゆっくりであり、各適応フィルタは収束後であるため線形フィルタであると仮定する。また、2 次経路の伝達関数 $S(z)$ の零点は単位円の近傍に無いと仮定する。まず、出力信号 $O(z)$ を式で表すと、

$$O(z) = Y(z) + W_g(z) = \hat{S}'(z)\hat{P}(z)X(z) + W_g(z) \quad (3.14)$$

となる。ここで、Pre-inverse 型 ANC システムにおいて、制御フィルタの入力信号 $X(z)$ は式(3.2)により表せる。そこで、式(3.2)を式(3.14)に代入すると、

$$O(z) = \frac{\hat{S}'(z)\hat{P}(z)R(z) + W_g(z)}{1 - \hat{S}'(z)\hat{P}(z)\Delta F(z)} \quad (3.15)$$

とすることができる。従って、誤差信号 $E(z)$ は、

$$E(z) = P(z)R(z) + S(z) \frac{\hat{S}'(z)\hat{P}(z)R(z) + W_g(z)}{1 - \hat{S}'(z)\hat{P}(z)\Delta F(z)} \quad (3.16)$$

となる。ここで、制御フィルタが十分に収束したときの伝達関数は、

$$\begin{aligned} \hat{P}(z) &= -\frac{P(z)}{S(z)\hat{S}'(z) - P(z)\hat{S}'(z)\Delta F(z)} \\ &= -\frac{P(z)}{\hat{S}'(z)\{S(z) - P(z)\Delta F(z)\}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

となる。2 次経路推定フィルタの誤差信号は Filtered-x 型アルゴリズムと同様に式(3.8)になるので、2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$ は、十分に収束したとき、

$$\hat{S}(z) = \frac{S(z)}{1 - \hat{S}'(z)\hat{P}(z)\Delta F(z)} \quad (3.18)$$

となる。このとき、Pre-inverse フィルタの伝達関数は前章の式(2.31)により表

せるため、式(2.31)に式(3.18)を代入すると、

$$\begin{aligned}\hat{S}'(z) &= \frac{1 - \hat{S}'(z)\hat{P}(z)\Delta F(z)}{S(z)} z^{-M} \\ &= \frac{z^{-M}}{S(z) + \hat{P}(z)\Delta F(z)z^{-M}}\end{aligned}\quad (3.19)$$

となる。従って、式(3.17)を式(3.19)に代入すると、制御フィルタの伝達関数は、

$$\begin{aligned}\hat{P}(z) &= -\frac{S(z) + \hat{P}(z)\Delta F(z)z^{-M}}{z^{-M}} \frac{P(z)}{S(z) - P(z)\Delta F(z)} \\ &= -\frac{P(z)S(z) + P(z)\hat{P}(z)\Delta F(z)z^{-M}}{S(z)z^{-M} - P(z)\Delta F(z)z^{-M}}\end{aligned}\quad (3.20)$$

となる。ここで、式(3.20)の両辺を整理すると、

$$\hat{P}(z)S(z)z^{-M} - \hat{P}(z)P(z)\Delta F(z)z^{-M} = -P(z)S(z) - P(z)\hat{P}(z)\Delta F(z)z^{-M} \quad (3.21)$$

となる。ここで、制御フィルタの収束後の検討であるため、各適応フィルタも収束しており、 $\Delta F(z)$ は十分に小さいと仮定している。式(3.21)より、 $\Delta F(z)$ の項は打ち消されるため、制御フィルタの伝達関数は、

$$\hat{P}(z) = -P(z)z^{-M} \quad (3.22)$$

となる。従って、提案法の制御フィルタには帰還経路の推定誤差 $\Delta F(z)$ が含まれない。

3.4 シミュレーション実験

3.4.1 シミュレーション条件

本節では，オンライン帰還経路推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システムの有効性を確認するために計算機シミュレーションによる実験を行う．従来法として Ahmed 法[1]と Wu 法[2]を用いる．これらの手法はともに 3.2 節で示した図 3.1 の構成を用いており，異なるパワースケジューリングを用いている．また，これらの手法では事前推定する必要があるため，ブロック数 500 まで事前推定として 2 次経路と帰還経路の推定を行っている．本シミュレーションで用いた各手法のパラメータを表 3.1 に示す．このときのパラメータは各手法の騒音低減性能が最も良い値を用いている．ここで，騒音源 $R(z)$ と補助雑音 $W(z)$ は互いに無相関である白色雑音を用いる．また，サンプリング周波数は 1kHz とする．提案法では経路変動の際に一時的にハウリングが生じ，信号が大きくなることもある．そこで，制御フィルタの入力信号である $X(z)$ の電力が 1,000 を超えた場合に各タップ係数を初期化する．本シミュレーションでも騒音低減性能の評価関数として前章で用いた $EV(l)$ を用いる．また，帰還経路推定精度の評価関数として次式の $\Delta F(l)$ を用いる．

$$\Delta F(l) = 20 \log_{10} \frac{E[\sum_{n=B(l-1)}^{lB-1} \|\mathbf{f}(n) - \hat{\mathbf{f}}(n)\|]}{E[\sum_{n=B(l-1)}^{lB-1} \|\mathbf{f}(n)\|]}, \quad (3.23)$$

