

**Pre-inverse 型 ANC システムの
推定精度改善に関する研究**

2017 年 1 月

大槻和志

内容梗概

本論文は、Pre-inverse 型アクティブノイズコントロール (ANC: Active Noise Control) の推定精度改善手法について提案, 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, 同振幅で逆位相の疑似騒音を発生させることにより人間にとって不快である騒音を打ち消す技術である。ANC システムでよく使用されている Filtered-x アルゴリズムは 2 次経路の変動に対する追従が遅い場合や変動が大きい場合はシステムが発散してしまう問題がある。この問題を解決するために Pre-inverse 型 ANC システムが提案されているが 2 次経路を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱成分が含まれることによりバイアスを持った誤差(バイアス誤差)が発生し, 推定精度が劣化してしまう問題がある。推定精度を向上させるためには用いる補助雑音の電力を大きくする必要があり, この補助雑音がシステム全体の推定精度の劣化を引き起こしてしまう。

以上のような技術的背景のもとに行った研究をまとめた本論文は 4 章よりなり, 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, 本研究の目的並びに各章の概要を述べている。

第 2 章では, Pre-inverse 型 ANC システムの騒音除去性能向上を目的とし, 補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システムを提案する。Pre-inverse 型 ANC システムは 2 次経路の逆伝達関数を推定し, その推定値を 2 次経路の前段にフィルタとして配置し, 2 次経路の制御を行うものである。2 次経路の伝達関数は最小位相系とは限らないため, 単純に 2 次経路の伝達関数を推定して分母分子

を反転してしまうと発散してしまう可能性がある。そこで、適応指数フィルタを用いることで、2次経路伝達関数の最小位相部と最大位相部を分離して推定を行い、それぞれの逆伝達関数を求めることで Pre-inverse 型 ANC システムを構成する。計算機シミュレーションによって Filtered-x アルゴリズムと比較を行い提案手法の有用性を確認している。

第3章では、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 システムを提案する。従来研究されてきた Pre-inverse 型 ANC は、2次経路の伝達関数を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱成分が含まれることによりバイアスを持った誤差が発生し、推定精度が劣化してしまう問題がある。外乱にロバストなアルゴリズムとして SSCF(Square Sum of Correlation Function)適応アルゴリズムが提案されている。SSCF 適応アルゴリズムは騒音源と2次経路を推定するために付加する補助雑音と誤差信号の相互相関関数を評価関数とすることにより、外乱の影響を抑えた2次経路推定を可能とする。しかし、真の相互相関関数を計算するためには長時間測定が必要であり、実用上バイアス誤差を完全に抑圧することができず外乱の影響を受けてしまう。そこで、この問題を解決するために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 システムを提案する。本手法は2次経路に対して補助フィルタを並列に配置しシステム同定を行い、補助フィルタに対し、縦続に2次経路の逆伝達関数を推定するフィルタを配置する。これにより2次経路を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱による信号成分を含まない回路構成となるため、バイアス誤差が理論上発生しない。これにより2次経路の推定に使用する補助雑音の電力を低減させることが可能となり、システム全体の消音性能を向上させる。シミュレーション実験で従来法との比較を行い、また、実装実験を行うことにより提案手法の有用性を確認している。

最後に第4章において全体の総括を行っている。

論文目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 研究目的と研究概要	4
第2章 補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システム	7
2.1 諸言	7
2.2 基本原理	9
2.2.1 2次経路の推定	11
2.2.2 1次経路の推定	20
2.2.3 1次経路と2次経路同時推定時の問題点	22
2.3 計算機シミュレーション	23
2.4 結言	29
第3章 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	31
3.1 諸言	31
3.2 SSCF を用いた Pre-inverse 型 ANC システム	33
3.3 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	39
3.4 計算機シミュレーション	44
3.4.1 シミュレーション条件	44
3.4.2 設定値の検討	48

3.4.2.1	タップ数の検討	48
3.4.2.2	遅延数 z^{-M} の検討	49
3.4.3	2次経路の推定精度の比較	50
3.4.4	騒音低減性能	52
3.4.5	演算量の比較	54
3.5	実装実験	55
3.5.1	実装条件	55
3.5.2	実装結果	58
3.6	結言	60
第4章	結論	61
	謝辞	65
	参考文献	67
	研究業績	71

図目次

図 2.1	補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システム構成図	10
図 2.2	補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システムの 2 次経路構成図	11
図 2.3	$\hat{H}'_{SM}(z)$ 構成図	13
図 2.4	$\hat{H}'_{SA}(z)$ 構成図	14
図 2.5	$\hat{H}'_{SM}(z)$ と $\hat{H}'_{SA}(z)$ の推定時の信号の流れ	15
図 2.6	$s(m)$ 算出回路	18
図 2.7	$s(m)$, $v(m)$, $v(m-V)$ の関係	18
図 2.8	2 次経路収束時のブロック図	21
図 2.9	Filtered-x アルゴリズム	25
図 2.10	シミュレーション結果	28
図 3.1	Pre-inverse 型 ANC の構成図	34
図 3.2	$\hat{H}'_S(z)$ 推定時の信号の流れ	36
図 3.3	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	39
図 3.4	$\hat{H}_S(z)$ 推定時の信号の流れ	41
図 3.5	$\hat{H}'_S(z)$ 推定時の信号の流れ	41
図 3.6	ダクトモデル	44
図 3.7	1 次経路のインパルス応答	45
図 3.8	2 次経路のインパルス応答	45

図 3.9	タップ数の検討	48
図 3.10	遅延数の検討	49
図 3.11	2次経路推定精度比較構成図	50
図 3.12	2次経路推定精度比較(ANR=0dB)	51
図 3.13	2次経路推定精度比較(ANR=-20dB)	51
図 3.14	シミュレーション結果(ANR=0dB)	53
図 3.15	シミュレーション結果(ANR=-20dB)	53
図 3.16	実装システム構成	55
図 3.17	実験風景	56
図 3.18	消音効果	59
図 3.19	消音効果 (パワースペクトル)	59

表目次

表 2.1	$G^*(z)$ と $H_p(z)$ の設定値	24
表 2.2	シミュレーション設定値	26
表 3.1	シミュレーション実験設定値	46
表 3.2	1 サンプルあたりの演算回数	54
表 3.3	実装システムで使用した機器	57
表 3.4	実装実験設定値	57

主要記号

第2章	
記号	意味・定義
$g(n)$	騒音
$p(n)$	1次経路通過後の騒音
$y(n)$	観測信号
$f(n)$	制御信号
$d(n)$	2次経路通過後の制御信号
$e'(n)$	誤差信号
$q(n)$	最大位相部逆フィルタ通過後の信号
$g'_c(n)$	2次経路の入力信号
$H_p(z)$	1次経路伝達関数
$H_s(z)$	2次経路伝達関数
$H_{SM}(z)$	2次経路伝達関数の最小位相部
$H_{SA}(z)$	2次経路伝達関数の最大位相部
$\hat{H}'_{SM}(z)$	2次経路最小位相部逆伝達関数を推定する指数型適応フィルタ
$G(z)$	$\hat{H}'_{SM}(z)$ を構成するトランスバーサル型適応フィルタ
N	$G(z)$ のタップ数
$g_k(n)$	$G(z)$ のタップ係数
α	$G(z)$ 更新アルゴリズムのステップサイズ

r	マクローリン展開近似項数
$E[\]$	集合平均
$\hat{H}'_{SA}(z)$	2次経路最大位相部伝達関数を推定する適応フィルタ
M	$\hat{H}'_{SA}(z)$ のタップ数
$w_j(n)$	$\hat{H}'_{SA}(z)$ のタップ係数
β	$\hat{H}'_{SA}(z)$ 更新アルゴリズムのステップサイズ
$Q(z)$	最大位相部逆フィルタ
V	$Q(z)$ のタップ数
$b_q(n)$	$Q(z)$ のタップ係数
$\hat{H}'_{O,SA}(z)$	推定後の $\hat{H}'_{SA}(z)$ 伝達関数
$\xi(m)$	$(\hat{H}'_{O,SA}(z))^{-1}$ のインパルス応答
$S(z)$	$Q(z)$ 算出するための変換フィルタ
s_i	$S(z)$ のタップ係数
$s(m)$	$S(z)$ の逆 z 変換
$v(m)$	$S(z^{-1})$ の逆 z 変換
$H_T(z)$	逆フィルタと2次経路の合成伝達関数
$\hat{H}'_C(z)$	1次経路伝達関数を推定する適応フィルタ
F	$\hat{H}'_C(z)$ のタップ数
$p_i(n)$	$\hat{H}'_C(z)$ のタップ係数
p_i^*	$H_P(z)$ のタップ係数
$G^*(z)$	$H_{SM}(z)$ を構成するトランスバーサル型フィルタ
g_i^*	$G^*(z)$ のタップ係数
a_i^*	$H_{SA}(z)$ のタップ係数
L	ブロック長
$EV(l)$	評価関数

第3章	
記号	意味・定義
$H_P(z)$	1次経路伝達関数
$H_S(z)$	2次経路伝達関数
$\hat{H}_C(z)$	1次経路伝達関数を推定する適応フィルタ
$\hat{H}'_S(z)$	2次経路逆伝達関数を推定する適応フィルタ
$g(n)$	騒音
$p(n)$	1次経路通過後の騒音
$y(n)$	観測信号
$w(n)$	補助雑音
$f(n)$	制御信号
$d(n)$	2次経路通過後の制御信号
$e'(n)$	誤差信号
N_C	$\hat{H}_C(z)$ のタップ数
$\hat{h}_{C,i}(n)$	$\hat{H}_C(z)$ のタップ係数
μ_C	$\hat{H}'_S(z)$ 更新アルゴリズムのステップサイズ
μ'_S	$\hat{H}_C(z)$ 更新アルゴリズムのステップサイズ
$\tilde{w}(n)$	2次経路通過後の $w(n)$
$\tilde{f}(n)$	2次経路通過後の $f(n)$
M	遅延数
$\bar{\cdot}$	時間平均
μ	SSCFアルゴリズムのステップサイズ
P	相関関数計算範囲
$\hat{H}_S(z)$	補助フィルタ
$\hat{h}_{S,i}(n)$	$\hat{H}_S(z)$ のタップ係数
N_S	$\hat{H}_S(z)$ のタップ数
$e(n)$	補助フィルタ誤差信号

μ'_s	$\hat{H}_s(z)$ 更新アルゴリズムのステップサイズ
ANR	補助雑音対騒音電力比
$EV(l)$	補助雑音の影響を除いた騒音打消し精度
$EA(l)$	補助雑音の影響を含む騒音打消し精度
$e_3(n)$	2次経路推定誤差
$P_y(l)$	平均出力電力

第1章

序論

1.1 本研究の背景

私達の日常生活に音は密接な繋がりがある。音楽のような心地よい音だけでなく、時に不快に感じる騒音として生活の妨げとなってしまう例もある。一般生活において、近隣住民とのトラブルの原因の1位が生活騒音であるとの報告がある[1]。また、工場や事業所から発生する騒音は騒音規制法や各自治体の条例によって厳しく制限されており、また環境基準法第二条では騒音は公害として取り扱われているほどである。騒音の問題は人間の耳で聞こえる可聴帯域音のみの問題ではない。近年、再生可能エネルギーとして注目を浴びている風力発電機から発生する風切り音や振動等の低周波音によって、知らず知らずのうちに健康被害を被ってしまう例がある。また、騒音が不快であることを逆手にとり、耳障りである高周波音をわざと発することにより、深夜の公園設備の破損行為防止の対策として自治体が行っている例もある[2]。

人間にとって不快である騒音を解決するために、従来から吸音材などを使用した受動騒音制御(PNC : Passive Noise Control)の技術がよく用いられてきた。しかし、この技術では低周波騒音の対策が困難であることと、多くの資材が必要と

なるためコストの問題や既存施設への設置場所の問題がある。PNC に対し、適応フィルタ(ADF : Adaptive Digital Filter)[3]を用いた消音技術として能動騒音制御(ANC : Active Noise Control)がある[4]。この技術は騒音に対し、同振幅で逆位相の疑似騒音を発生させることにより騒音を打ち消す技術である。ANC システムには参照マイクロホンから取得した騒音信号と誤差マイクロホンから取得した疑似騒音をぶつけた後の誤差信号が入力され、演算を行い消音スピーカから疑似騒音を発生させて誤差信号が小さくなるように動作する。ANC を実現するには、複雑なデジタル信号処理が必要であるが、近年の半導体技術の進歩によって、MPU(Micro Processing Unit)の処理性能の向上、小型化、低消費電力化、低価格化が進行し、デジタルシグナルプロセッサ(DSP : Digital Signal Processor)が普及されたことにより実用的な技術となってきた。特にステレオヘッドホンはノイズキャンセル機能が搭載された製品が数多く市販されている。ただし、ヘッドホンについては小さな空間で動作するため経路の音響特性を考慮しなくても動作可能であるが、工場等に設置した時のような大きな空間では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)や消音スピーカから誤差マイクロホンまでの経路(2次経路)の特性を考慮して ANC システムを構築する必要がある。

1次経路と2次経路を考慮する必要がある ANC システムではフィードフォワード制御の適応アルゴリズムとして Filtered-x アルゴリズムがよく使用されている[6] - [8]。しかし、Filtered-x アルゴリズムは2次経路の特性の変動によってモデル化誤差が発生し制御性能の劣化や安定性に大きな影響を与える[9]。このモデル化誤差を解消するために補助雑音注入法[10] - [14]があるが、2次経路の特性の変動に追従することは可能ではあっても、追従が遅い場合や変動が大きい場合はシステムが発散してしまう可能性がある。そこで Filtered-x アルゴリズムを使用しない ANC システムとして Pre-inverse 型 ANC システムが提案されている[15]。Pre-inverse 型 ANC システムは2次経路の逆伝達関数を推定し、その推定値を2次経路の前段にフィルタとして配置し、2次経路の制御を行うもので

ある．これにより制御フィルタの適応アルゴリズムに用いる入力信号として，2次経路の伝達関数を有するフィルタの代わりに定遅延を作用させた信号を用いることが可能となり，不安定性を解消する．しかし，**Pre-inverse**型 ANC システムでは2次経路を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱成分が含まれることによりバイアスを持った誤差が発生し，推定精度が劣化してしまう問題がある．推定精度を向上させるためには用いる補助雑音の電力を大きくする必要があり，この補助雑音がシステム全体の騒音打消し性能の劣化を引き起こしてしまう．このような問題を解決するために補助雑音を削減する新たな手法が求められている．

1.2 研究目的と研究概要

前節で述べたような技術的背景のもとに、本論文では、騒音問題を解決するための手段として Pre-inverse 型 ANC システムの推定精度改善を目的として研究を行った。

第2章では、システム全体の推定精度劣化を引き起こす原因となる補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システム[21]を提案する。Pre-inverse 型 ANC システムを構成するにあたり、2次経路の逆伝達関数を求める必要があるが、2次経路の伝達関数は最小位相系とは限らないため、単純に2次経路の伝達関数を推定して分母分子を反転してしまうと発散してしまう可能性がある。そこで、適応指数フィルタを用いることで、2次経路伝達関数の最小位相部と最大位相部を分離して推定を行い、それぞれの逆伝達関数を求めることで Pre-inverse 型 ANC を構成する。計算機シミュレーションによって Filtered-x アルゴリズムと比較を行い提案手法の有用性を確認している。

第3章では、従来研究されてきた Pre-inverse 型 ANC において2次経路の伝達関数を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱成分が含まれることによりバイアスを持った誤差が発生し、推定精度が劣化する問題に着目し、バイアス誤差が理論上発生しない手法を提案する[22],[23]。外乱にロバストなアルゴリズムとして SSCF(Square Sum of Correlation Function) 適応アルゴリズムが提案されている[15]。SSCF 適応アルゴリズムは騒音源と2次経路を推定するために付加する補助雑音の独立性により無相関である性質を利用し、補助雑音と誤差信号の相互相関関数を評価関数とすることにより、外乱の影響を抑えた2次経路推定を可能とする。しかし、真の相互相関関数を計算するためには長時間測定が必要であり、実用上バイアス誤差を完全に抑圧するこ

とができず外乱の影響を受けてしまう．そこで，この問題を解決するために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 システムを提案する[19],[20]．本手法は2次経路に対して補助フィルタを並列に配置しシステム同定を行い，補助フィルタに対し，縦続に2次経路の逆伝達関数を推定するフィルタを配置する．これにより2次経路を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで用いる評価関数の勾配に，外乱による信号成分が含まれなくなるため，バイアス誤差が理論上発生しない．従って2次経路の推定に使用する補助雑音の電力を低減させることが可能となり，システム全体の消音性能を向上させることが可能となる．シミュレーション実験で従来法との比較を行い，また，実装実験を行うことにより提案手法が実環境下で動作可能であることを確認している．

最後に第4章では，これまでに得た成果を統括し，今後に残された課題を指摘している．

第2章

補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システム

2.1 緒言

現在, ANC システムではフィードフォワード型の適応アルゴリズムとして Filtered-x アルゴリズムがよく用いられている[6] - [8]. Filtered-x アルゴリズムは 2 次音源を発するスピーカから消音効果の観測に用いる誤差検出マイクロホンまでの音響系(2 次経路)の伝達関数を事前に推定し, その特性を有するフィルタに騒音を通過させた信号を制御フィルタである適応フィルタ(ADF : Adaptive Digital Filter)のタップ入力として用いる. しかし, この事前に推定した 2 次経路の伝達関数が変動することによりモデル化誤差が生じる. このモデル化誤差は ANC システムの制御性能の劣化を引き起こすだけでなく, 安定性に大きな影響を与える[9]. そこで, モデル化誤差を軽減するため, 2 次経路の変動に追従する手法としてオンラインで 2 次経路推定を行う補助雑音注入法がある[10] - [14]. 補助雑音注入法は制御フィルタの出力信号に低レベルの広帯域補助信号を付加することにより制御動作中に 2 次経路の伝達関数の推定を行う. しかしながら,

この手法では2次経路の変動に追従することは可能であるが、追従が遅い場合や経路変動が大きい場合にシステムが発散してしまう可能性がある。

そこで、Filtered-x アルゴリズムを使用しない ANC システムとして Pre-inverse 型 ANC システムが提案されてきた[15]。Pre-inverse 型 ANC システムは2次経路の逆伝達関数を推定し、その推定値を2次経路の前段にフィルタとして配置し、2次経路の制御を行うものである。これにより騒音制御フィルタは1次経路のみを並列型システム同定として推定すればよい。つまり、Pre-inverse 型 ANC システムは、騒音制御フィルタの適応アルゴリズムに用いる入力信号として、2次経路の伝達関数を有するフィルタの代わりに定遅延を作用させた信号を用いることにより、不安定性を解消する。しかし、Pre-inverse 型 ANC システムでは2次経路を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱成分が含まれることによりバイアスを持った誤差（以下、バイアス誤差と呼ぶ）が発生し、推定精度が劣化してしまう問題がある。推定精度を向上させるためには用いる補助雑音の電力を大きくする必要があり、この補助雑音がシステム全体の推定精度の劣化を引き起こしてしまう。

本章では、このシステム全体の推定精度劣化を引き起こす原因となる補助雑音を使用しない Pre-inverse 型 ANC システムを提案する。そして、計算機シミュレーション実験を行い提案手法の有効性を確認する。

2.2 基本原理

本節では補助雑音を使用しない Pre-inverse 型 ANC システムの基本原理について説明する. 図 2.1 に本システムの構成を示す. 各信号を以下に示す.

