

アクティブ音響シールドディングに関する
基礎研究

Basic Study on Active Acoustic Shielding

2015年1月

村尾達也

MURAO Tatsuya

目次

目次	i
主な記号	v
1 序論	1
1.1 緒言	1
1.2 アクティブ音響シールドディング (AAS) の基本コンセプトと課題	4
1.2.1 基本コンセプト	4
1.2.2 課題	6
1.3 本論文の目的と概要	7
2 AASの減音量予測シミュレーション	10
2.1 緒言	10
2.2 音波の基礎式	10
2.2.1 球面波の基礎式	11
2.2.2 点音源の伝搬	11
2.3 音波の重ね合わせの計算式	12
2.4 減音量計算のシミュレーション	15
2.4.1 シミュレーション概要	15
2.4.2 結果 (正面入射音源)	16
2.4.3 結果 (斜め入射音源)	18
2.5 結言	21
3 AAS基礎モデル (Type1) 実験	22
3.1 緒言	22
3.2 コンセプト	22
3.3 AASセルとAASユニット (Type1) 製作	23
3.3.1 AASセルの製作	23
3.3.2 AASユニットの製作	24
3.4 制御方法	25
3.5 実験方法	26

3.5.1	実験装置概要	26
3.5.2	測定方法	27
3.6	実験結果 Case 1 (正面入射音源)	29
3.6.1	各フィルタ係数 (H11~ H44)	29
3.6.2	各制御点と定点での減音効果	30
3.6.3	減音分布 (一次音源, 正面 500[mm] 位置)	32
3.7	実験結果 Case 2 (斜め入射音源)	39
3.8	実験結果 Case 3 (複数音源)	46
3.8.1	各制御点と定点での減音効果	46
3.8.2	減音分布 (正面 500[mm], 斜め 30[deg])	51
3.9	実験結果 Case 4 (移動音源)	55
3.9.1	試験方法	55
3.9.2	移動時の定点での音圧レベル	55
3.10	実験結果 (反射音のある場合)	58
3.10.1	試験方法	58
3.10.2	制御点と定点での減音効果	58
3.10.3	減音分布	61
3.11	結言	65
4	AASの低周波帯域における減音性能改善	66
4.1	緒言	66
4.2	スピーカ変更型 AAS(Type1') 試験	68
4.3	試験方法	68
4.3.1	試験装置製作	68
4.3.2	制御方法	69
4.3.3	測定方法	69
4.4	試験結果	70
4.5	考察	70
4.6	高・低周波帯域複合型 AAS(Type2) の概要	72
4.6.1	高周波用 AAS ユニット (Type H)	72
4.6.2	低周波用 AAS ユニット (Type L)	73
4.7	低周波帯域用 AAS ユニット (TypeL) 試験	73
4.7.1	低周波用 AAS セル製作	73
4.7.2	制御方法	74
4.7.3	測定方法	74
4.7.4	試験結果	75

4.8	複合型 AAS (Type2) 実験	77
4.9	実験方法	77
4.9.1	AAS Type 2 装置概要	77
4.9.2	制御方法	78
4.9.3	測定方法	79
4.10	試験結果	80
4.10.1	各フィルタ係数	80
4.10.2	制御点と定点での減音効果	80
4.10.3	減音分布	80
4.11	考察	100
4.12	結言	101
5	AAS 大規模化における制御方法の改善	102
5.1	緒言	102
5.2	分散制御を用いた ANC 手法 ($M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズム)	103
5.3	実験 ($6[(1-1)-3']$ Filtered-X-LMS アルゴリズム)	105
5.3.1	実験装置製作	105
5.3.2	実験方法と測定方法	105
5.3.3	実験結果	106
5.4	減音量数値シミュレーション	111
5.4.1	基礎モデル (Multiple Filtered-X LMS モデル)	111
5.4.2	計算結果と実験結果の比較	112
5.5	結言	115
6	総括	117
	謝辞	120
	参考文献	121
	関連報告	126
A	基礎制御手法	128
A.1	適応フィルタの原理	128
A.2	適応フィルタのアルゴリズム	132
A.3	能動騒音制御 (ANC) の基本構成	135