ここで， $\|\cdot\|$ はベクトルのノルムを表しており，ブロックサイズ B は 256 とする．

シミュレーション結果は 100 回平均した結果を用いる．本シミュレーションで用いた各経路のインパルス応答は，1 次経路，2 次経路については図 2.4，図 2.5 に示すインパルス応答を用いており，帰還経路のインパルス応答は図 3.3 に示す．

ブロック数 5,000 のときに経路変動として, 2 次経路と帰還経路のインパルス応答に -1 を乗じる.

表 3.1 各手法のパラメータ

提案法	$\mu_p = \mu_f = 0.01, \mu_s = \mu'_s = 0.05,$ $L_p = L_s = L'_s = L_f = 150, M = 13, \lambda = 0.9999,$ $\alpha = 0.0005, \beta = 20$
Ahmed 法	$\mu_c = 0.005, \mu_s = 0.001, L_p = L_s = 150,$ $\lambda = 0.9999, \alpha = 0.99992, \gamma = 0.0002$
Wu 法	$\mu_c = 0.003, \mu_s = 0.005, L_p = L_s = 150,$ $\lambda = 0.9999, \alpha = 0.9995, \beta = 0.002$

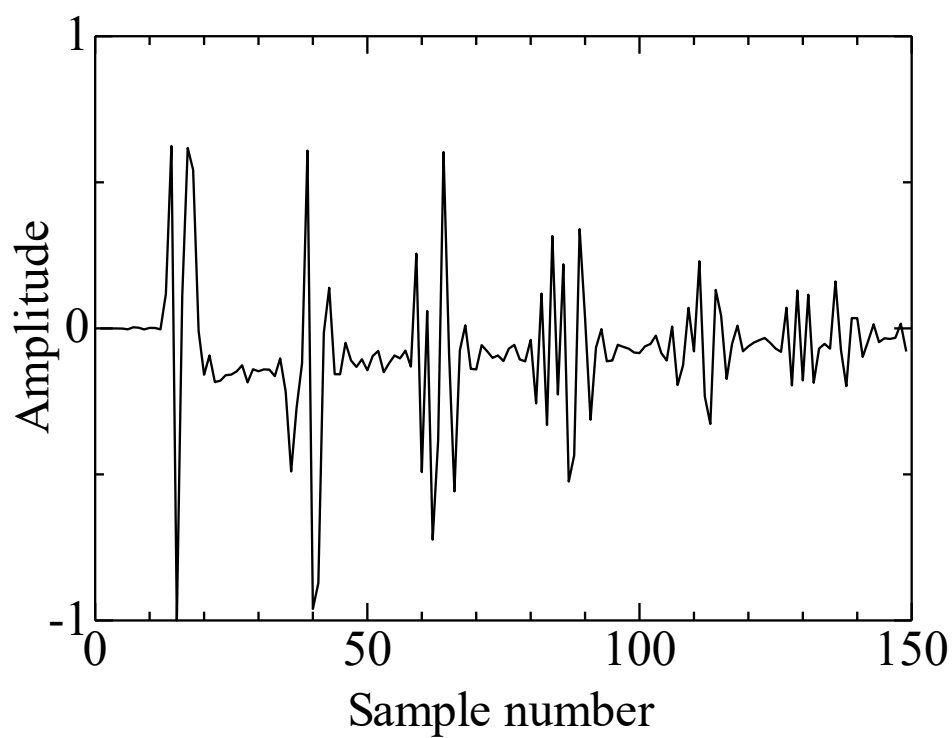


図 3.3 帰還経路のインパルス応答

3.4.2 パワースケジューリングのゲイン比較

各手法のパワースケジューリングの性能を比較するためにゲインの比較を行う。ゲインの動作結果を図 3.4 に示す。従来法である Ahmed 法と Wu 法はともに経路変動に追従することができず発散するため、図 3.4 は $l \geq 5,000$ のとき、従来法によるゲインを表示していない。また、従来法では事前推定を行っているため、ゲインも $l \leq 500$ までは 1 としている。経路変動以前 ($l < 5,000$) の結果より、Ahmed 法はゲインを 0.1 程度まで減少出来ているが、ほかの手法と比べると少し残っていることが分かる。Wu 法と提案法はともに早い段階で 0 に近い値となっているが、提案法では、事前推定を行っていないために、 $l < 500$ のゲインも減少させることが出来ている。つまり、提案法のみ経路変動に追従しており、経路変動前、経路変動後ともに安定してパワースケジューリングが動作していることが分かる。