- $g(n)$: 騒音
- $p(n)$: 1 次経路通過後の騒音
- $y(n)$: 観測信号
- $f(n)$: 制御信号
- $d(n)$: 2 次経路通過後の制御信号

$e'(n)$ は適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$, $\hat{H}'_{SA}(z)$ の適応アルゴリズム更新のための誤差信号である.

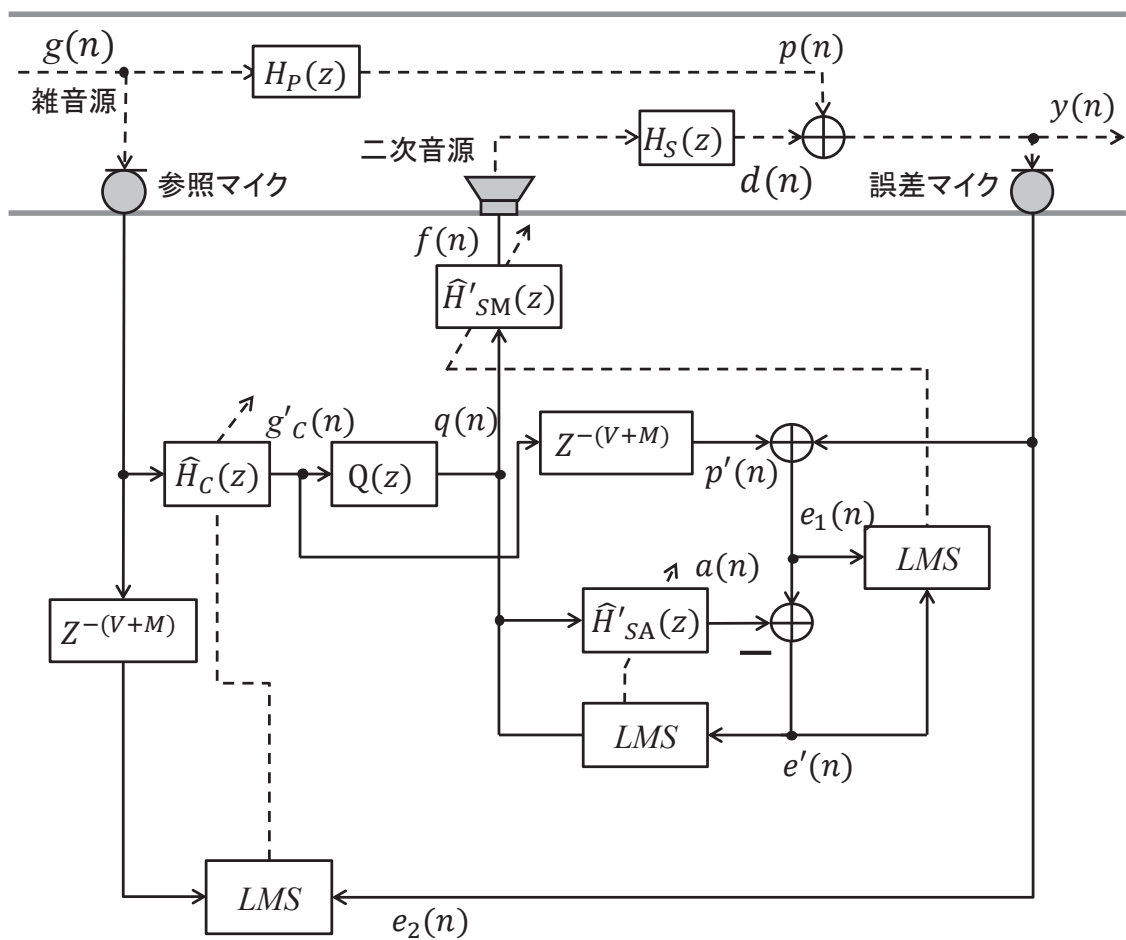


図 2.1 補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システム構成図

2.2.1 2次経路の推定

本節では補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システムの2次経路の推定について説明する. 図 2.2 は提案手法の構成図である図 2.1 から2次経路を抽出した図である.

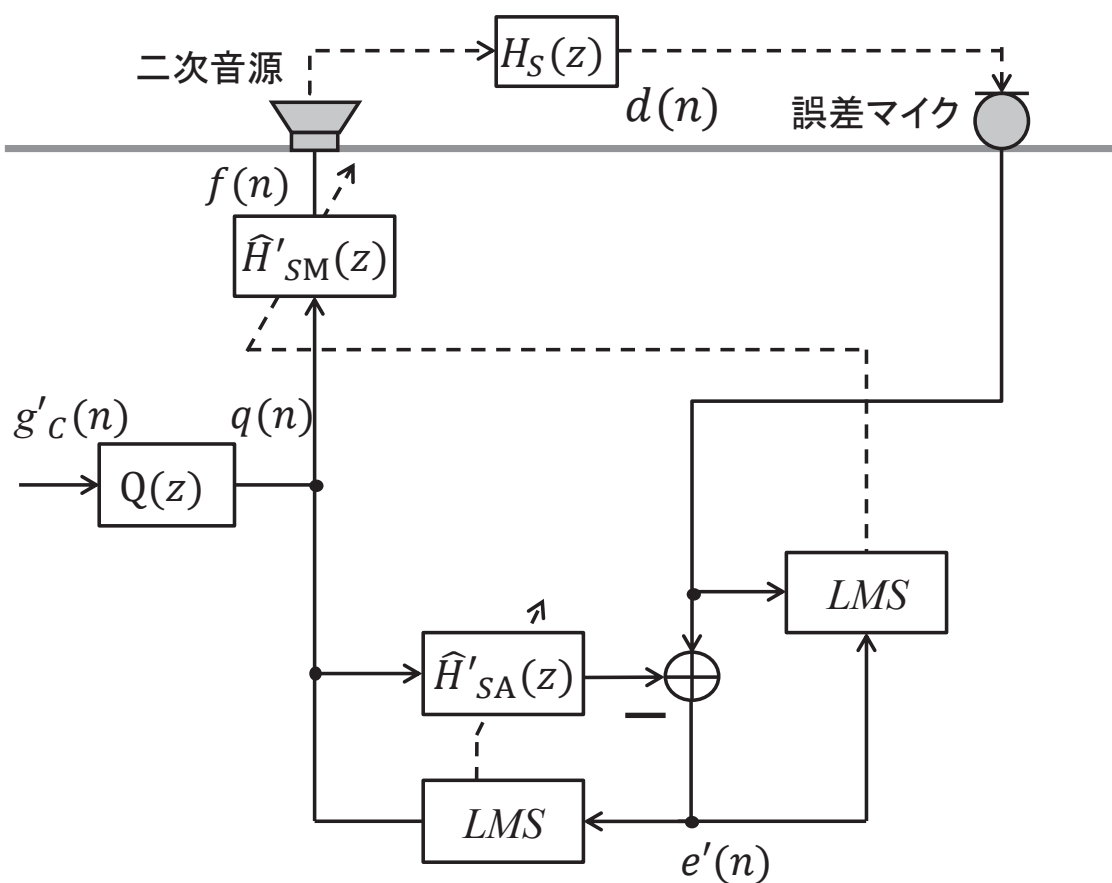


図 2.2 補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システムの2次経路構成図

2次経路の伝達関数 $H_s(z)$ は一般的に最大位相部と最小位相部に分けることが可能であり、次式で表される。

$$H_s(z) = H_{SM}(z)H_{SA}(z) \quad (2.1)$$

ここで、 $H_{SM}(z)$ 、 $H_{SA}(z)$ はそれぞれ2次経路の最小位相部、最大位相部の伝達関数である。2次経路の最小位相部の逆伝達関数を推定する指数型適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{H}'_{SM}(z) &= \exp(G(z)) \\ G(z) &= \sum_{k=1}^N g_k(n)z^{-k} \end{aligned} \quad (2.2)$$

$G(z)$ はトランスバーサル型のフィルタであり、 N は $G(z)$ のタップ数、 $g_k(n)$ は $G(z)$ の k 番目のタップ係数である。更新アルゴリズムは

$$g_k(n+1) = g_k(n) - \alpha E[e'(n)d(n-k)] \quad (2.3)$$

となる。ここで、 α は適応フィルタのステップサイズであり、 $E[\]$ は集合平均である。指数型適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$ はすべての極と零点が単位円内に存在するため[16]、必ず最小位相伝達関数となる。指数型適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$ はマクローリン展開によって次式のように近似される。

$$\hat{H}'_{SM}(z) = 1 + G(z) + (G(z))^2 / 2! + \dots + (G(z))^r / r! \quad (2.4)$$

ここで、 r は近似の項数である。指数型適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$ の構成図を図 2.3 に示す。

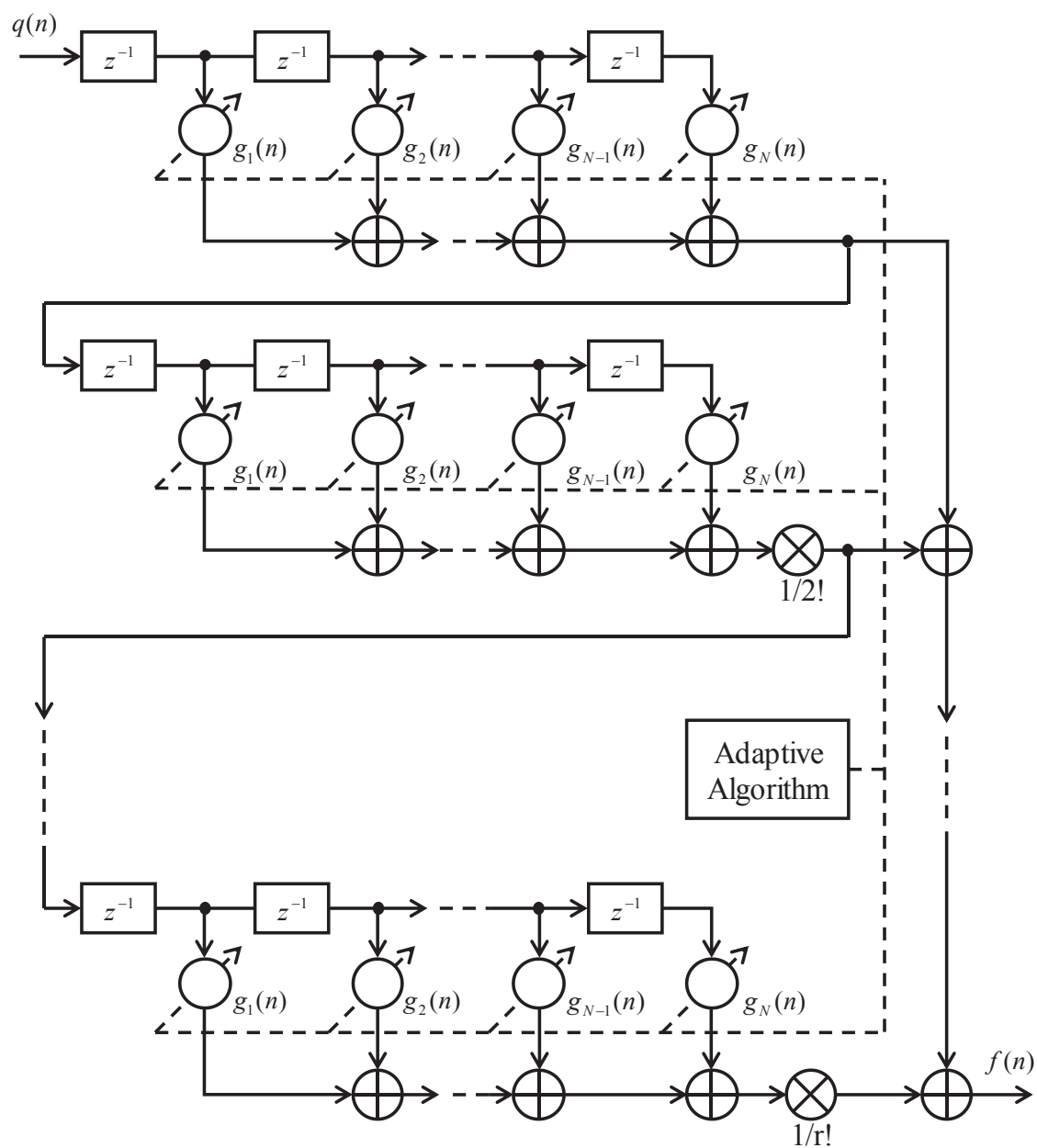


図 2.3 $\hat{H}'_{SM}(z)$ 構成図

2次経路の最大位相部を推定するトランスバーサル型の適応フィルタ $\hat{H}'_{SA}(z)$ は次式で表される.

$$\hat{H}'_{SA}(z) = \sum_{j=0}^M w_j(n) z^{-j} \quad (2.5)$$

ここで, M は $\hat{H}'_{SA}(z)$ のタップ数であり, $w_j(n)$ は $\hat{H}'_{SA}(z)$ の j 番目のタップ係数である. 更新アルゴリズムは

$$w_j(n+1) = w_j(n) - \beta E[e'(n)q(n-j)] \quad (2.6)$$

となる. ここで, β は適応フィルタのステップサイズであり, $E[\]$ は集合平均である. 適応フィルタ $\hat{H}'_{SA}(z)$ の構成を図 2.4 に示す.