B	MATLABによる計算プログラム	137
B.1	AAS 減音量シミュレーション	137
B.1.1	simulation.m	137
B.2	$M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズム	140
B.2.1	hakoPP6ch.m	140
B.2.2	CoefRead.m	143
B.2.3	CidentificationPPreC.m	145
B.2.4	Chatremover.m	146
B.2.5	FigMonitorC2.m	147
B.2.6	dousakakuninES.m	149
B.2.7	FigmonitorError.m	154
B.2.8	FigMonitorH.m	155
B.2.9	FastFTLch.m	156

主な記号

$\hat{C}(\omega)$ 疑似誤差経路の伝達関数

\hat{c}_{kl} 疑似誤差経路フィルタ係数

λ 波長 [m]

\mathbf{H} 制御フィルタ伝達関数 (行列)

ω 角周波数 [rad/sec]

ϕ_+ 進行波の位相 [rad]

ρ 空気の密度 [kg/m³]

θ 入射角度 [deg]

$AAT(\omega; x, y, z)$ 減音量 [dB]

c 音速

$C_{kl}(\omega)$ 誤差経路伝達関数

$d(n)$ 制御対象信号

$e(n)$ 誤差信号

$H(\omega)$ 制御フィルタ伝達関数

i 虚数単位

K 制御スピーカ数

k 波数

k_x x方向の波数

k_y y方向の波数

k_z	z 方向の波数
M	総 AAS セル数
p	音圧
p_+	進行波の振幅
$P_{p_0}(\omega)$	入射波振幅
Q_s	点音源の強さ [m^2/s]
r_{jkl}	濾波信号 (filtered reference signal)
r_{lm}	AAS セル lm から受音点までの距離
w	AAS セル配置間隔 [m]
$y(n)$	出力信号
d	制御面から制御点までの距離 [m]

第1章

序論

1.1 緒言

騒音は我々の日常生活に非常に身近なものであり，自動車，鉄道，航空機等の交通騒音，発電プラント・工場等の工場騒音，建設工事による騒音から家庭電器製品などの多岐にわたり，静粛化のニーズが高まっている [1]-[6]. そのため，様々な音響制御技術により騒音低減の対策が実施されており，発生源対策，伝搬対策，受音側対策に分類されている [1]. まず，発生源の対策について自動車を例に挙げると，エンジン系騒音，タイヤと路面による騒音の対策が行われ [7]-[8]，さらに，電気自動車ではエンジン音がモータ音となり静粛性が改善されている [9]-[11]. しかしながら，音波の放出を完全に防ぐことは難しい.

そこで，発生源対策に加え，伝搬対策，受音側対策が必要であり重要となる [12]. 主な対策としては，遮音壁による遮音や吸音といった受動的騒音制御 (Passive Noise Control : PNC) が主流である [13],[14]. しかし，PNCは高い周波数の騒音に対しては効果的であるものの，一般に低い周波数の騒音を低減するには装置が大型化するなどの問題があった. そこで受動的な対策だけでは低減することが困難な騒音に対しては，近年，制御技術，電子技術の急速な進歩により，研究が大幅に発展した能動的騒音制御 (Active Noise Control : ANC) が用いられている. ANCとは逆位相の音で元の音をキャンセル消音する技術であり，音波干渉によって消音を実現している [15]. ANCの歴史は古く，米国では1936年にP.Luegにより特許が取得されている [16]. その後，1970年代までは，すべてアナログ電子技術でANCが実施されており，限界があり実用化に至っていない. 1970年代に入り，電子技術や制御技術が急速に進歩し始めた時期から研究開発も活発化し始め，フランス，イギリスでは，ダクトについての研究が行われている [17]-[20]. 1980年初めには，船舶用エンジンの排気低周波音や，ガスタービンのプラントの排気低周波対策に適応されている [21],[22]. ANCに関する研究開発が最も活発に行われたのが1980年代後半から1990年代前半であり，ANCの実用化が進んだ. その要因として，デジタル信号処理の技術，適応制御技術が急速に進歩し，さらにDSP (Digital Signal Processor) の飛躍的な発展により，音響領域の周波数帯域におけるリアルタイム信号処理が可能となったことが挙げられる. その後，様々な制御アルゴリズム，信号処理手法が発案され，その