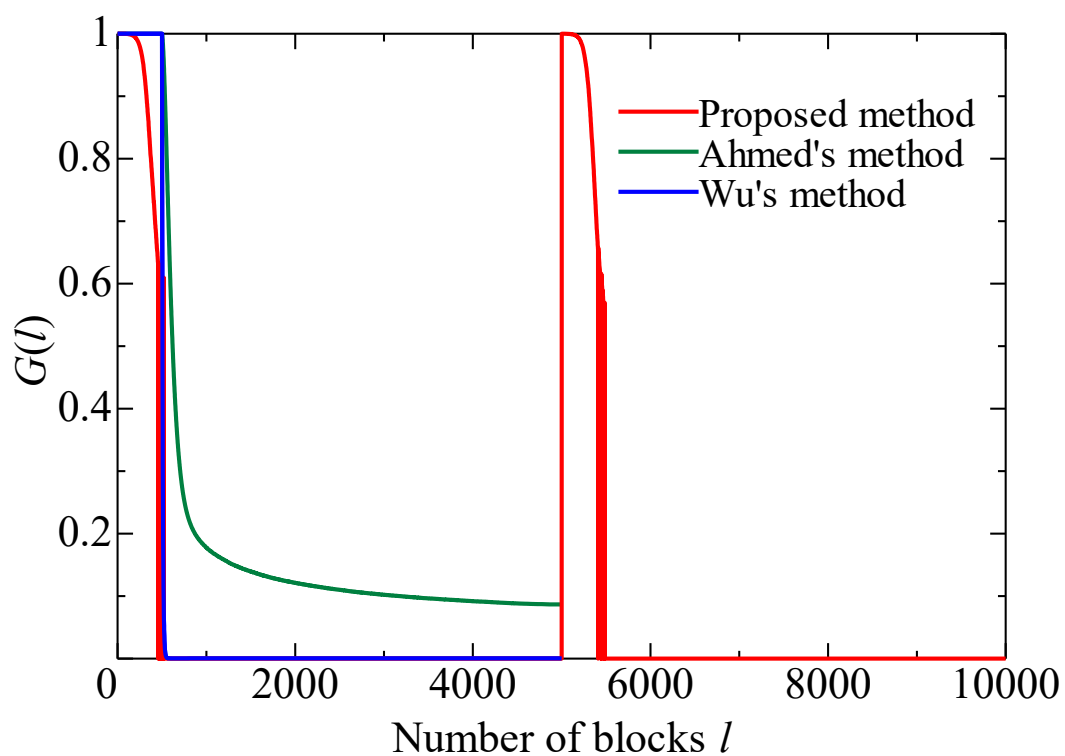
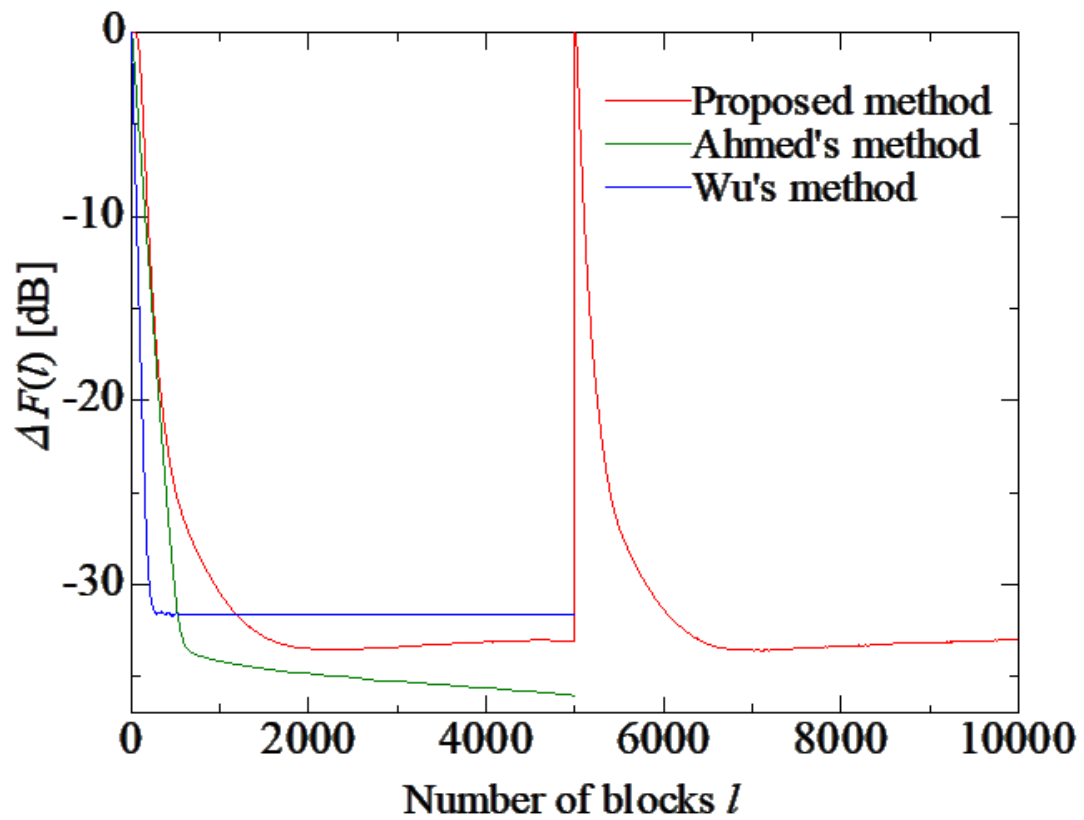