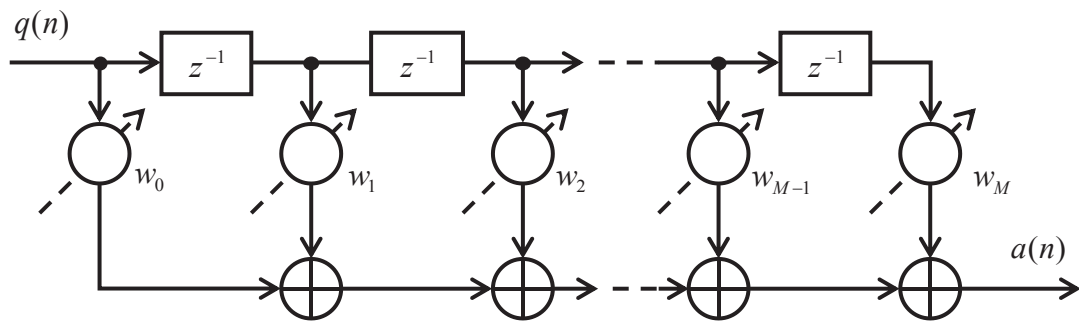


図 2.4 $\hat{H}'_{SA}(z)$ 構成図

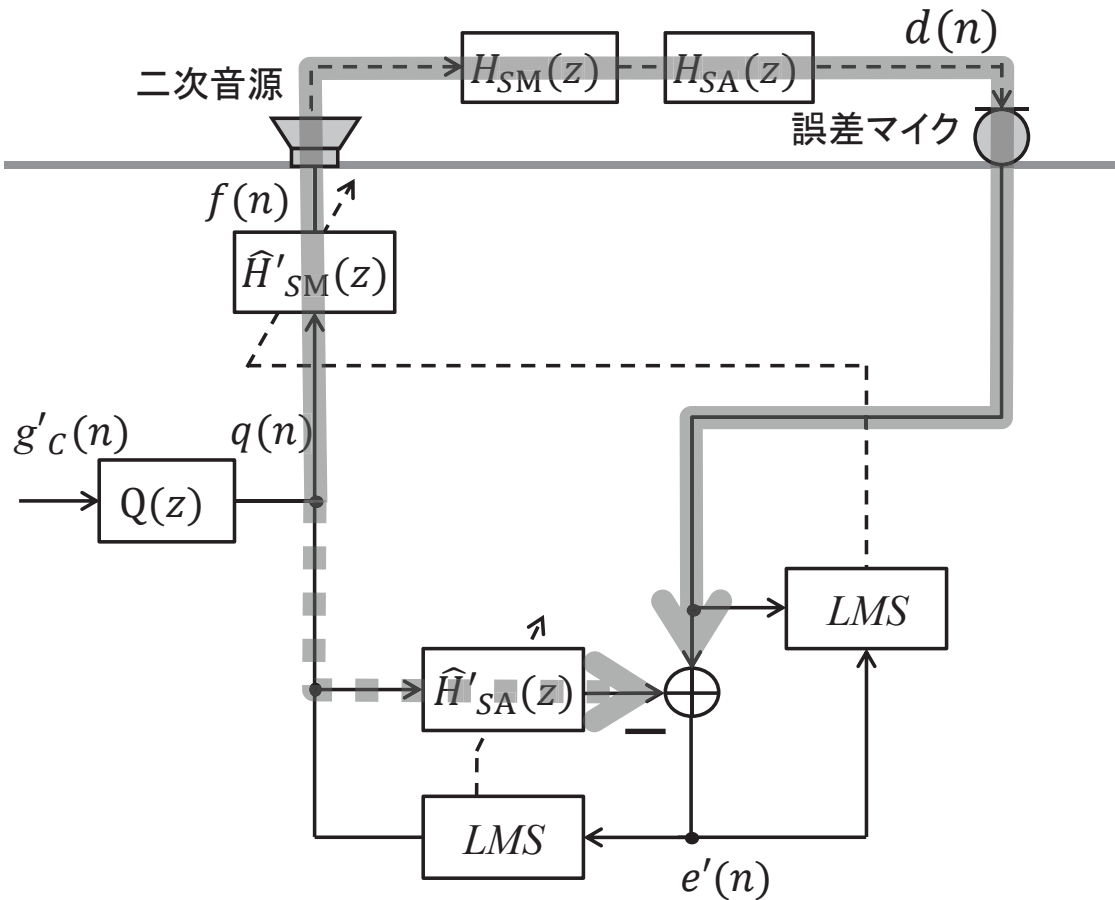


図 2.5 $\hat{H}'_{SM}(z)$ と $\hat{H}'_{SA}(z)$ の推定時の信号の流れ

2次経路最小位相部の逆伝達関数を推定する指数型適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$ と 2次経路最大位相部を推定する適応フィルタ $\hat{H}'_{SA}(z)$ の推定の動作について説明を行う。図 2.5 に $\hat{H}'_{SM}(z)$ と $\hat{H}'_{SA}(z)$ の推定時の信号の流れを示す。 $\hat{H}'_{SM}(z)$ は信号 $q(n)$ を使用して直列型のシステム同定として $H_{SM}(z)$ の逆伝達関数である $1/H_{SM}(z)$ の推定を行う。一方、 $\hat{H}'_{SA}(z)$ は信号 $q(n)$ を使用して並列型のシステム同定として $H_{SA}(z)$ の推定を行う。

2次経路伝達関数の最大位相部の逆伝達関数である $Q(z)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} Q(z) &= z^{-(V+M)} \left(\hat{H}'_{SA}(z) \right)^{-1} \\ &= \sum_{q=0}^V b_q(n) z^{-q} \end{aligned} \quad (2.7)$$

V は $Q(z)$ のタップ数であり, $b_q(n)$ は $Q(z)$ の q 番目のタップ係数である. 最大位相伝達関数の逆伝達関数は因果性を満たさないため, 単純に係数を反転させて逆フィルタを構成するとシステムが発散してしまう. そこで, 遅延を挿入することより逆伝達関数 $Q(z)$ を実現する.

適応フィルタ $\hat{H}'_{SA}(z)$ は最大位相部の伝達関数を推定する適応フィルタのため, 推定後の伝達関数 $\hat{H}'_{O,SA}(z)$ の伝達関数の零点はすべて単位円外に存在する. よって $\left(\hat{H}'_{O,SA}(z) \right)^{-1}$ の極はすべて単位円外に存在し, そのインパルス応答 $\xi(m)$ は時刻 $m < 0$ のみに存在することとなり, 直接算出することは不可能である. 今, $S(z)$ を,

$$S(z) = \frac{z^M}{\hat{H}'_{O,SA}(z^{-1})} \quad (2.8)$$

と定義すれば零点はすべて単位円内に存在するため, その逆 z 変換

$$s(m) = \sum_{i=0}^V s_i \delta(m-i) \quad (2.9)$$

は算出可能である. また,

$$S(z^{-1}) = \frac{z^{-M}}{\hat{H}'_{O,SA}(z)} \quad (2.10)$$

の逆 z 変換 $v(m)$ は $s(m)$ を $m=0$ に対して反転させた

$$v(m) = \sum_{i=0}^V s_i \delta(m+i) \quad (2.11)$$

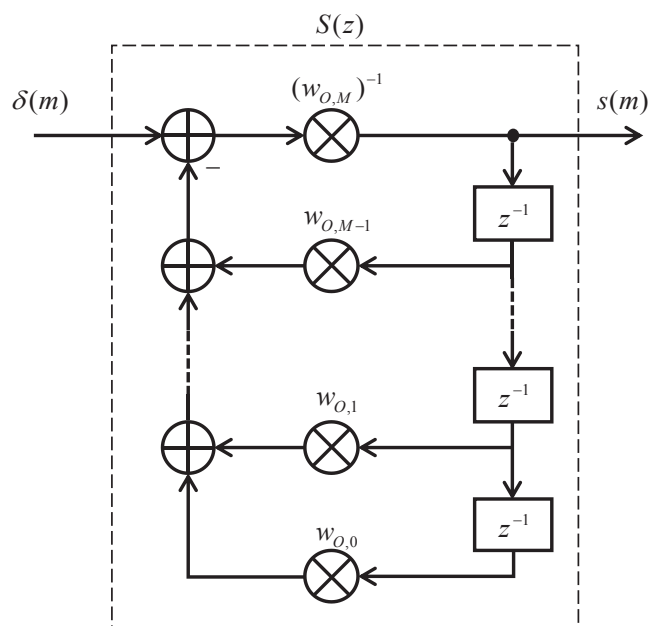
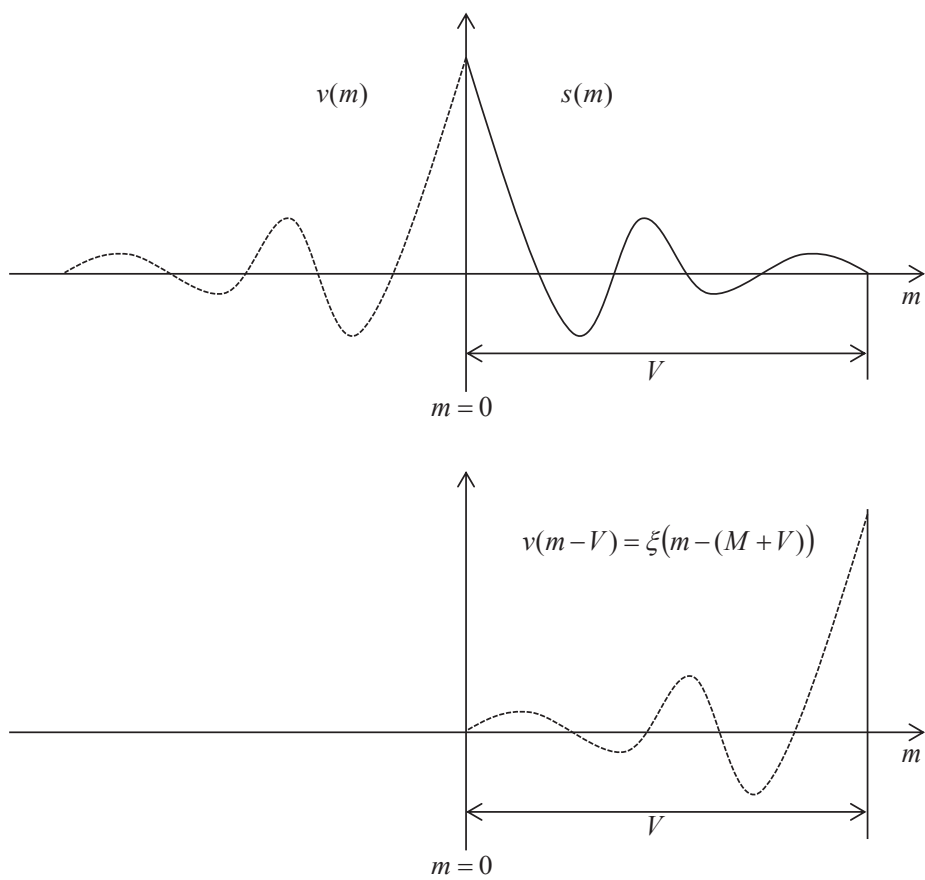
として算出可能である．ここで $v(m)$ は因果性を満たさないため，遅延 V を挿入することにより，

$$v(m-V) = \sum_{i=0}^V s_i \delta(m+i-V) \quad (2.12)$$

として実現する．すなわち，

$$z^{-V} S(z^{-1}) = \frac{z^{-(V+M)}}{H_{O,A}(z)} \quad (2.13)$$

であり，目的とする $\xi(m)$ に対し， $(M+V)$ の遅延信号を挿入した $\xi(m-M-V)$ として実現可能である．図 2.6 に $s(m)$ の算出回路を，図 2.7 に $s(m)$ ， $v(m)$ ， $v(m-V)$ の関係性を図示する．

図 2.6 $s(m)$ 算出回路図 2.7 $s(m)$, $v(m)$, $v(m-V)$ の関係

$\hat{H}'_{SM}(z)$, $\hat{H}'_{SA}(z)$ が最適解に収束した場合, 2次経路伝達関数とその逆伝達関数である $Q(z)$, $\hat{H}'_{SM}(z)$, $\hat{H}'_{SA}(z)$, $H_{SA}(z)$ で構成される伝達関数 $H_T(z)$ は次式となる.

$$\begin{aligned} H_T(z) &= Q(z)\hat{H}'_{SM}(z)H_{SM}(z)H_{SA}(z) \\ &= z^{-(V+M)} \end{aligned} \quad (2.14)$$

よって,

$$d(n) = g'_c(n - (V + M)) \quad (2.15)$$

であり, 2次経路の出力 $d(n)$ は2次経路の入力 $g'_c(n)$ の遅延信号となる.

2.2.2 1次経路の推定

図 2.8 は2次経路が最適値に収束した場合の構成図である。1次経路を推定する制御フィルタ $\hat{H}_c(z)$ はトランスバーサル型の適応フィルタであり、次式で与えられる。

$$\hat{H}_c(z) = \sum_{i=0}^F p_i(n) z^{-i} \quad (2.16)$$

ここで、 F は $\hat{H}_c(z)$ のタップ数であり、 $p_i(n)$ は $\hat{H}_c(z)$ の i 番目のタップ係数である。更新アルゴリズムは

$$p_i(n+1) = p_i(n) - \gamma E[e_2(n) g'(n-i)] \quad (2.17)$$

となる。ここで、 γ は適応フィルタのステップサイズであり、 $E[\]$ は集合平均である。システムの実出力である $y(n)$ は、

$$y(n) = p(n) + d(n) \quad (2.18)$$

である。

適応フィルタ $\hat{H}_c(z)$ は並列型のシステム同定によって $-H_p(z)z^{V+M}$ を推定することになり、騒音 $p(n)$ は $d(n)$ により抑圧され、騒音が打ち消される。

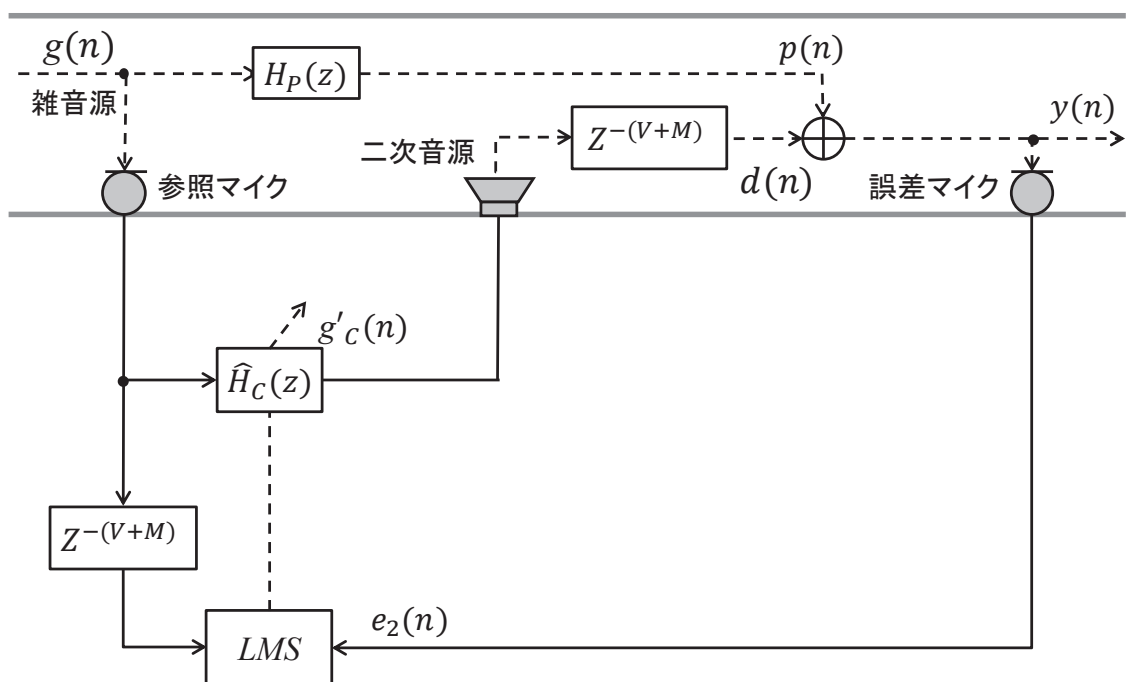


図 2.8 2次経路収束時のブロック図

2.2.3 1次経路と2次経路同時推定時の問題点

前節までに1次経路と2次経路の推定方法について述べた。2次経路のみで推定する場合問題とならなかったが、1次経路と合わせてシステム全体で推定を行う場合、2次経路の適応アルゴリズムに inputs する誤差信号 $e'(n)$ に $p(n)$ を含んでしまう。この時の誤差信号 $e'(n)$ は

$$e'(n) = y(n) - a(n) + p(n) \quad (2.19)$$

となる。2次経路の適応アルゴリズムにとって $p(n)$ は外乱となるため、2次経路の推定が正しく行われぬ。そこで、

$$e'(n) = y(n) - a(n) + p(n) + p'(n) \quad (2.20)$$

とし、 $p(n)$ の影響を $p'(n)$ で相殺することで2次経路の推定精度が向上し、補助雑音を使用することなく最適値に推定することが可能となる。

2.3 計算機シミュレーション

本節では、提案手法の騒音抑圧効果を確認するために、計算機によるシミュレーション実験を行う。

本シミュレーション実験において、騒音源 $g(n)$ として平均値が零の白色性ガウス雑音を用いた。

未知の経路として、1次経路の伝達関数 $H_p(z)$ は、

$$\begin{aligned} H_p(z) &= z^{-(V+M)} (p_0^* + p_1^* z^{-1} + p_2^* z^{-2}) \\ M &= 2, V = 12 \end{aligned} \quad (2.21)$$

で与えられる。また、2次経路の最小位相部伝達関数 $H_{SM}(z)$ と最大位相部伝達関数 $H_{SA}(z)$ は、

$$\begin{aligned} H_{SA}(z) &= a_0^* + a_1^* z^{-1} + z^{-2} \\ a_0^* &= R^2, a_1^* = -2R \cos \theta, R = 1.5, \theta = \pi / 6 \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} H_{SM}(z) &= \exp(G^*(z)) \\ &\approx 1 + G^*(z) + (G^*(z))^2 / 2! + \dots + (G^*(z))^r / r!, \\ r &= 8 \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$G^*(z) = \sum_{i=1}^5 g_i^* z^{-i}$$

で与えられる。本シミュレーションでは経路変動に対する評価を行うため、シミュレーション開始からの試行ブロック回数 $l=1500$ で経路を変動させる。表に g_i^* , p_i^* の設定値を示す。

表 2.1 $G^*(z)$ と $H_p(z)$ の設定値

Number of blocks, l	$G^*(z)$					$H_p(z)$		
	g_1^*	g_2^*	g_3^*	g_4^*	g_5^*	p_0^*	p_1^*	p_2^*
0 - 1499	0.5	0.5	0.3	-0.5	0.1	1.0	1.0	1.0
1500 - 3000	-0.5	0.5	0.3	-0.5	0.1	1.0	-1.0	1.0

適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$, $\hat{H}'_{SA}(z)$, $\hat{H}'_C(z)$ のタップ係数の更新に用いる適応アルゴリズムは次式で示す block normalized least mean square(BNLMS)[17]アルゴリズムを使用する.

$$g_k(l+1) = g_k(l) - \frac{\alpha \sum_{n=LL}^{(l+1)L-1} (e'(n)e_1(n-k))}{\sum_{m=0}^N \sum_{n=LL}^{(l+1)L-1} [e_1(n-m)]^2} \quad (2.24)$$

$$w_j(l+1) = w_j(l) + \frac{\beta \sum_{n=LL}^{(l+1)L-1} (e'(n)e_1(n-j))}{\sum_{m=0}^M \sum_{n=LL}^{(l+1)L-1} [e_1(n-m)]^2} \quad (2.25)$$

$$p_i(l+1) = p_i(l) - \frac{\gamma \sum_{n=LL}^{(l+1)L-1} e_2(n)y(n-i)}{\sum_{m=0}^F \sum_{n=LL}^{(l+1)L-1} [y(n-m)]^2} \quad (2.26)$$

ここで, α , β , γ はステップサイズであり, L はブロック長である.