中でも、Filtered-X-LMS アルゴリズム [23] は現在でも広く使用されており、本研究でも制御手法の基礎として利用している。その結果、ANC ののメリット・デメリットや限界も明確になってきており、すでに種々の分野での実用化、商品化が実現され、PNC と同様に、騒音対策の一つの手段として定着している。

また実用化・商品化された例としては、空調用ダクトやエンジンの排気ダクトなど一次元ダクトの消音、自動車の車内や航空機の機内音などを対象とした室内の消音、ヘッドホンの閉空間の消音、遮音壁における回折音の消音など挙げられ、その他にも広く研究開発が進んでいる [34]-[38]。

上記の ANC の歴史をたどると、実用化・商品化されている装置は、ダクトのような一次元的な取扱い可能なダクトやこもり音のような定在波の起る閉空間を対象とする場合が圧倒的に多い。その理由としては、ANC の基本原理が関係している。ANC を波の重ね合わせで説明すると、ホイヘンスの原理により、一次音源 (primary source) の周りに形成される音場と全く同一の音場を、一次音源を取り囲む閉じた面状に分布した二次音源 (secondary source) によって形成することが可能であり、二次音源の位相を反転させた場合、二次音源で囲まれた空間において、一次音源の音場を完全にキャンセルすることが可能である [15]。対象領域が三次元の場合、境界が面となり、無数の二次音源が必要となってしまう。そのため、実際には対象音の波長に比べて十分に短い間隔で二次音源を並べる必要があり、波長の長い低周波音では粗い間隔で可能であるため実現しやすい。さらにダクトでは、断面寸法が対象音の半波長より短い場合、平面波のみが伝播するため、一次元的な取扱いが可能であり、一つのスピーカでの消音が可能となり、ANC が多く使われる要因となっている。

上記の理由より空間 (三次元) の音を制御をする場合、大きな空間を制御するには多数のスピーカと多チャンネル制御が必要となり、システムは複雑・大規模となり、コストの増加も含め、実用化・商品化が困難となる。そこで、分散制御の考え方を ANC に取り入れ、音場境界を制御する方法の研究・開発が行われている。分散制御による ANC とは、1 個の検出マイクロホンまたは誤差マイクロホンと 1 個の制御スピーカを 1 つの制御セルとして製作し、音場境界に並べるだけで、広い空間を制御する手法である。なお各制御セルは、独立した小規模なコントローラを持ち、各々が同様な制御方法により独立に制御され、一つの目的を達成する。この分散制御手法を用いた ANC の例を以下に挙げる。1 つは、アクティブ吸音壁 (Active Acoustic Treatment:AAT) が挙げられる。AAT は制御セルを壁面に並べ、各セル表面の音響インピーダンスを制御することで、壁面全体反射・吸音率を変化させる [39],[40]。次に、アクティブ遮音壁 (Active Sound Insulation:ASI) が挙げられる。ASI は各制御セルが二重壁の構造を持ち、二重壁内部の空間を制御することで、音波による透過側の壁の加振を防ぎ、音波の透過を低減する壁となる [41]-[43]。そして、アクティブ音響ソフトエッジ (ASE : Active Soft Edge) 付き遮音壁では、遮音壁の上部先端に制御

セルを取り付け並べ、音圧を制御することで、回折音を低減する技術となっている[44]-[48]。上記3つの例は、壁や塀自体のPNCによる防音・遮音効果に加え、アクチュエータを制御するANCにより、反射・吸音・防音効果を壁表面・内部や遮音壁の淵のような境界面に付加している。結果、高周波はPNC、低周波はANCで低減し、かつ広い空間を静音化できる方法となっている。

上記と同様に、広い空間を対象とする場合として、窓のような開口部から入る音波に対応できないかとの要望がある。例えば、家屋の窓を開く場合、車道の自動車による音波が窓から入るので、騒音を低減するには窓を閉める必要がある。また、工場などで排気・吸気のため開けておく必要のある場所からは音が漏れてしまう。そのため現状では、静粛性と窓を開けるまたは開口部を残す選択肢とは両立が困難である。この場合、上記の分散制御を使用したANC対策の例と条件が大きく異なる点として、開口部を直接通り抜ける音波が存在し、PNCによる遮音ができないことが挙げられる。そのため、ANCによる対策しか使用できず、さらには、高周波の音波にもANCで対応する必要がある。