図 3.4 パワースケジューリングのゲイン $G(n)$ 比較

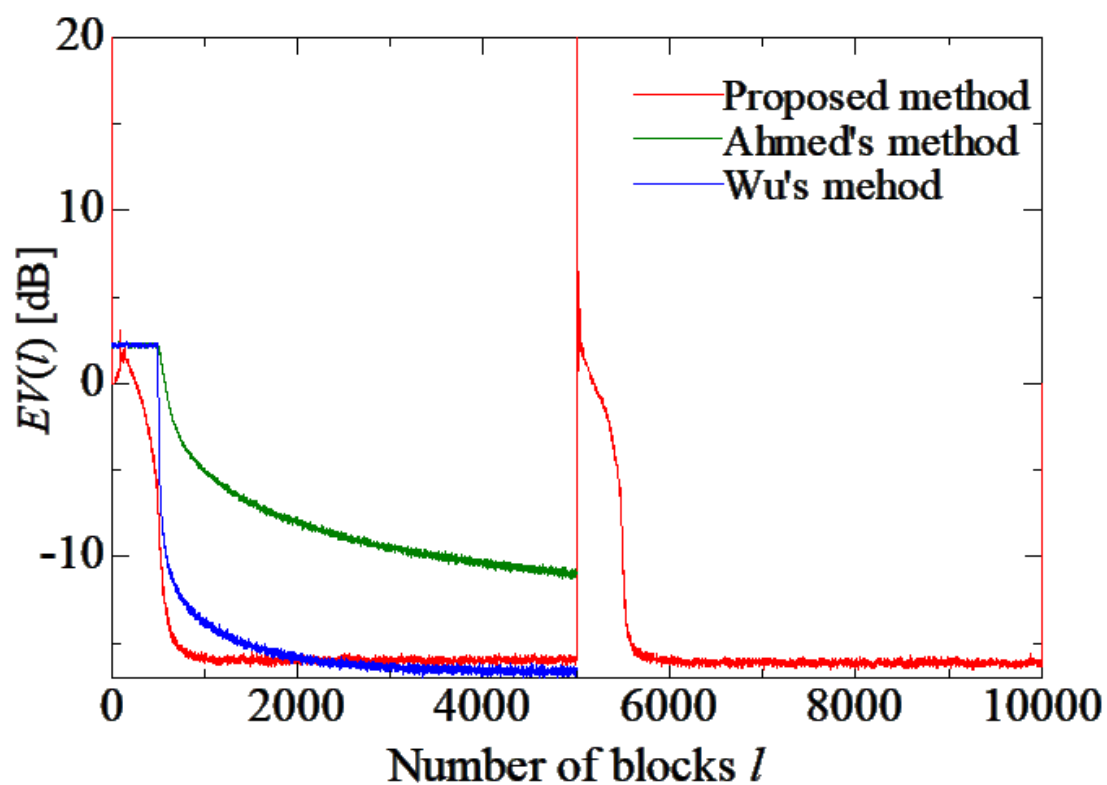
3.4.3 帰還経路推定精度の比較

本節では、各手法の帰還経路推定精度の比較を行う。図 3.5 に各手法の $\Delta F(l)$ を示す。図 3.5 でも、従来法は経路変動により発散しているので $l \geq 5,000$ のときは表示していない。経路変動以前の結果を見ると、Ahmed 法が最も帰還経路を推定できていることが分かる。これは、図 3.4 より Ahmed 法のゲインがほかの手法に比べて大きいため、経路の推定精度が高くなっていると考えられる。Wu 法は、ほかの手法と比べると、推定速度は速いものの途中から推定がほとんど止まっていることが分かる。これに対し、提案法は式(3.13)より、補助雑音だけでなく制御音でも経路の推定を行うために、ゲインが零となった後も帰還経路を推定し続けている。従来法と異なり、提案法は事前推定を行っていないため、推定速度はほかの手法と比べると遅くなっている。しかし、推定精度は Ahmed 法よりは劣るが、Wu 法より推定精度が高いことが分かる。さらに、提案法は経路の変動で発散していないため、経路変動後も安定して追従していることが分かる。