本シミュレーションにおいて、適応フィルタ $\hat{H}'_{SM}(z)$, $\hat{H}'_{SA}(z)$, $\hat{H}'_C(z)$ の初期値は $\hat{H}'_C(z)$ のタップ係数 $p_0(0)=1$ とし、そのほかのタップ係数はすべて 0 とした。

提案手法の性能を評価するために、アクティブノイズコントロールシステムとしてよく用いられる補助雑音を使用した Filtered-x アルゴリズムと比較を行う。Filtered-x アルゴリズムの構成図を図 2.9 に示す。各適応フィルタの更新アルゴリズムには提案手法と同様に BNLMS アルゴリズムを使用する。

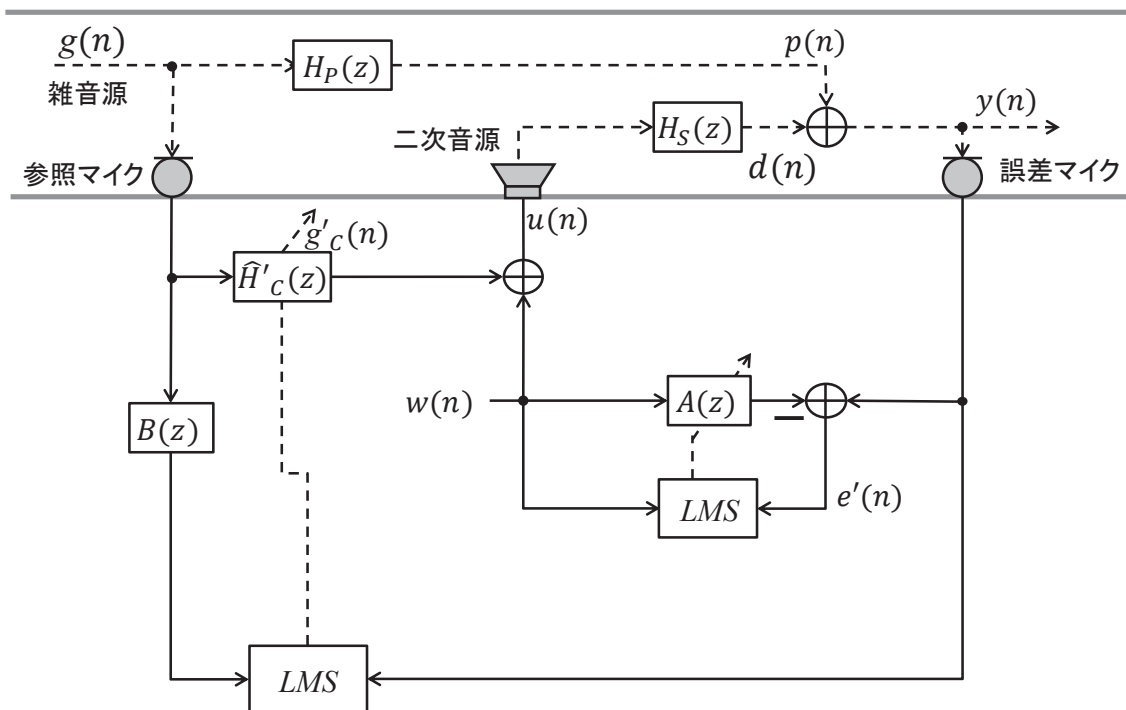


図 2.9 Filtered-x アルゴリズム

本シミュレーションの設定値を表 2.2 に示す.

表 2.2 シミュレーション設定値

	Filtered-x アルゴリズム	提案手法
$\hat{H}_C(z)$ のタップ数	16	16
$\hat{H}_C(z)$ のステップサイズ γ	0.5	0.5
$G(z)$ のタップ数		16
$\hat{H}'_{SM}(z)$ のステップサイズ α		0.5
$\hat{H}'_{SA}(z)$ のタップ数		3
$\hat{H}'_{SA}(z)$ のステップサイズ β		0.1
$Q(z)$ のタップ数		12
$A(z)$ のタップ数	40	
$A(z)$ のステップサイズ	0.5	
ブロック長 L	128	128

ノイズ除去性能の評価するために次式に示す騒音打消し精度 $EV(l)$ を定義する.

$$EV(l) = 10 \log_{10} \frac{E \left[\sum_{n=lL}^{(l+1)L-1} y^2(n) \right]}{E \left[\sum_{n=lL}^{(l+1)L-1} p^2(n) \right]} \quad [dB] \quad (2.27)$$

ここで, $y(n)$ は Filtered-x アルゴリズムの場合, 補助雑音の成分を含まない信号である. 本シミュレーションでは独立な 200 回の試行繰り返し, 平均をとって $EV(l)$ を求めた.

図 2.10 に本シミュレーション実験の結果を示す. 実線が提案手法, 破線が Filtered-x アルゴリズムの $EV(l)$ を示している. 提案手法は Filtered-x アルゴリズムと比較して消音性能である $EV(l)$ が約 -25dB 改善されている. また, 試行ブロック回数 $l=1500$ にて 1 次経路および 2 次経路の伝達関数を変化させた後も, 提案手法は非定常な経路に追従可能であるのに対し, Filtered-x アルゴリズムは追従不可能である.

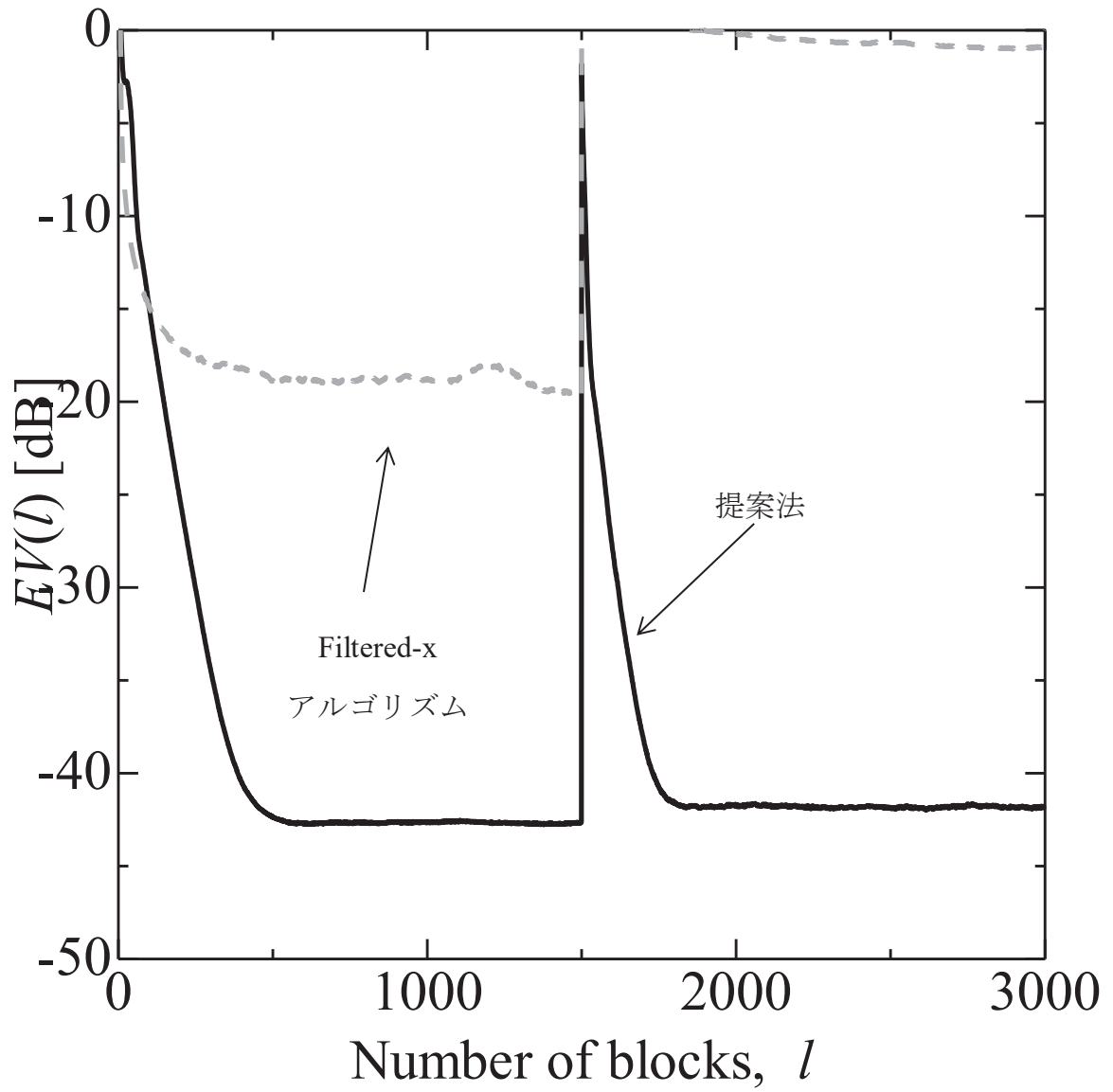


図 2.10 シミュレーション結果

2.4 結言

本章では、補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システムを提案し、計算機シミュレーションで本手法の有効性を確認した。

本手法は、2次経路の逆伝達関数を推定するために、適応指数フィルタを用いて最小位相部と最大位相部に分解して推定を行い、それぞれに対して逆伝達関数を計算する手法である。計算機シミュレーション実験においては、フィードフォワード型の ANC システムとしてよく用いられる Filtered-x アルゴリズムとの推定精度と経路変動に対する追従性能の比較を行い、精度の向上と経路変動への追従性能向上を確認でき、本手法の有効性が示された。

第3章

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

3.1 緒言

前章にて説明した補助雑音を用いない Pre-inverse 型 ANC システムは2次経路逆伝達関数を求めるために、2次経路の最大位相部と最小位相部を分離して推定し、それぞれの逆伝達関数を求めることで ANC システムを実現した。シミュレーション実験で Filtered-x アルゴリズムと比較を行い提案手法の有効性が確認できた。しかし、シミュレーション実験では未知の2次経路の伝達関数を最大位相部と最小位相部に分離したものを使用したが、より実環境に近い経路でのシミュレーション実験を行ったところ正常に動作しない問題が生じた。これは、2次経路の最小位相部を推定する適応指数フィルタが正確に推定できなかったために最大位相部を推定する適応フィルタが最小位相部を含んだ伝達関数を推定してしまい、その逆伝達関数を求めると因果性を満たせなくなってしまったためにシステムが発散してしまったと考えられる。適応指数フィルタが正しく推定できなかった原因として、2次経路の最小位相部を指数フィルタで再現でき

なかったことや、補助雑音を使用していないため2次経路の推定に使用する信号が有色化してしまったことによる推定精度の劣化が考えられる。

そこで、本章では新たな Pre-inverse 型 ANC システムの提案を行う。Pre-inverse 型 ANC システムでは前述の通り外乱によるバイアス誤差の影響で推定精度が劣化してしまう問題があった。そこで、外乱にロバストな適応アルゴリズムとして SSCF(Square Sum of Correlation Function)適応アルゴリズムが提案されている[15]。SSCF 適応アルゴリズムは騒音源と2次経路を推定するために付加する補助雑音が独立性により無相関である性質を利用し、補助雑音と誤差信号の相互相関関数を評価関数とすることにより、外乱の影響を抑えた2次経路推定を可能とする。しかし、真の相互相関関数を計算するためには長時間測定が必要であり、実用上バイアス誤差を完全に抑圧することができず、外乱の影響を受けてしまう。この問題を解決するために、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 システムを提案する。本手法は、2次経路に対し補助フィルタを並列に配置しシステム同定を行い、補助フィルタに対し縦続に2次経路の逆伝達関数を推定するフィルタを配置する。これにより2次経路を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱による信号成分を含まない回路構成となるため、バイアス誤差が理論上発生しない。また、これにより2次経路の推定に使用する補助雑音の電力を低減させることが可能となり、システム全体の消音性能を向上させる。本章では従来型の Pre-inverse 型 ANC システムとして SSCF 適応アルゴリズムの説明を行い、次に提案手法の説明を行う。また、シミュレーション実験にて提案手法の有効性を確認し、実装実験で実環境下にて問題なく動作することを確認する。

3.2 SSCF を用いた Pre-inverse 型 ANC システム

図 3.1 に Pre-inverse 型 ANC の構成を示す. ここで, $H_p(z)$, $H_s(z)$ はそれぞれ 1 次経路と 2 次経路の伝達関数を表している. また適応フィルタ $\hat{H}_c(z)$ は $-z^M H_p(z)$ を推定する制御フィルタ, $\hat{H}'_s(z)$ は 2 次経路 $H_s(z)$ の逆伝達関数を推定するための適応フィルタである. 各信号を以下に示す.

- $g(n)$: 騒音
- $p(n)$: 1 次経路通過後の騒音
- $y(n)$: 観測信号
- $w(n)$: 補助雑音
- $f(n)$: 制御信号
- $d(n)$: 2 次経路通過後の制御信号

なお, 騒音 $g(n)$ 及び, 補助雑音 $w(n)$ は互いに独立無相関な信号である. また, 補助雑音 $w(n)$ は対象とする周波数領域で白色の信号である. $e'(n)$ は適応フィルタ $\hat{H}'_s(z)$ の適応アルゴリズム更新のための誤差信号である.

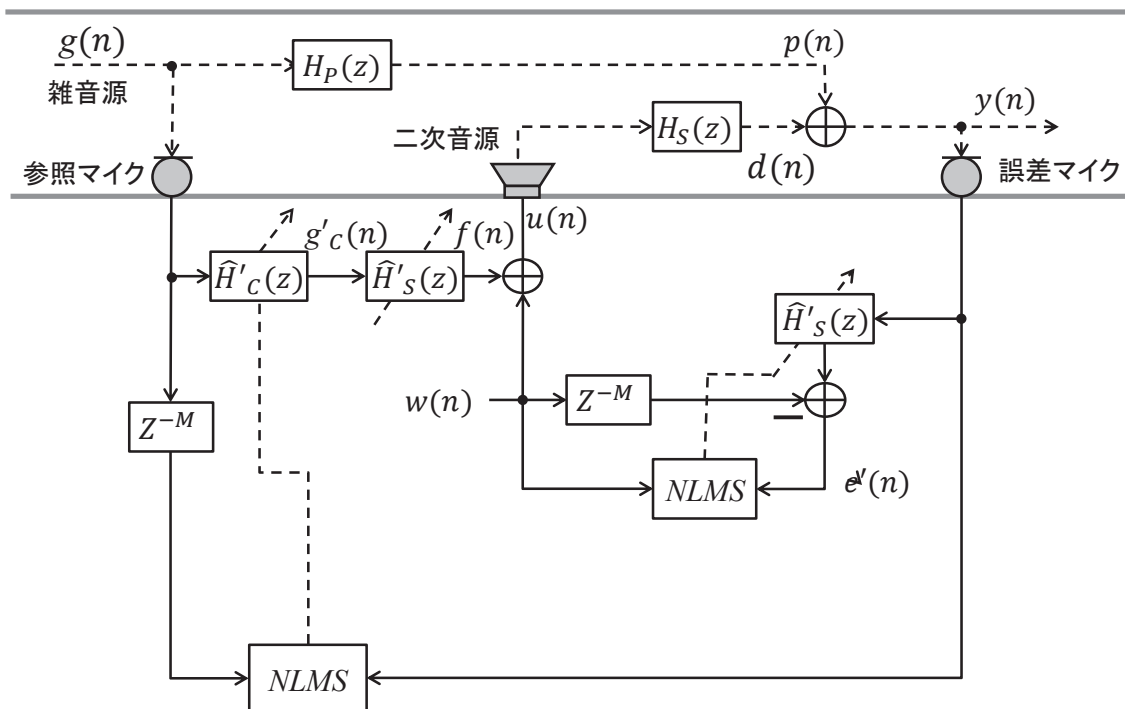


図 3.1 Pre-inverse 型 ANC の構成図

各適応フィルタについて、制御フィルタ $\hat{H}_C(z)$ は、

$$\hat{H}_C(z) = \sum_{i=0}^{N_C} \hat{h}_{C,i}(n) z^{-i} \quad (3.1)$$

ここで、 N_C は $\hat{H}_C(z)$ のタップ数、 $\hat{h}_{C,i}(n)$ は $\hat{H}_C(z)$ の i 番目のタップ係数である。また、適応フィルタ $\hat{H}'_S(z)$ は、

$$\hat{H}'_S(z) = \sum_{i=0}^{N'_S} \hat{h}'_{S,i}(n) z^{-i} \quad (3.2)$$

により表される。ここで、 N'_S は $\hat{H}'_S(z)$ のタップ数、 $\hat{h}'_{S,i}(n)$ は $\hat{H}'_S(z)$ の i 番目のタップ係数である。また、すべての適応フィルタにおいて NLMS (Normalized Least Mean Square) アルゴリズム[18]を用いており、各タップ係数の更新は、

$$\hat{\mathbf{h}}_C(n+1) = \hat{\mathbf{h}}_C(n) + \mu_C \frac{\mathbf{y}(n)\mathbf{g}(n)}{\mathbf{g}^T(n)\mathbf{g}(n)} \quad (3.3)$$

$$\hat{\mathbf{h}}'_S(n+1) = \hat{\mathbf{h}}'_S(n) + \mu'_S \frac{e'(n)\mathbf{y}(n)}{\mathbf{y}^T(n)\mathbf{y}(n)} \quad (3.4)$$

となる。ここで、 μ_C と μ'_S はそれぞれの適応フィルタのステップサイズ、 T は転置を表す。また、

$$\hat{\mathbf{h}}_C(n) = [\hat{h}_{C,0}(n), \hat{h}_{C,1}(n), \dots, \hat{h}_{C,N_C}(n)]^T \quad (3.5)$$

$$\mathbf{g}(n) = [g(n-M), g(n-M-1), \dots, g(n-M-N_C)]^T \quad (3.6)$$

$$\hat{\mathbf{h}}'_S(n) = [\hat{h}'_{S,0}(n), \hat{h}'_{S,1}(n), \dots, \hat{h}'_{S,N'_S}(n)]^T \quad (3.7)$$

$$\mathbf{y}(n) = [y(n), y(n-1), \dots, y(n-N'_S)]^T \quad (3.8)$$

である。

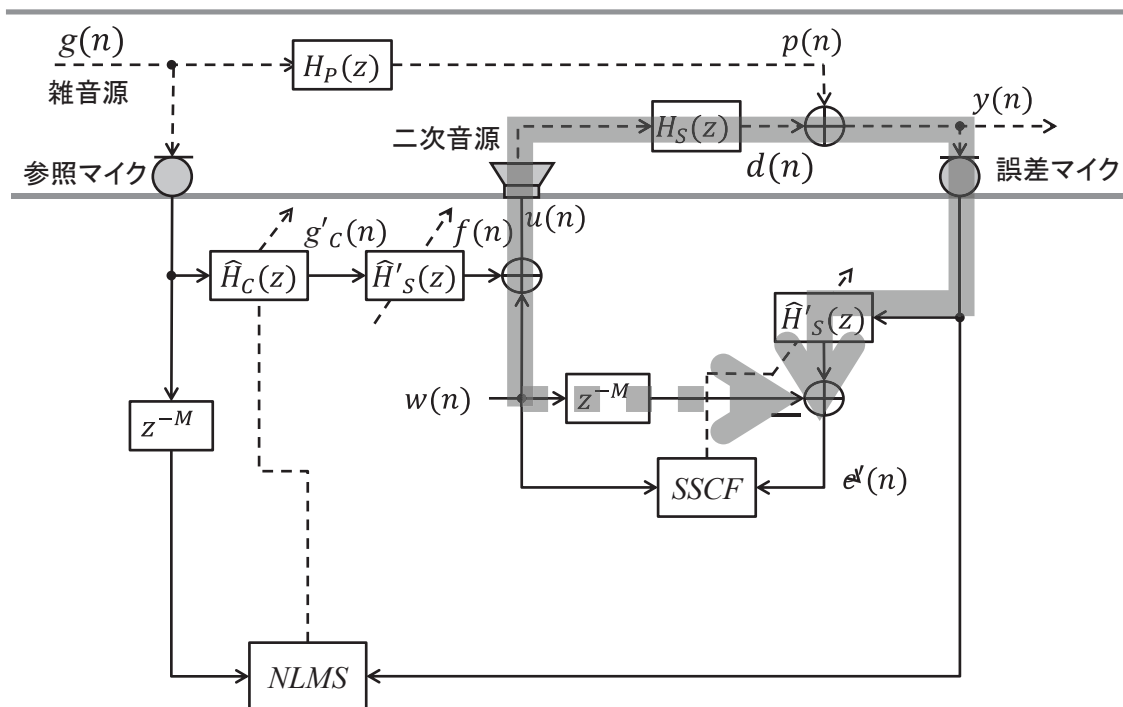


図 3.2 $\hat{H}'_s(z)$ 推定時の信号の流れ

図 3.2 に適応フィルタ $\hat{H}'_s(z)$ 推定時の信号の流れを示す. $\hat{H}'_s(z)$ は補助雑音 $w(n)$ を使用し, 直列型のシステム同定として 2 次経路の逆伝達関数 $z^{-M}/H_s(z)$ を推定する. 推定した結果は制御フィルタ後段のフィルタ $\hat{H}'_s(z)$ にコピーする. これにより, 2 次経路 $H_s(z)$ は相殺され,

$$\hat{H}'_s(z)H_s(z) = z^{-M} \quad (3.9)$$

となる. 適応フィルタ $\hat{H}_c(z)$ では $-z^M H_p(z)$ を推定することになり, 1 次経路を通過した騒音 $p(n)$ と 2 次経路を通過した制御信号 $d(n)$ は打ち消しあうことになる. ここで, 制御フィルタ $\hat{H}_c(z)$ は $-z^M H_p(z)$ を推定するため, 制御フィルタの適応アルゴリズムのためのタップ入力として, 定遅延を作用させた信号を用いることになる. これにより, 本回路構成は Filtered-x アルゴリズムとは異なり, 安定動作可能となる.

次に適応フィルタ $\hat{H}'_s(z)$ に対する外乱の影響を考察する. $w(n)$ と $f(n)$ が2次経路を通過した信号をそれぞれ $\tilde{w}(n)$, $\tilde{f}(n)$ とおくと, 推定誤差 $e'(n)$ は

$$y(n) = p(n) + \tilde{w}(n) + \tilde{f}(n) \quad (3.10)$$

より

$$\begin{aligned} e'(n) &= \hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \mathbf{y}(n) - w(n-m) \\ &= \hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \{ \mathbf{p}(n) + \tilde{\mathbf{w}}(n) + \tilde{\mathbf{f}}(n) \} - w(n-m) \end{aligned} \quad (3.11)$$

と表せる. ここで,

$$\mathbf{p}(n) = [p(n), p(n-1), \dots, p(n-N'_s)]^T \quad (3.12)$$

$$\tilde{\mathbf{w}}(n) = [\tilde{w}(n), \tilde{w}(n-1), \dots, \tilde{w}(n-N'_s)]^T \quad (3.13)$$

$$\tilde{\mathbf{f}}(n) = [\tilde{f}(n), \tilde{f}(n-1), \dots, \tilde{f}(n-N'_s)]^T \quad (3.14)$$

である. $e'(n)$ の2乗平均は以下のように表される.

$$\begin{aligned} E[e'^2(n)] &= E \left[\hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \{ \mathbf{p}(n) + \tilde{\mathbf{w}}(n) + \tilde{\mathbf{f}}(n) \} \{ \mathbf{p}(n) + \tilde{\mathbf{w}}(n) + \tilde{\mathbf{f}}(n) \}^T \hat{\mathbf{h}}_s'(n) \right. \\ &\quad \left. - 2 \hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \{ \mathbf{p}(n) + \tilde{\mathbf{w}}(n) + \tilde{\mathbf{f}}(n) \} w(n-M) - w^2(n-M) \right] \end{aligned} \quad (3.15)$$

エルゴード性より, 以下の式が得られる.

$$\begin{aligned} \overline{e^2(n)} &= \overline{\hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \mathbf{p}(n) \mathbf{p}^T(n) \hat{\mathbf{h}}_s'(n)} + \overline{\hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \tilde{\mathbf{f}}(n) \tilde{\mathbf{f}}^T(n) \hat{\mathbf{h}}_s'(n)} \\ &\quad + \overline{\hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \mathbf{p}(n) \tilde{\mathbf{f}}^T(n) \hat{\mathbf{h}}_s'(n)} + \overline{\hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \tilde{\mathbf{f}}(n) \mathbf{p}^T(n) \hat{\mathbf{h}}_s'(n)} \\ &\quad + \overline{\{ \hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \tilde{\mathbf{w}}(n) - w(n-M) \}^2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ここで, $\bar{\cdot}$ は時間平均を表す. また, $\mathbf{g}(n)$, $w(n)$ がそれぞれ独立と仮定している. 式 (3.16) の $\overline{\{ \hat{\mathbf{h}}_s'^T(n) \tilde{\mathbf{w}}(n) - w(n-M) \}^2}$ が真の推定誤差であり, それ以外の $\mathbf{p}(n)$ および $\tilde{\mathbf{f}}(n)$ を含む項は外乱と考えられる. 式 (3.16) の勾配に外乱を含むため,

評価関数 $\overline{e^2(n)}$ を最小にした時、バイアスを含んだ最小値に収束することになる。これにより2次経路の推定にずれが生じ打消し精度が低下してしまう。

この問題を解決するため、Pre-inverse 型 ANC システムの2次経路の推定に SSCF 適応アルゴリズムを導入した[15]。SSCF 適応アルゴリズムは補助雑音 $w(n)$ が騒音 $g(n)$ とは独立な信号であることを利用し、 $w(n)$ と誤差信号 $e(n)$ の相互相関関数を評価関数とすることで外乱の影響を抑え、バイアス誤差を低減する。SSCF アルゴリズムを導入することで Pre-inverse 型 ANC システムにおける適応フィルタ $\hat{H}'_s(z)$ のタップ係数の更新は式 (3.4) に変わって

$$\hat{h}'_{s,i}(n+1) = \hat{h}'_{s,i}(n) - \mu \sum_{k=0}^P \overline{w(n-k)e(n)} \cdot \overline{w(n-k)y(n-i)} \quad (3.17)$$

となる。ここで μ はステップサイズである。SSCF 適応アルゴリズムを使用することにより理論的にはバイアス誤差を削減することが可能であるが、式 (3.17) において相関関数を計算する範囲 P は有限であり、また、平均演算に有限な時間長を用いるため、バイアス誤差が残留し、推定精度を劣化させてしまう原因となる。

3.3 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

前節のバイアス誤差による推定精度の劣化を改善するために、2次経路に並列に2次経路を推定する適応フィルタ（補助フィルタ）を設置し、2次経路の逆伝達関数を推定する適応フィルタを補助フィルタに縦続に設置する ANC 構成を提案する。これにより、外乱 $p(n)$ 、 $\tilde{f}(n)$ が適応フィルタ $\hat{H}_s(z)$ のタップ入力に混入しないため、2次経路推定誤差を低減することが可能となる。

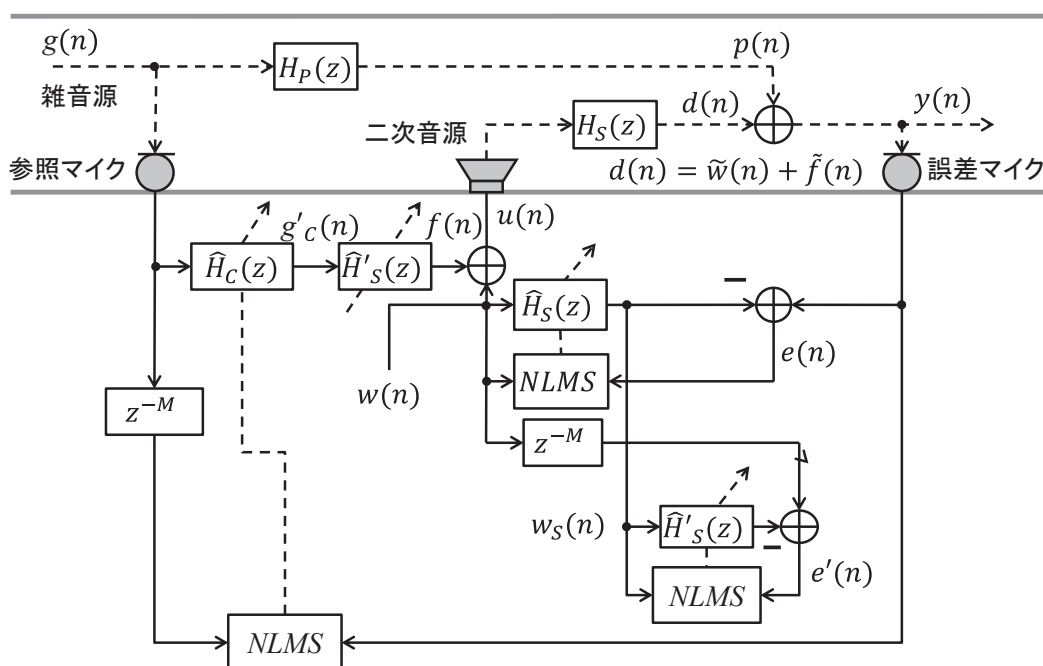


図 3.3 補助フィルタによる2次経路逆伝達関数推定を用いる Pre-inverse 型 ANC システム

図 3.3 に提案 ANC の構成を示す． $\hat{H}_s(z)$ は補助フィルタであり，2次経路の伝達関数を推定する．また $e(n)$ と $e'(n)$ は $\hat{H}_s(z)$ と $\hat{H}'_s(z)$ の適応アルゴリズムの更新に誤差信号として用いられる．補助フィルタ $\hat{H}_s(z)$ は，

$$\hat{H}_s(z) = \sum_{i=0}^{N_s} \hat{h}_{s,i}(n) z^{-i} \quad (3.18)$$

により表され， $\hat{h}_{s,i}(n)$ は i 番目のタップ係数である． N_s は $\hat{H}_s(z)$ のタップ数である．タップ係数の更新には次式に示す NLMS アルゴリズムを用いる．

$$\hat{\mathbf{h}}_s(n+1) = \hat{\mathbf{h}}_s(n) + \mu_s \frac{e(n)\mathbf{w}(n)}{\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)} \quad (3.19)$$

ここで， μ_s はステップサイズである．また，

$$\hat{\mathbf{h}}_s(n) = [\hat{h}_{s,0}(n), \hat{h}_{s,1}(n), \dots, \hat{h}_{s,N_s}(n)]^T \quad (3.20)$$

$$\mathbf{w}(n) = [w(n), w(n-1), \dots, w(n-N_s)]^T \quad (3.21)$$

である．適応フィルタ $\hat{H}'_s(z)$ のタップ係数の更新は，

$$\hat{\mathbf{h}}'_s(n+1) = \hat{\mathbf{h}}'_s(n) + \mu'_s \frac{e'(n)\mathbf{w}_s(n)}{\mathbf{w}_s^T(n)\mathbf{w}_s(n)} \quad (3.22)$$