図 3.5 帰還経路推定精度 $\Delta F(l)$ の比較

3.4.4 騒音低減性能の比較

ここでは、騒音低減性能の比較を行う。図 3.6 に騒音低減性能 $EV(l)$ の比較結果を示す。この結果より、Ahmed 法はほかの手法と比べると騒音低減性能が最も低いことが分かる。これは、ほかの手法と比べゲインが大きく、補助雑音が多く残留しているためである。また、Ahmed 法は、経路変動前 ($l < 5,000$) までは騒音低減性能が最も高いことが分かる。しかし、これらの従来法では事前推定を必要とし、経路の変動に対して追従できずに発散している。提案法は、経路変動時に一時的に非常に大きい値になるが、その後安定して収束し、騒音低減性能は高くなり、最終的に約 -16dB 程度まで減少していることが分かる。

図 3.6 騒音低減性能 $EV(l)$ の比較

3.5 実装実験

3.5.1 実装条件

本節では、提案法の実環境下における有効性を確認するために、DSP を用いて実装実験を行う。本実験で用いるダクトモデルを図 3.7 に示す。各機材の詳細は 2 章の表 2.5 と同じものを用いる。また、本実験で用いた各パラメータは表 3.2 に示す。これは騒音低減性能が最も良いときのパラメータを用いている。サンプリング周波数は 1kHz であり、90,000 サンプル後に経路変動としてスピーカの出力に -1 を乗じる。本実験の評価関数として 2 章の式(2.37)に示す誤差信号の平均電力 $APe(n)$ を用いる。本実験は 20 回試行し、その $Pe(n)$ の平均値を $APe(n)$ としている。また、実装結果のパワースペクトルを表示するために、小野測器の FFT アナライザを用いている。このときのサンプリング周波数は 1.28kHz とする。

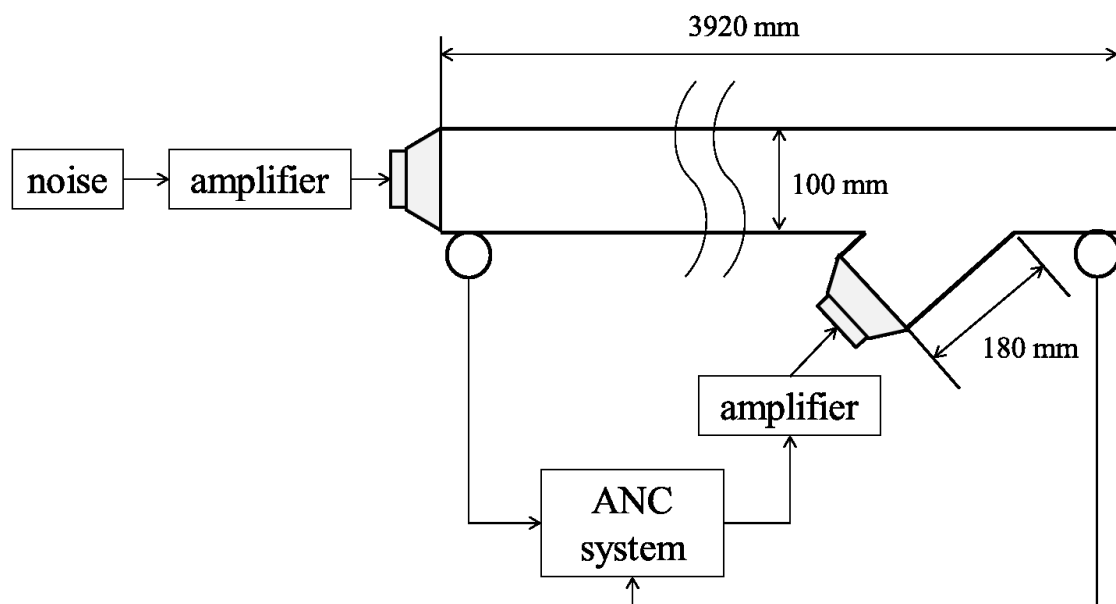


図 3.7 帰還経路を考慮したダクトモデル

表 3.2 実験に用いた各パラメータ

	ステップサイズ	タップ数
制御フィルタ $\hat{P}(z)$	0.008	150
2 次経路推定フィルタ $\hat{S}(z)$	0.1	150
Pre-inverse フィルタ $\hat{S}'(z)$	0.1	150
帰還経路推定フィルタ $\hat{F}(z)$	0.3	150
$\alpha = 0.1, \lambda = 0.99999, M = 11$		

3.5.2 実験結果

本実験の結果を図 3.8, 3.9 に示す. 図 3.8 には誤差信号の平均電力 $APe(n)$ を示している. ここで, 図中の”ANC OFF”は 1 次経路を通過した騒音を表しており, ”ANC ON”が提案法を実装した結果になっている. 結果より, 提案法は実環境下でも騒音を抑圧できており, パワースケジューリングも正しく動作していることが分かる. さらに, 90,000 サンプル後の経路変動に対しても発散することなく収束していることが分かる.