により行われる．ここで， μ'_s は適応フィルタのステップサイズであり，

$$\mathbf{w}_s(n) = [w_s(n), w_s(n-1), \dots, w_s(n-N'_s)]^T \quad (3.23)$$

である．

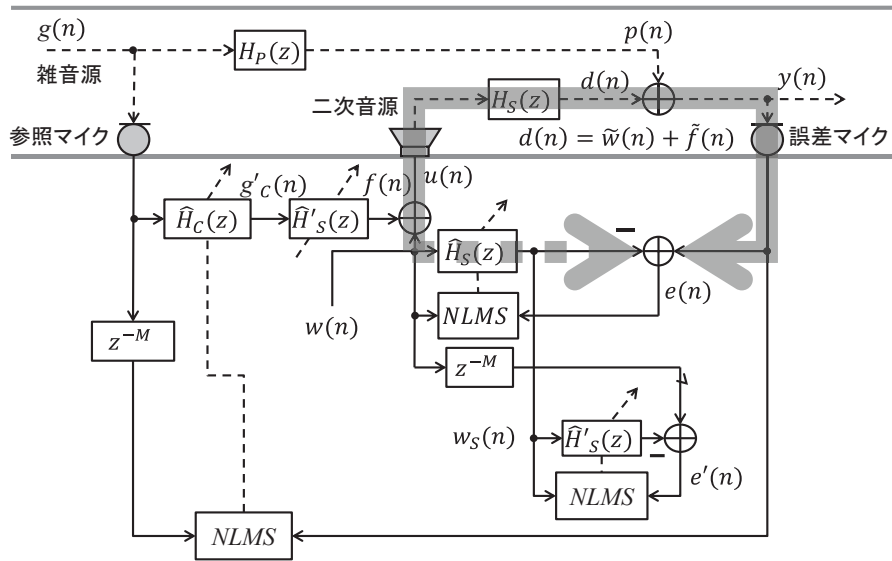


図 3.4 $\hat{H}_s(z)$ 推定時の信号の流れ

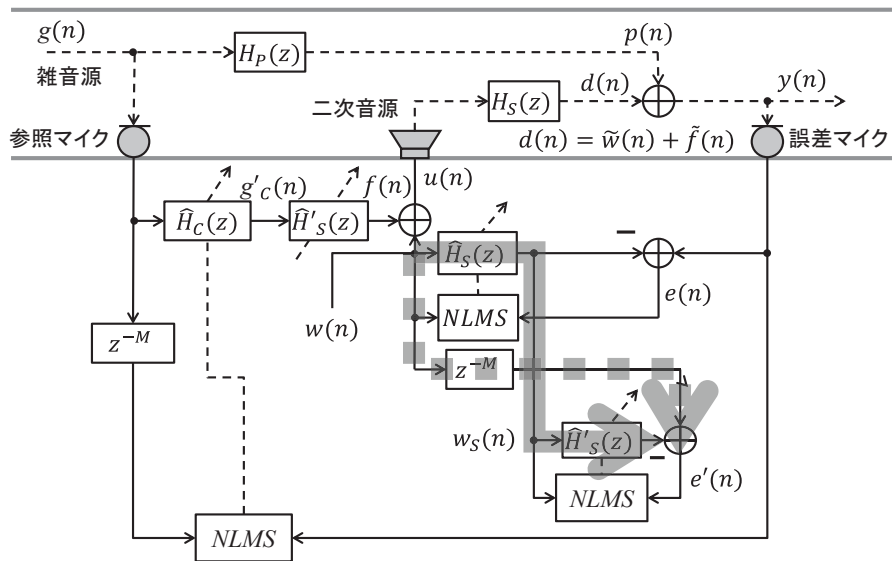


図 3.5 $\hat{H}'_s(z)$ 推定時の信号の流れ

図 3.4, 図 3.5 にそれぞれ補助フィルタ $\hat{H}_s(z)$ 推定時と適応フィルタ $\hat{H}'_s(z)$ 推定時の信号の流れを示す. $\hat{H}_s(z)$ は補助雑音 $w(n)$ を使用し, 並列型のシステム同

定として2次経路の伝達関数 $H_S(z)$ を推定する．また，補助フィルタ $\hat{H}_S(z)$ に縦続に接続された $\hat{H}'_S(z)$ は補助雑音 $w(n)$ を使用し，直列型のシステム同定として

$$\hat{H}_S(z)\hat{H}'_S(z) = z^{-M} \quad (3.24)$$

となる．補助フィルタ $\hat{H}_S(z)$ が十分に収束したとき，適応フィルタ $\hat{H}'_S(z)$ は

$$\hat{H}'_S(z) = z^{-M} H_S^{-1}(z) \quad (3.25)$$

により与えられ，2次経路の逆伝達関数を推定することになる．一方，参照マイクから2次経路までの伝達関数は，

$$\hat{H}_C(z)\hat{H}'_S(z)H_S(z) = \hat{H}_C(z)z^{-M} \quad (3.26)$$

となる．それゆえ適応フィルタ $\hat{H}_C(z)$ は $-H_P(z)z^M$ を推定する．以上により騒音を打ち消すことが可能となる．

次に外乱の影響を考察する． $\hat{H}_S(z)$ の推定誤差 $e(n)$ は，

$$y(n) = p(n) + \tilde{w}(n) + \tilde{f}(n) \quad (3.27)$$

より，

$$\begin{aligned} e(n) &= y(n) - \mathbf{w}^T(n)\hat{\mathbf{h}}_S(n) \\ &= \{p(n) + \tilde{w}(n) + \tilde{f}(n)\} - \mathbf{w}^T(n)\hat{\mathbf{h}}_S(n) \end{aligned} \quad (3.28)$$

と表せる． $e(n)$ の2乗平均は以下のように定義される．

$$E[e^2(n)] = \left[\{(p(n) + \tilde{w}(n) + \tilde{f}(n)) - \mathbf{w}^T(n)\hat{\mathbf{h}}_S(n)\}^2 \right] \quad (3.29)$$

エルゴード性より，以下の式が得られる．

$$\overline{e^2(n)} = \overline{\{\mathbf{w}^T(n)\hat{\mathbf{h}}_S(n) - w(n)\}^2} + \overline{\{p(n) + \tilde{f}(n)\}^2} \quad (3.30)$$

ここで、 $g(n)$ 、 $w(n)$ はそれぞれ独立と仮定している。式（3.30）の勾配には $p(n)$ 、 $\tilde{f}(n)$ に関する成分を含まないためバイアス誤差が理論上発生しない。しかし、式（3.30）はエルゴード性を仮定しており、実用上完全なバイアス誤差の除去は困難である。ただし、勾配に外乱が含まれないことから、従来法と比較して2次経路の推定精度が向上し、システム全体の推定精度も従来法と比較して向上すると考えられる。

3.4 計算機シミュレーション

3.4.1 シミュレーション条件

本シミュレーションにおいて，騒音源 $g(n)$ として平均値が零の白色ガウス性雑音を用いた．また，2次経路の推定に使用する補助雑音 $w(n)$ として騒音源とは独立な平均零の白色性ガウス雑音を用いた．補助雑音対騒音電力比 ANR (Auxiliary noise to Noise Ratio) を以下のように定義する．

$$ANR = 10 \log_{10} \frac{E[w^2(n)]}{E[g^2(n)]} [\text{dB}] \quad (3.31)$$

シミュレーションに使用する1次経路および2次経路は実際に制作した図 3.6 に示すダクトモデルのインパルス応答を測定したものをを用いる．標本化周波数は 1kHz とした．測定した1次経路，2次経路のインパルス応答を図 3.7 および図 3.8 に示す．

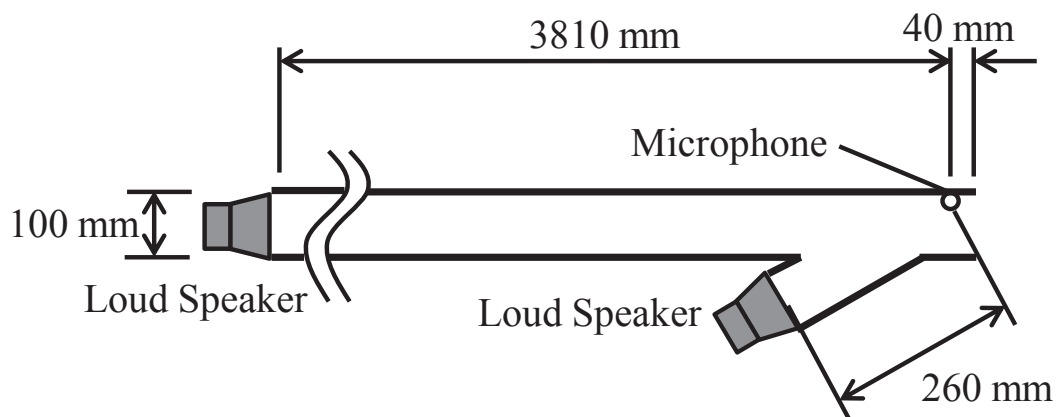


図 3.6 ダクトモデル

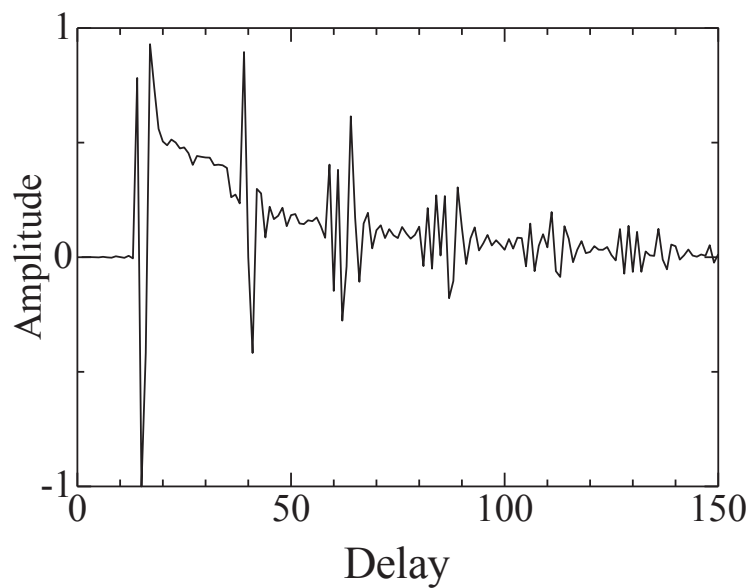


図 3.7 1次経路のインパルス応答

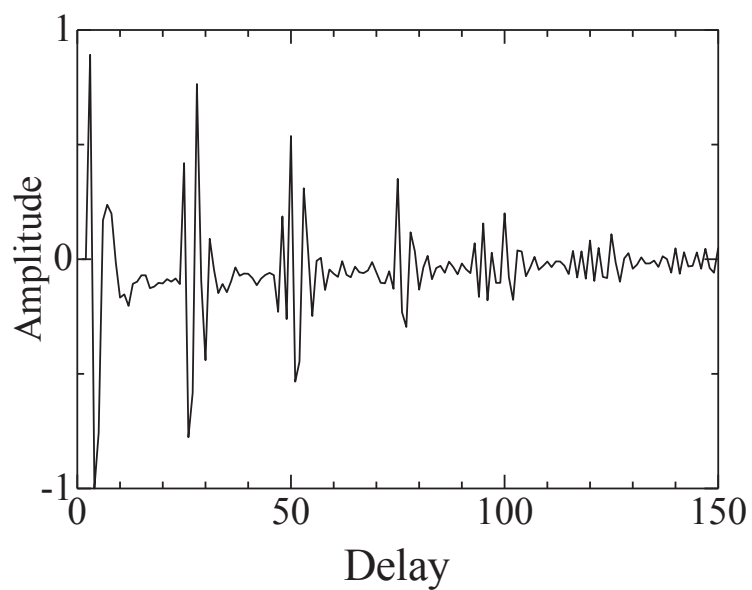


図 3.8 2次経路のインパルス応答

本シミュレーションでは経路変動に対する評価を行うため、開始から実行回数 15,000 回目で経路を変動させる。変動後の経路特性は、取得した各経路のインパルス応答を反転させた値とする。各適応フィルタの設定値を表 3.1 に示す。

表 3.1 シミュレーション実験設定値

	Akhtar らによる 手法	PISSCF	提案手法
$\hat{H}_c(z)$ のタップ数	150	150	150
$\hat{H}_c(z)$ のステップ サイズ	0.01(Max.) 0.001 (Min.)	0.015	0.003
$\hat{H}_s(z)$ のタップ数	150		150
$\hat{H}_s(z)$ のステップ サイズ	0.00005		0.003
$\hat{H}'_s(z)$ のタップ数		150	150
$\hat{H}'_s(z)$ のステップ サイズ		1.0	0.003
遅延 M		11	11

ここで、騒音低減性能を比較するため、従来法として Akhtar らが提案した ANC[12]並びに SSCF 適応アルゴリズムを用いた Pre-inverse 型 ANC(PISSCF)[15] を本シミュレーションでは使用する。それぞれのシステムに対する各設定値も表 3.1 に示す。

騒音打消し性能を評価するために次式で与えられる騒音打消し精度 $EV(l)$ および $EA(l)$ を用いる。

$$EV(l) = 10 \log_{10} \frac{E \left[\sum_{n=(l-1)L}^{lL-1} \{p(n) + \tilde{f}(n)\}^2 \right]}{E \left[\sum_{n=(l-1)L}^{lL-1} p^2(n) \right]} \text{ [dB]} \quad (3.32)$$

$$EA(l) = 10 \log_{10} \frac{E \left[\sum_{n=lL}^{(l+1)L-1} y^2(n) \right]}{E \left[\sum_{n=lL}^{(l+1)L-1} p^2(n) \right]} \text{ [dB]} \quad (3.33)$$

ここで、 $\tilde{f}(n)$ は補助雑音を除いた2次経路の出力信号を表す。 $EV(l)$ は補助雑音による影響を除いた騒音打消し精度であり、本シミュレーションでは適応フィルタの収束性能を評価するために用いる。また、 $EA(l)$ は補助雑音の影響を含む騒音打消し精度であり、本シミュレーションでは ANC システム全体の性能評価に用いる。なお、 L はブロック長であり、本シミュレーションでは 256 に設定した。 $EV(l)$ および $EA(l)$ における期待値演算のため、独立した 200 回のシミュレーションを行っている。

3.4.2 設定値の検討

提案手法は2次経路の逆伝達関数を推定するために遅延を用いる。適応フィルタ $\hat{H}'_s(z)$ のタップ数や遅延数 M により推定精度が大きく変化するためタップ数と遅延数について検討を行う。

3.4.2.1 タップ数の検討

2次経路逆フィルタのタップ数を 50, 100, 150 と変化させたときの騒音打消し精度 $EV(l)$ を測定した。このときの ANR は 0dB である。結果を図 3.9 に示す。タップ数が多いほど推定精度が向上していることが確認されるが、タップ数を 100 から 150 に増加させたときの騒音打消し精度の改善量はわずかであり、これ以上タップ数を増加させても推定精度の改善は見込めないため、推定精度および演算量を考慮し 150 を最適値とした。

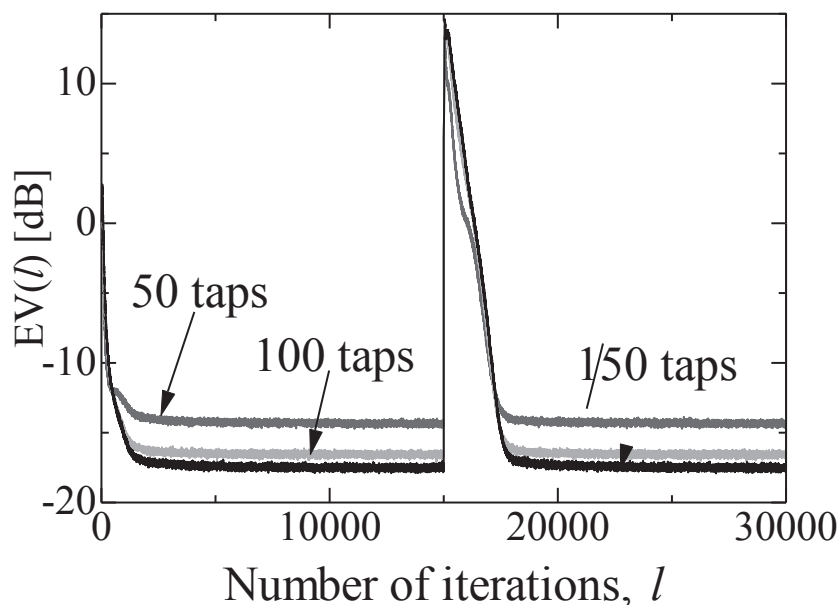


図 3.9 タップ数の検討

3.4.2.2 遅延数 z^{-M} の検討

2次経路逆伝達関数の推定に用いる遅延数 M の最適値を検討するため遅延数を7, 11, 15と変化させたときの騒音打消し精度 $EV(l)$ を測定した。結果を図3.10に示す。シミュレーション結果より、遅延数を増加させるに従い、騒音抑圧性能は改善する。これは2次経路が非最小位相成分を持つため、その逆伝達関数のインパルス応答が負の時刻にも成分を持つ。そこで遅延を与えることにより2次経路の逆伝達関数の推定精度が改善し、騒音抑圧性能の向上につながったためである。しかしながら、この遅延数が1次経路に含まれる遅延を超えると騒音抑圧性能の著しい低下をまねく。そこで、1次経路の遅延数から $M=11$ と設定する。なお、ANCを実装する際、この遅延数は参照マイクロホンと誤差マイクロホン間の距離とANCを使用する環境における温度に依存する。しかし、距離並びに温度はANCを設置するときに判明するため、事前に遅延数を設定することが可能である。

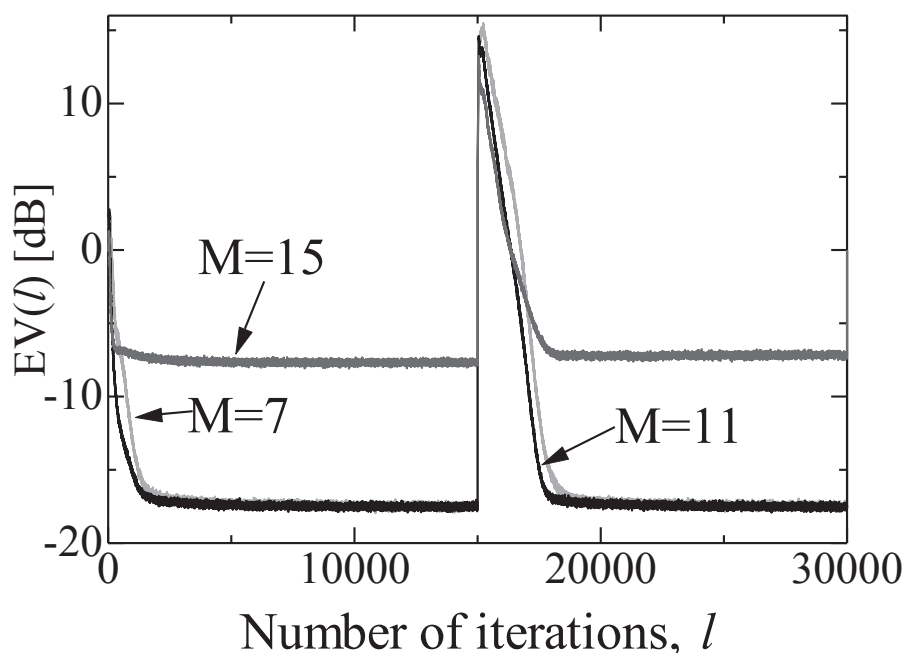


図 3.10 遅延数の検討

3.4.3 2次経路の推定精度の比較

2次経路逆伝達関数の推定精度を, 本手法と従来法である SSCF 適応アルゴリズムを用いた Pre-inverse 型 ANC(PISSCF)で比較を行い, バイアス誤差に対する推定精度の改善を確認する. このため ANR が 0dB および-20dB のときの推定2次経路逆伝達関数 $\hat{H}'_S(z)$ を用い, 図 3.11 に示す回路構成により推定誤差である $e_3(n)$ を確認する. シミュレーション結果を図 3.12 及び図 3.13 に示す. 提案手法は従来法と比較して $e_3(n)$ が低減しており, 2次経路の推定精度が改善されていることがわかる.

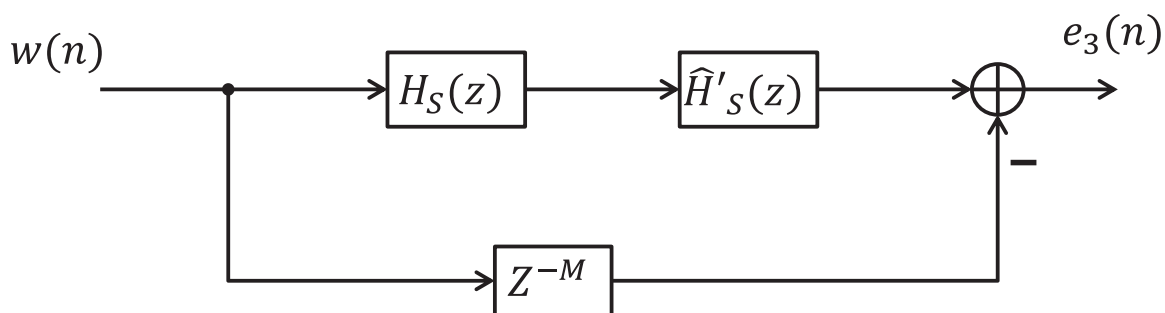


図 3.11 2次経路推定精度比較構成図

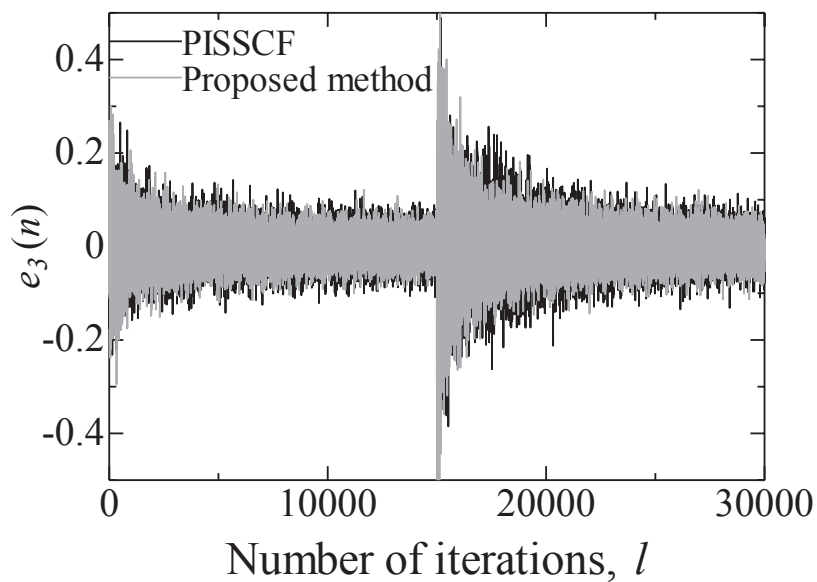


図 3.12 2次経路推定精度比較(ANR=0dB)

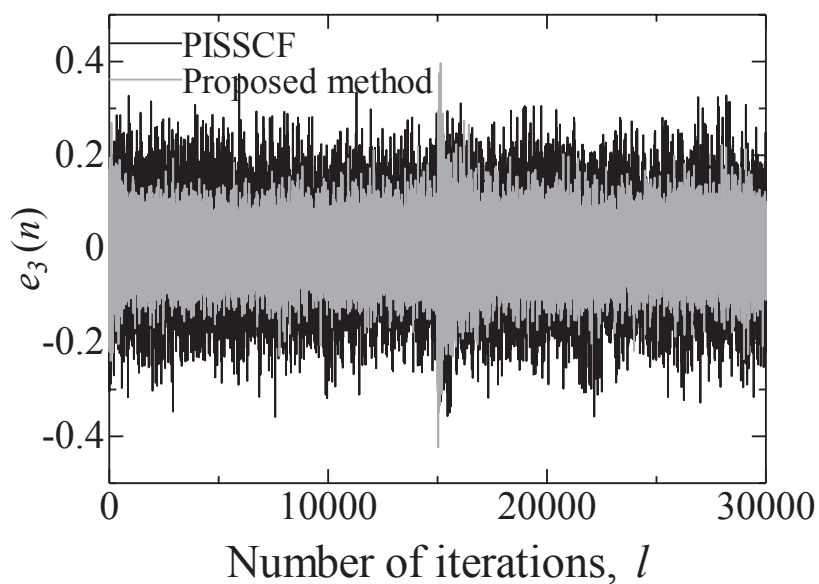


図 3.13 2次経路推定精度比較(ANR=-20dB)

3.4.4 騒音低減性能

本手法の有効性を検討するために、提案手法、従来法である SSCF 適応アルゴリズムを用いる Pre-inverse 型 ANC(PISSCF)[11]並びに Akhtar らが提案した ANC[8]の騒音低減性能を比較する。Akhtar らによる手法は Filtered-x アルゴリズムに、2次経路の推定に使用する補助雑音の電力を制御することで推定精度や収束速度を改善するパワースケジューリングを用いる手法である。ANR に対する騒音打消し精度 $EA(l)$ 並びに経路変動したときの追従性を比較する。

図 3.14 に ANR を 0dB としたときの実験結果を示す。経路変動前に提案手法は PISSCF とほぼ同等の騒音低減性能が得られている。また、提案手法より Akhtar らによる手法の騒音低減性能が良いことが確認される。これは Akhtar らによる手法は簡易的なパワースケジューリングを採用しているためである。しかし、経路変動後、Akhtar らによる手法は発散しているが、PISSCF 並びに提案手法は発散することなく騒音低減可能であることが確認された。これは Filtered-x 手法は騒音制御フィルタの適応アルゴリズムの入力として、2次経路の伝達関数を有するフィルタを用いるため、経路変動に追従できず発散したと考える。一方、PISSCF 及び提案手法は、騒音制御フィルタの適応アルゴリズムの入力として、定遅延を作用させた信号を用いるため、安定動作したものと考える。

図 3.15 に ANR を -20dB としたときのシミュレーション結果を示す。シミュレーション結果より、経路変動後に Akhtar らによる手法は発散している。また、PISSCF についても騒音が低減していないことが確認される。これは、PISSCF では外乱にロバストな適応フィルタを用いることにより2次経路の逆伝達関数の推定精度を改善するものであるが、補助雑音の電力が小さすぎると2次経路逆伝達関数の推定精度が著しく劣化することが原因と考えられる。提案手法は、補助雑音の電力が小さい環境においても騒音を低減することが可能であることが確認された。

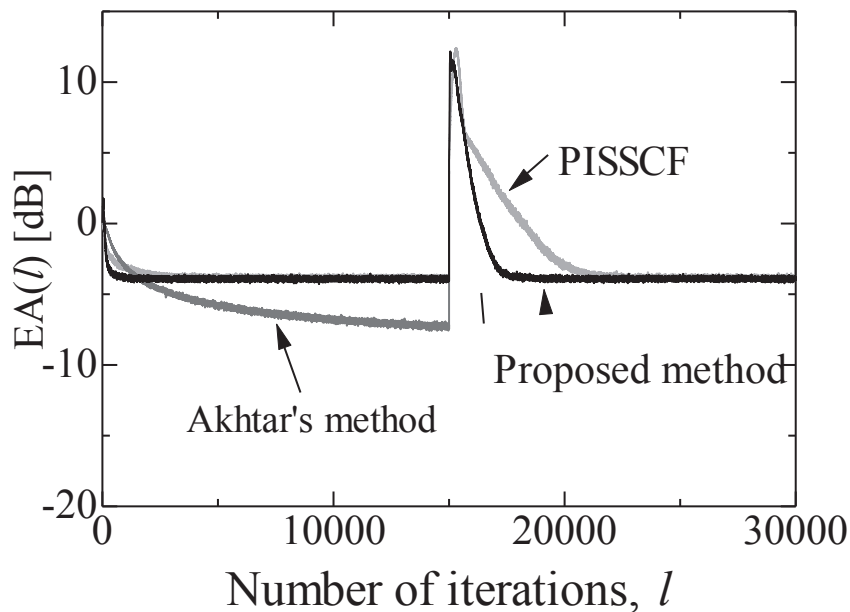


図 3.14 シミュレーション結果(ANR=0dB)

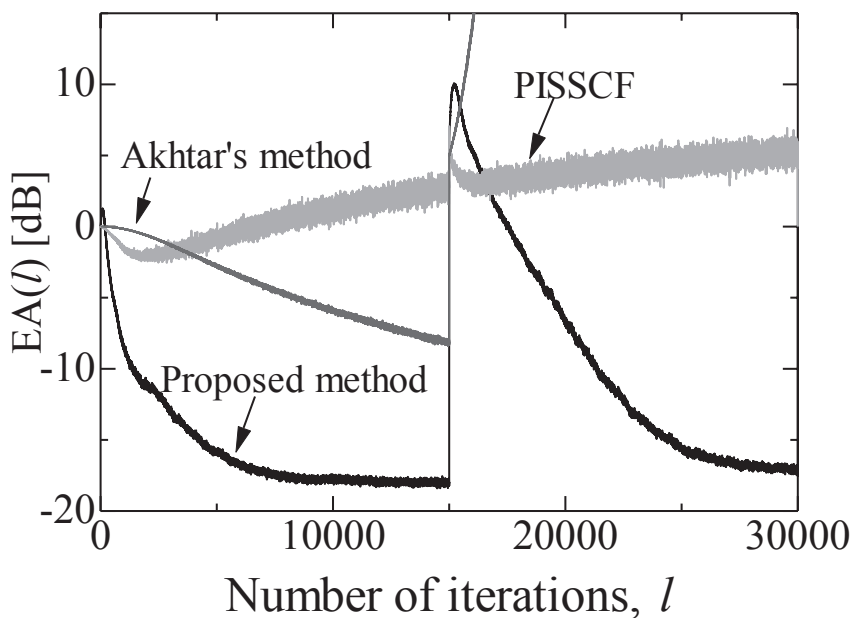


図 3.15 シミュレーション結果(ANR=-20dB)

3.4.5 演算量の比較

提案 ANC システムにおける演算回数を従来手法と比較する。表 3.2 に提案手法、従来法である SSCF 適応アルゴリズムを用いた Pre-inverse 型 ANC (PISSCF) [15]並びに Akhtar らが提案した ANC[12]の 1 サンプルあたりの加算、乗算、除算回数を示す。ここで各演算量の算出に、表 3.1 に示す各設定値を用いている。提案手法は、Akhtar らによる手法と比較して、経路変動に追従しているにもかかわらず、加算、乗算回数の増加は約 38%程度に抑えられている。また、提案手法と PISSCF を比較すると、騒音抑圧性能は改善しているにもかかわらず、加算、乗算回数は約 12%程度低下している。シミュレーション結果及び演算量の比較により、本手法の有効性が確認される。

表 3.2 1 サンプルあたりの演算回数

	Akhtar らによる手法	PISSCF	提案手法
加算回数	764	1204	1053
乗算回数	757	1195	1046
除算回数	1	3	3

3.5 実装実験

3.5.1 実装条件

本提案手法の有効性を確認するため、DSP (Digital Signal Processor)による実装実験を行った。図 3.16 に本実験の実装システムの機器の配置を示す。また、図 3.17 は本実験の装置である。騒音の発生並びに制御には表 3.3 に示す装置を用いた。また、標本化周波数は 1kHz とした。実装システムによる検証では騒音検出マイクロホンの出力の代わりに騒音発生用スピーカに加える電力信号を用いる。理由として、ハウリングさえ発生しなければ本システムは有効に動作し、制御系に帰還系を入れずとも動作の検証には影響を与えないためである。各適応フィルタの設定値を表 3.4 に示す。また、ANR を $-20.2[\text{dB}]$ とした。

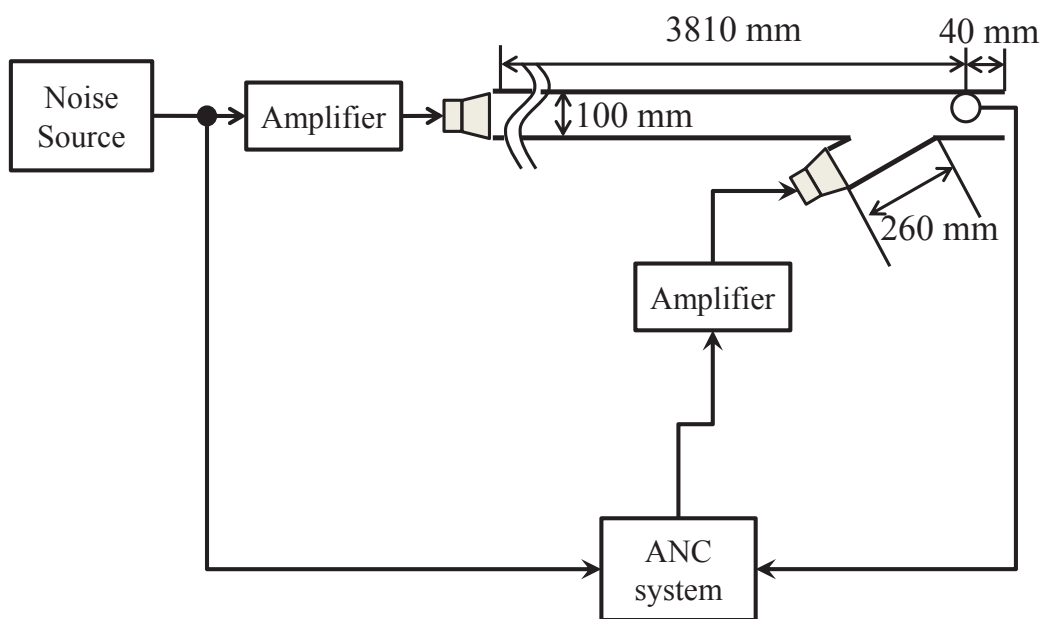


図 3.16 実装システム構成

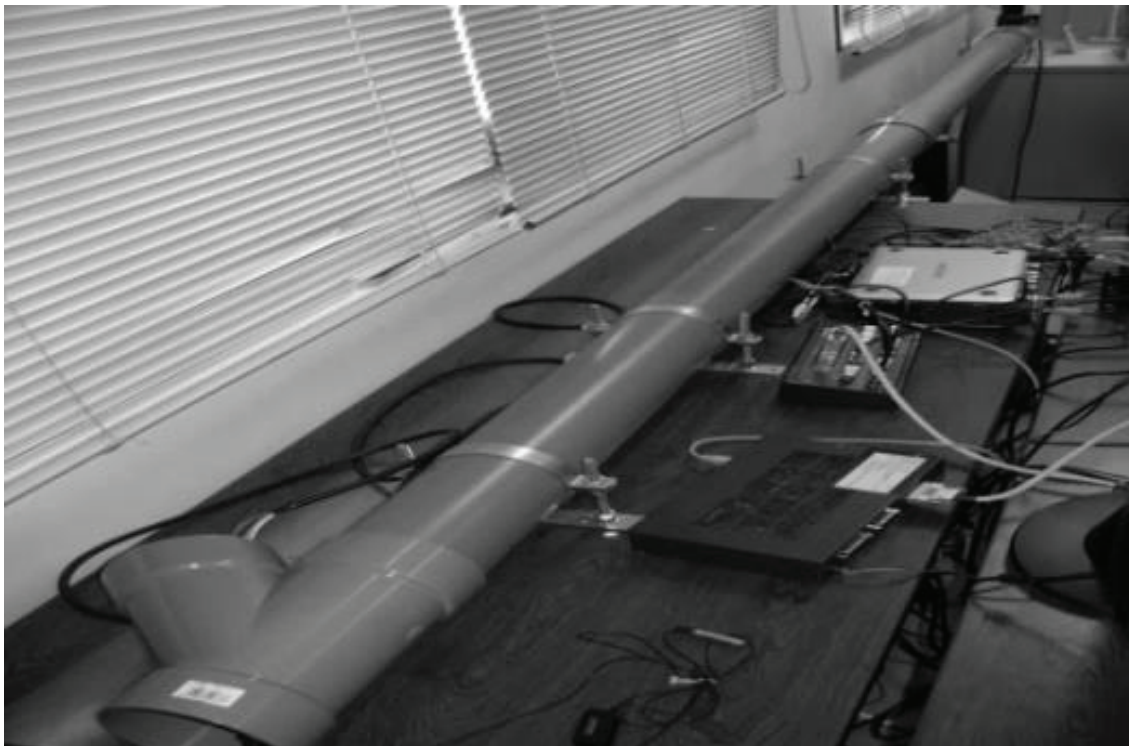


図 3.17 実験風景

表 3.3 実装システムで使用した機器

	社名	製品
DSP	エムティティ	s-BOX(k55073-00) (TMS320 6713DK)
Microphone	Audio Technica	AT9903
Power Amplifier	YAMAHA	P1000S
Speaker	FOSTEX	FF85WK