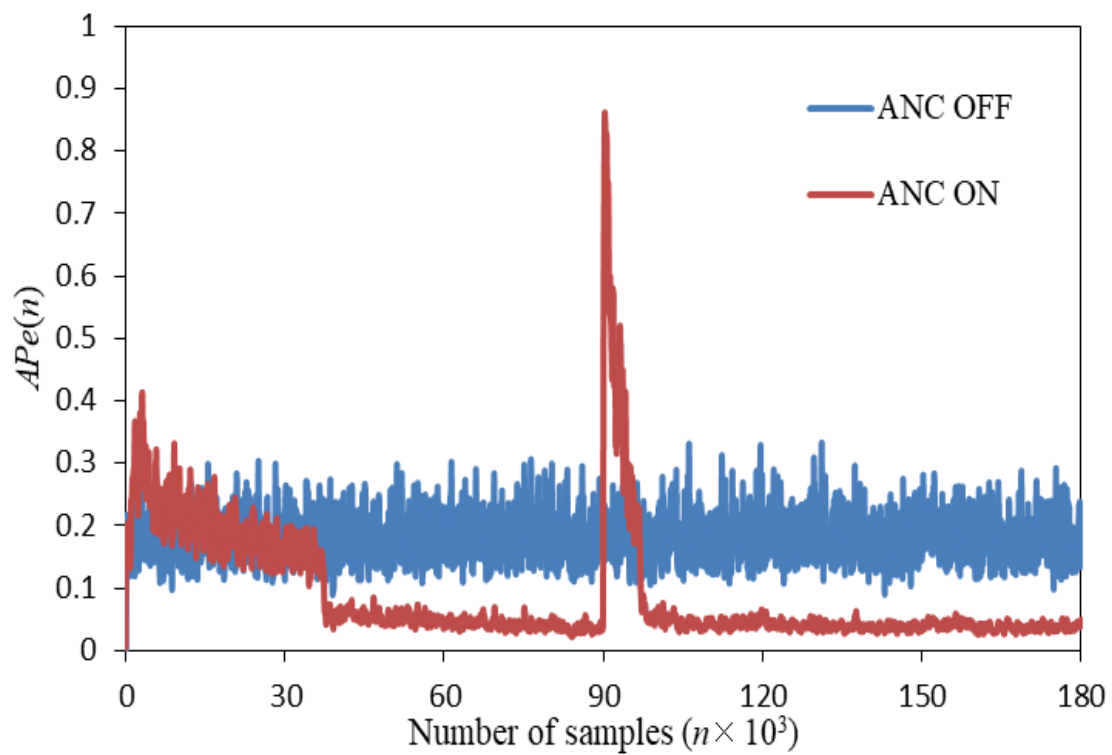
図 3.8 誤差信号の平均電力 $APe(n)$

図 3.9 には, 170,000 サンプルから 180,000 サンプルにおける出力信号のスペクトルを示している. 結果より, 提案法は 100Hz から 400Hz まです, 平均 7.7dB の騒音を低減している. 従って, 提案法は経路の変動後も騒音の抑圧が行えていることが分かった. また, 第 2 章の図 2.11 と比べると劣化しているが, これは帰還経路の推定誤差によるものだと考えられる.

以上の結果から, 提案法は実環境下においても安定して動作し, 経路変動にも追従していることが確認できる.

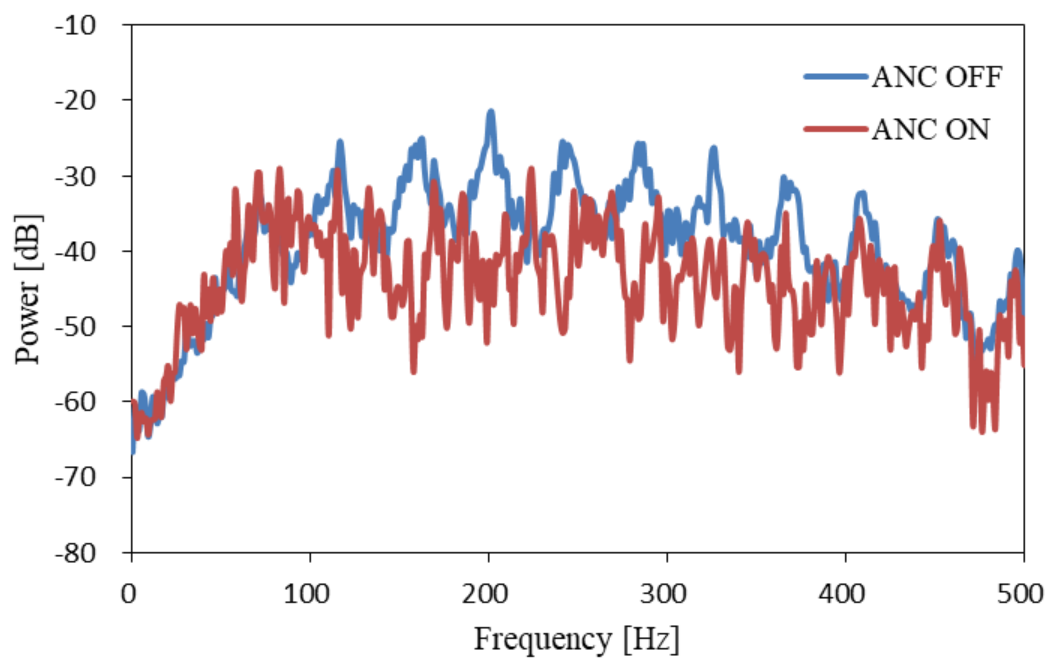


図 3.9 誤差信号のスペクトル

3.6 結言

本章では，オンライン帰還経路推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システムを提案した．従来法として広く用いられている Filtered-x 型アルゴリズムでは，帰還経路の推定誤差が制御フィルタに影響することにより，経路が変動した場合に追従できないことを示した．一方，提案法では，帰還経路の推定誤差が制御フィルタに影響しないために，経路の変動に追従可能であり，帰還経路の事前推定も不要となる．計算機シミュレーション結果より，従来法と比べ，提案法は発散することなく，十分に騒音を低減していることが分かった．次に，実装実験により，実環境下においても提案法は安定して動作し，経路変動に対しても追従していることを明らかにした．

第3章の参考文献

- [1] S. Ahmed, M. T. Akhtar, and X. Zhang, "Online acoustic feedback mitigation with improved noise-reduction performance in active noise control systems," IET Signal Process., vol.7, Iss.6, pp.505-514, Feb. 2013.
- [2] Z. Wu, and W. Ni, "Auxiliary Noise Power Scheduling in Active Noise Control Systems with Acoustic Feedback Path Modeling," Proc. of 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), Singapore, Singapore, Nov. 2016.
- [3] K. Okano, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Pre-inverse ANC system with online feedback path modeling" Proc. of 2019 International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), pp. 221-225, Ho Chi Minh City, Vietnam, Sep. 2019.
- [4] K. Okano, N. Sasaoka, and Y. Itoh, "Feedback Path-tracking Pre-inverse Type Active Noise Control" IEICE Transactions on Electronics, Communications and Computer Sciences.
- [5] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.

第4章 結論

私たちは日常生活をするうえで様々な音に囲まれている．その中には不快に感じる騒音も含まれている．特に低周波の騒音は人体に悪影響を及ぼすといわれている．この低周波の騒音に対して有効な騒音低減システムとして ANC システムが研究されている．ANC システムは騒音に対して同振幅，逆位相となる制御音を生成し，騒音を相殺することにより，騒音の低減を行う技術である．

ANC システムでは，経路をオンラインで推定する必要があるため，一般的に補助雑音注入法が用いられている．しかし，経路の推定のために用いた補助雑音が出力信号に残り，新たな騒音として検出されるという問題が生じる．この問題を解決するために補助雑音の電力を制御するパワースケジューリングが研究されている．これは，2 次経路の推定度合いに応じて補助雑音の電力を変化させる手法である．この研究は多く行われているが，従来のパワースケジューリングでは，2 次経路の推定度合いを判定するために誤差信号の電力を用いており，信号や経路の影響を受けた場合にパワースケジューリングが不安定になる．そのため，十分に経路を推定する前に補助雑音の電力が減少する，また，経路変動時に非常に大きい補助雑音が注入されてしまうなどの問題が生じる．

さらに，ダクトなどの音響的結合の強い場所で，ANC システムの実装を考えた場合，本来は騒音を検出するための参照マイクロホンに制御音を検出されてしまい，ハウリングが生じることでシステムが発散してしまうという問題が生じる．この問題を解決するためにスピーカから参照マイクロホンまでの経路である帰還経路を推定したフィルタを用いることにより，ANC システム内で参照

マイクロホンから検出される制御音を打ち消す。しかし、従来の帰還経路を推定する手法はいずれも **Filtered-x** 型アルゴリズムを基にしているため、経路の変動に非常に弱く、事前に帰還経路を推定しなくてはならないといった問題があった。

本論文はこのような技術的背景を基に、経路の変動に強く、安定して制御可能な ANC システムの開発を目的として行った研究をまとめたものである。

本研究で得た成果を要約すると次のようになる。

1. パワースケジューリングを用いる **Pre-inverse** 型 ANC システムに関する研究では以下の成果を得た。
 - A) 2 次経路の推定誤差信号の瞬時電力の時間変動率を用いて 2 次経路の推定度合いを判定することにより、2 段階で動作するパワースケジューリング法を提案した。
 - B) 経路の推定が不十分なときは、出力信号と 2 次経路の推定誤差信号の電力比を用いることにより、パワースケジューリングを行う。さらに、ゲインの上限を 1 とすることにより、不必要に補助雑音の電力が注入されることを防いだ。
 - C) シミュレーション実験を行い、提案法は従来法と同程度の演算量でありながら、安定してパワースケジューリングが動作していることを示し、騒音低減性能も向上していることを確認した。
 - D) 実装実験を行い、実環境下でもパワースケジューリングが正常に動作することを確認し、有効性を示した。

2. オンライン帰還経路推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システムに関する研究では、以下の成果を得た。