表 3.4 実装実験設定値

$\hat{H}_c(z)$ のタップ数	150
$\hat{H}_c(z)$ のステップサイズ	0.006
$\hat{H}_s(z)$ のタップ数	150
$\hat{H}_s(z)$ のステップサイズ	0.03
$\hat{H}'_s(z)$ のタップ数	150
$\hat{H}'_s(z)$ のステップサイズ	0.03
遅延 M	11

3.5.2 実装結果

図 3.18 に実装実験の結果を示す。ここで、システム起動後 90 秒のときに 2 次スピーカの出力に -1 を乗じることにより経路変動させる。これにより 2 次経路は $H_S(z)$ から $-H_S(z)$ となる。消音効果を確認するため、システム起動後 10 秒間と、システム終了より前の 10 秒間 (180 秒から 190 秒) は補助雑音を停止している。シミュレーション実験では性能評価のため、騒音打消し精度 $EA(l)$ を用いたが、 $EA(l)$ を求めるために使用する信号 $p(n)$ は実装状態において観測不可能な信号であるため、消音効果の評価として次式で示す平均出力電力 $P_Y(l)$ とパワースペクトルを用いる。

$$P_Y(l) = \frac{1}{L} \sum_{n=(l-1)L}^{lL-1} y^2(n-l) \quad (3.33)$$

ここで、 L を 1,280 としている。実装結果より、提案手法はシミュレーション実験結果と同様に安定して消音効果が得られており、経路変動に対してもシステムが発散することがなく追従していることが確認できる。また、補助雑音停止前 (180 秒前) と停止後 (180 秒～190 秒) を比較しても、補助雑音の電力が十分小さい場合に本システムが動作していることが確認できる。

図 3.19 にシステム起動後 170 秒のときの騒音低減結果のパワースペクトルを示す。パワースペクトルには補助雑音成分も含んでいる。提案手法は、ほぼ全帯域で 5～10dB の消音効果があることが確認できる。

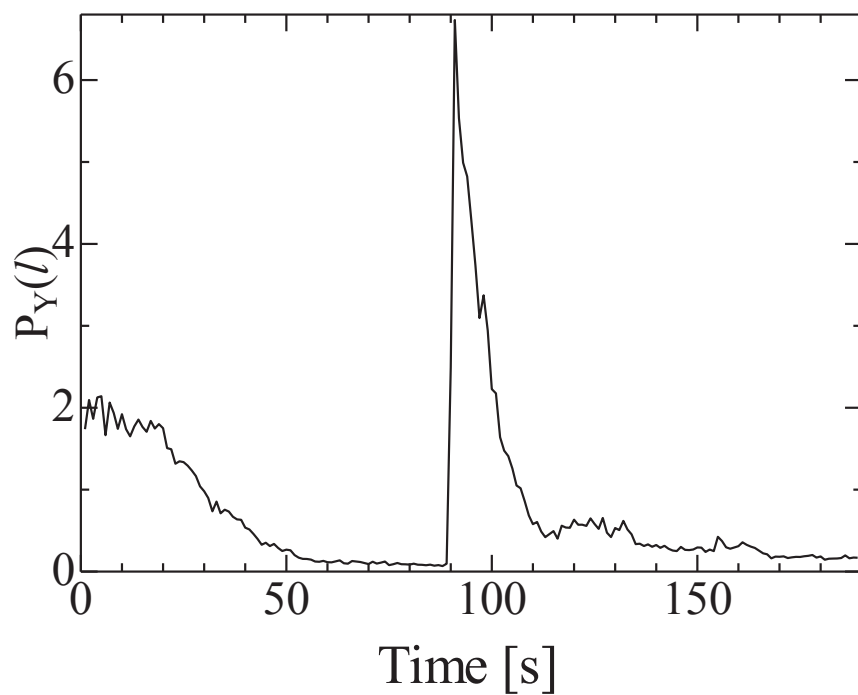


図 3.18 消音効果

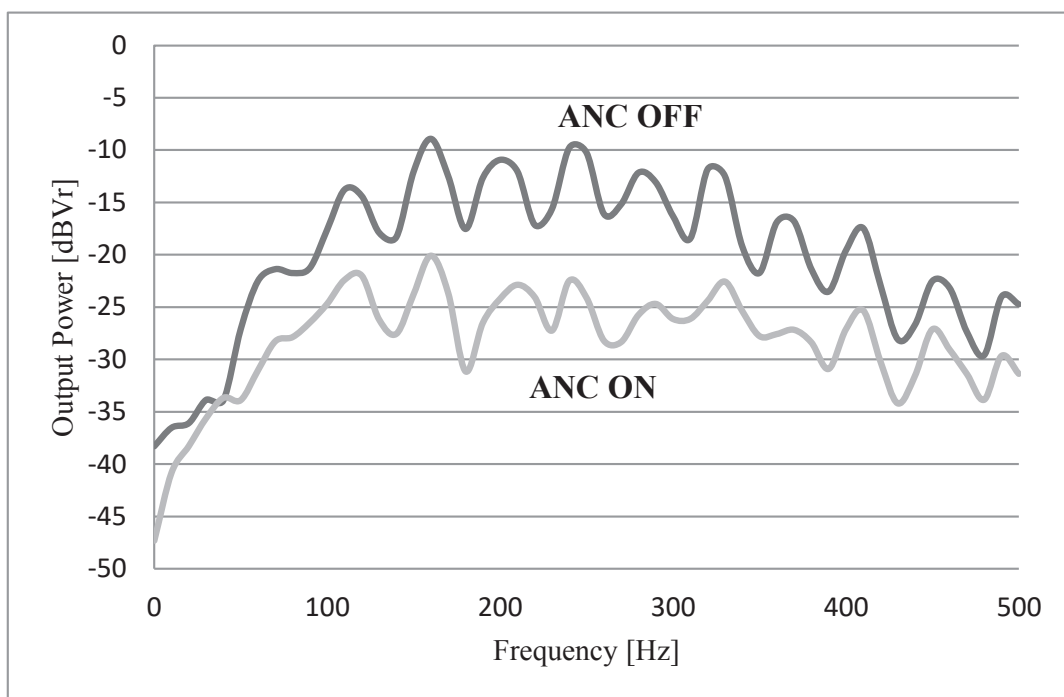


図 3.19 消音効果 (パワースペクトル)

3.6 結言

本章では, 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 システムを提案した. 提案手法は従来法で課題となっていた2次経路の逆伝達関数を推定する際の適応フィルタの更新アルゴリズムで求める評価関数の勾配に外乱成分が含まれることにより発生するバイアス誤差の影響を削減することが可能である. バイアス誤差を削減することで2次経路の推定に使用する補助雑音の電力を削減することができ, その結果システム全体の推定精度が向上する. シミュレーション実験では実環境から取得した1次経路と2次経路の伝達関数を用い従来法との比較を行い提案手法の有用性が確認された. また, 実装実験を行い提案手法が実環境下で問題なく動作を確認することで, 提案手法の有効性を示した. 今後の課題として, パワースケジューリングや可変ステップサイズの導入があげられる.

第4章

結論

ANC システムは騒音に対し、同振幅で逆位相の疑似騒音を発生させることにより騒音を打ち消す技術である。従来、ANC システムでよく用いられている Filtered-x アルゴリズムは2次経路の伝達関数を事前に推定し、その特性を有するフィルタに騒音を通過させた信号を制御フィルタである適応フィルタのタップ入力として用いる。しかし、2次経路の伝達関数が増加することにより、モデル化誤差が発生しANCシステムの制御性能の劣化や安定性に大きな影響を与える。補助雑音注入法にてモデル化誤差の問題は解決されるが、追従が遅い場合や経路変動が大きい場合はシステムが発散してしまう。このような問題を解決する目的として Filtered-x アルゴリズムを使用しない ANC システムとして Pre-inverse 型 ANC システムが提案されている。Pre-inverse 型 ANC システムは2次経路の逆伝達関数を推定し、その推定した結果を2次経路の前段にフィルタとして配置し、2次経路の制御を行うものである。これにより制御フィルタの適応アルゴリズムに用いる入力信号を Filtered-x アルゴリズムでは2次経路の伝達関数を有するフィルタを設置したが、Pre-inverse 型 ANC システムでは定遅延を作用させた信号を用いることが可能となり、不安定性を解消する。しかし、Pre-inverse 型 ANC システムでは2次経路を推定する適応フィルタの更新アルゴリズムの演算結果にバイアス誤差が発生し、推定精度が劣化してしまう問題があ

る。推定精度を向上させるためには用いる補助雑音の電力を大きくする必要があり、この補助雑音がシステムの騒音打消し性能の劣化を引き起こしてしまう。

本論文は、このような技術的背景のもとに、2次経路の推定に用いる補助雑音を削減すること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] 補助雑音を使用しない Pre-inverse 型 ANC システムに関する研究では以下の研究成果を得た。

- ・ 2次経路逆伝達関数の推定に適応指数フィルタを用い、2次経路伝達関数の最小位相部と最大位相部を分離して推定し、それぞれの逆伝達関数を求めることで補助雑音を使用しない構成となる Pre-inverse 型 ANC システムを提案した。
- ・ シミュレーション実験を行い従来型の ANC システムである Filtered-x アルゴリズムと比較して推定精度及び経路変動に対する追従性能の向上を確認し有効性を示した。

[2] 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 システムに関する研究では以下の研究成果を得た。

- ・ 2次経路逆伝達関数の推定を、補助フィルタを用いて推定することによりバイアス誤差が理論上発生しないシステム構成となる Pre-inverse 型 ANC システムを提案した。
- ・ シミュレーション実験にてパワースケジューリングを用いる Filtered-x アルゴリズムと従来法である SSCF 適応アルゴリズムを用いる Pre-inverse 型 ANC システムと比較し消音性能と経路変動に対する追従性能の改善を確認し有効性を示した。
- ・ 実装実験を行い、実環境下で問題なく動作することを確認することで、提案手法の有効性を示した。

今後に残された課題を要約すると次のようになる.

- (a) パワースケジューリングや可変ステップサイズを導入することによる更なる消音性能の向上の検討
- (b) 本論文では排気ダクトから発生する騒音への削減に限定したが, 一般的な空間への ANC システム適用の検討

謝辞

本研究は、大学院工学研究科情報エレクトロニクス専攻 伊藤良生 教授のご指導のもとに遂行されたものである。本稿を終えるにあたり、終始、熱心なご指導を賜った同教授に心より感謝申し上げます。

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 岸田悟 教授，近藤克哉 教授，並びに 笹岡直人 准教授に深く感謝申し上げます。

本研究の遂行に際して、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 教員各位に心より感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり、ご協力いただきまし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の卒業生であります田中勇作 氏，中村航太 氏，乗松雄太 氏，戸成直正 氏，並びに現役学生であります皆木亮祐 氏，岡野圭佑 氏に心から感謝申し上げます。

社会人として博士課程に進学することをご理解いただき，在学中もサポートいただきました日本セラミック株式会社モジュール事業部の社員一同に心から感謝申し上げます。

最後に私事ながら，博士後期課程を終える現在に至るまで生活面における様々な援助や励ましを頂いた，両親，祖父母，叔父叔母，並びに親戚一同に対し，心より感謝致します。

2017年1月

参考文献

- [1] SUUMO 近隣トラブルに関する調査 2015年7月31日～2015年8月3日 <http://suumo.jp/journal/2015/09/16/97532/>.
- [2] 東京都足立区 “憩いの場所，公園を守る北鹿浜公園での「高周波音発生装置」の試験設置” 広報シリーズ現場 2012年6月10号.
- [3] S. ヘイキン， 適応フィルタ入門， 現代工学社， 1987.
- [4] 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.
- [5] S. M. Kuo, D. R. Morgan, Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations, John Wiley & Sons, New York, 1996.
- [6] B. Widrow, D. Shur and S. Shaffer, “On adaptive inverse control,” Proc. 15th Asilomar Conferecen on Circuits, Systems and Computers, pp.185-189, Nov. 1981.
- [7] 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.
- [8] S. J. Elliot, Signal Processing for Active Control, Academic Press, U.K., 2001.

- [9] 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.
- [10] L. J. Ericsson and M. C. Allie, "Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive attenuation system," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 85, no 2, pp. 797-802, Feb. 1989.
- [11] 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.
- [12] M.T. Akhtar, M. Abe and M. Kawamata, "A new variable step size LMS algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems," *IEEE Trans. Audio, Speech, and Language Process.*, vol.14, no.2, pp.720-726, Mar. 2006.
- [13] A. Carini and S. Malatini, "Optimal variable step-size NLMS algorithms with auxiliary noise power scheduling for feedforward active noise control," *IEEE Trans. Audio, Speech Lang. Process.*, vol. 16, no.8, pp. 1383-1395, Nov. 2008.
- [14] S. Ahmed, M. T. Akhtar, Xi Zhang, "Robust auxiliary-noise-power scheduling in active noise control systems with online path modeling," *IEEE Trans Audio., Speech Lang. Process.*, vol. 21, no.4, pp. 749-761, Apr. 2013.
- [15] Y. Tanaka, N. Sasaoka, Y. Itoh and M. Kobayashi, "Active noise control with bias free pre-inverse adaptive system," *Proc. 2012 IEEE ISCAS 2012*, pp.3222-3225, May 2012.

- [16] 小林正樹, 赤川智宏, 伊藤良生, “全域通過フィルタを用いた適応ノッチフィルタのアルゴリズムと収束性,” 信学論(A), vol. J82-A, no. 3, pp. 325-332, Mar. 1999.
- [17] G.A. Clark, S.K. Mitra and S.R. Parker, “Block Implementation of Adaptive Digital Filters,” IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol.29, No.3, pp.744–752, Jun. 1981.
- [18] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, 1996.
- [19] 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次経路逆伝達を用いる Pre-inverse 型 ANC システム," Journal of Signal Processing, Vol. 21 (2017) , No.1, pp.25 - 35.
- [20] Kazushi Otsuki, Naoto Sasaoka, Ryouzuke Minagi, Yoshio Itoh, “Pre-inverse Active Noise Control System with Auxiliary Filter,” The 31st International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2016), pp. 831 – 834, July 2016.
- [21] Kazushi Otsuki, Naoto Sasaoka, Kota Nakamura, Yoshio Itoh, Masaki Kobayashi, "A Pre-inverse ANC System without Auxiliary Noise," 2013 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2013), pp.271 - 274, Sep. 2013.

研究業績

1. 学術雑誌発表論文

著者・論文題目・発表機関		本文
[1]	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次経路逆伝達を用いる Pre-inverse 型 ANC システム," Journal of Signal Processing, Vol. 21 (2017), No.1, pp.25 - 35.	第3章

2. 国際会議発表論文

著者・論文題目・発表機関		本文
[1]	<u>Kazushi Otsuki</u> , Naoto Sasaoka, Kota Nakamura, Yoshio Itoh, Masaki Kobayashi, "A Pre-inverse ANC System without Auxiliary Noise," 2013 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2013), pp.271 - 274, Sep. 2013.	第2章
[2]	<u>Kazushi Otsuki</u> , Naoto Sasaoka, Ryousuke Minagi, Yoshio Itoh, "Pre-inverse Active Noise Control System with Auxiliary Filter," The 31st International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2016), pp. 831 – 834, July 2016.	第3章