- A) 経路の変動に強い手法である Pre-inverse 型 ANC システムに帰還経路推定フィルタを用いることにより、安定性の高い帰還経路を考慮した ANC システムを提案した。
- B) 提案法では、従来の Filtered-x 型アルゴリズムと異なり、帰還経路の推定誤差が、制御フィルタへ影響しないことを明らかにすることにより、提案法が経路の変動に強いことを示した。
- C) シミュレーション実験を行い、従来法と比べて同程度の帰還経路の推定精度と騒音低減性能でありながら、事前推定なしで動作可能であり、経路の変動に対して安定して追従できることを確認し、有効性を示した。
- D) 実装実験を行い、実環境下で問題なく動作し、経路変動にも安定して追従できることを確認し、提案手法の有効性を確認した。

今後に残された課題を要約すると以下ようになる。

- i. パワースケジューリングと帰還経路を考慮した手法ともに、さらなる騒音低減性能の改善と、各適応フィルタの推定精度、収束速度の改善が必要である
- ii. 一般的な ANC システムではマイクロホンの設置ができない場所では ANC システムを使用できないため、誤差マイクロホン位置と騒音低減位置を分離させる手法についての検討が必要である。

謝辞

本論文は，鳥取大学大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 笹岡直人 准教授のご指導のもとに行った研究をまとめたものである．本稿を終えるにあたり，終始熱心なご指導，貴重な学会発表の機会を賜った同准教授に心より感謝申し上げます．

鳥取大学大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 伊藤良生 教授には終始的確なご指導を頂きましたことに心より感謝致します．

本研究をまとめるにあたり，有益なご指導を頂いた，鳥取大学大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 中西功 教授に深く感謝申し上げます．

本研究を行う上で，的確な指摘を頂きました元中部大学教授 小林正樹 先生に心より感謝申し上げます．

松江工業高等専門学校電気情報工学科 衣笠保智 准教授には有益なご指導や，的確な指摘による議論を頂き，心より感謝申し上げます．

新居浜工業高等専門学校電気情報工学科 塩貝一樹 助教に的確な指摘による議論を頂き心より感謝致します．

本研究を遂行するに際し，様々なご援助を頂いた鳥取大学大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 教員各位に深く感謝申し上げます．

共に研究を続けてきた鳥取大学大学院の 松久昂平 氏には研究において貴重な議論，及び実験などでお手伝いして頂き，感謝申し上げます．

2021 年 1 月

研究業績

1. 学術雑誌発表論文

著者・論文題目・発表論文		本文
[1]	<u>Keisuke Okano</u> , Takaki Itatsu, Naoto Sasaoka, and Yoshio Itoh, "Auxiliary-Noise Power-scheduling Method for Online Secondary Path Modeling in Pre-inverse Active Noise Control System," IEICE Transactions on Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E103-A, no.3, pp. 582-588, Mar. 2020.	第2章
[2]	<u>Keisuke Okano</u> , Naoto Sasaoka, and Yoshio Itoh, "Feedback Path-tracking Pre-inverse Type Active Noise Control" IEICE Transactions on Electronics, Communications and Computer Sciences, (掲載予定)	第3章

2. 国際会議発表論文

著者・論文題目・発表論文		本文
[1]	<u>Keisuke Okano</u> , Naoto Sasaoka, and Yoshio Itoh, "Pre-inverse ANC System with Online Feedback Path Modeling" Proc. of 2019 International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2019), pp. 221-225, Ho Chi Minh City, Vietnam, Sep. 2019.	第3章
[2]	<u>Keisuke Okano</u> , Takaki Itatsu, Naoto Sasaoka, and Yoshio Itoh, "Auxiliary Noise Power Scheduling Based on Gradient of Error Power for Pre-inverse Active Noise Control" Proc. 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2018), Florence, Italy, May 2018.	第2章
[3]	Takaki Itatsu, <u>Keisuke Okano</u> , Naoto Sasaoka, and Yoshio Itoh, "Pre-inverse Active Noise Control With Auxiliary Noise Power Scheduling" Proc. of 2017 International Symposium on Multimedia and Communication Technology (ISMAT 2017), Ayutthaya, Thai, pp.131-134, Aug. 2017.	第2章

3. 主要研究以外の発表論文

著者・論文題目・発表論文	
[1]	Kohei Matsuhisa, Yoshio Itoh, <u>Keisuke Okano</u> and Naoto Sasaoka, "Pre-Inverse Active Noise Control System with Virtual Sensing Technique for Non-Stationary Path," Proc. of 2019 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2019), Taipei, Taiwan, Dec. 2019.
[2]	Daisuke Inoue, <u>Keisuke Okano</u> , Naoto Sasaoka, and Yoshio Itoh, "Pre-inverse Active Noise Control Without Auxiliary Noise," Proc. of 2018 International Symposium on Multimedia and Communication Technology (ISMAT 2018), pp.109-112, Tottori, Japan, Aug. 2018.