そこで本研究では、分散制御によるANCを使用し、開口部から入射してくる音波を消音するアクティブ音響シールドイング（Active Acoustic Shielding : AAS）を提案する。AASのコンセプトは、検出マイクロホンと制御スピーカを近接して一体化した制御セルを、空間の境界面に格子状に並べ、騒音の音波がセルに到達したと同時に同振幅・逆位相の音波を発生することで、あらゆる形状の音波を再現することができ、制御平面後方の広い空間を静音化することが可能となる。用途としては風は通すが音を通さない窓、工事中防音シートの強化、防音カーテンなど広い応用が期待できる。

1.2 アクティブ音響シールドイング (AAS) の基本コンセプトと課題

本節ではアクティブ音響シールドイング (Active Acoustic Shielding:AAS) についての基本コンセプトと課題について述べる.

1.2.1 基本コンセプト

次の Fig.1.1 にコンセプト概要図を示す. AAS の基本コンセプトは, ホイヘンス

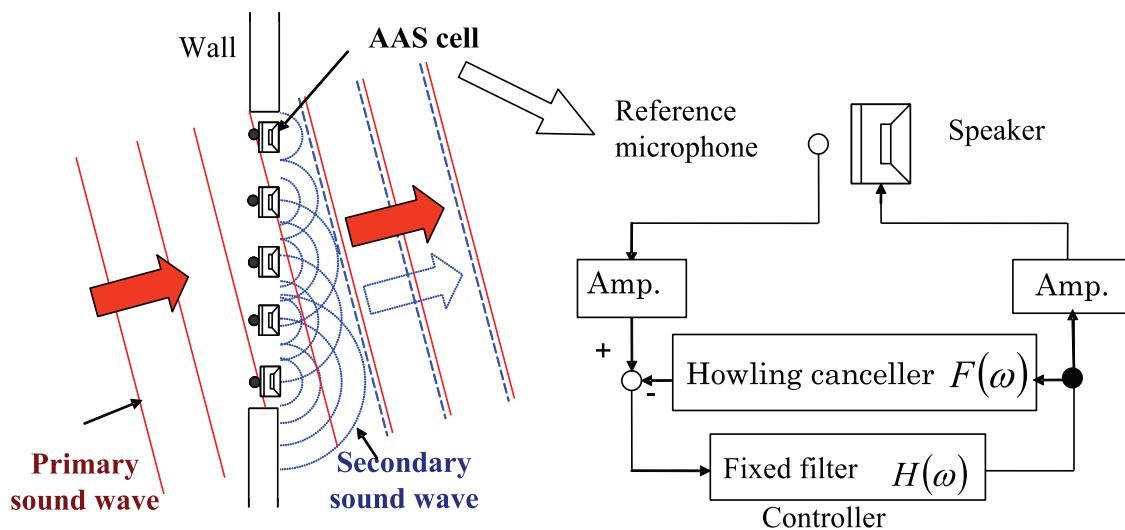


Fig. 1.1 : Concept of active acoustic shielding

の原理に基づいた手法を使用している. ホイヘンスの原理によると, 伝搬する音波について, 次の瞬間における波面は, 現在の波面上に存在する無数の点から球面波が出ると仮定して, その球面波の重ね合わせで表すことができる. そこで, 実際に球面波を発生する音源を無数に配置すれば, 音波の重ね合わせにより, 様々な音波波面を生成することができる. この手法を窓のような開口部の境界面に適応する場合, Fig.1.1 のように, 境界面に二次音源を配置する. そして, 各音源が制御音波を発生することで, ホイヘンスの原理より, 騒音の音波と同じ波面かつ同振幅・逆位相の音波を生成され, 騒音の音波は打ち消され, 境界面後方が静音化される. 上記手法を実現するために, 二次音源 (制御音源) について, Fig.1.1 に示す制御セルのように, 以下の3つの条件を満たす必要がある. まず, 検出マイクロホンと制御スピーカをほぼ同一位置に配置すること (colocation). 次に, 制御セルの配置間隔 w は

騒音となる音波の波長 λ より十分に小さくすること。そして、システムの簡略化のため各制御セルの音源は独立に制御することが望ましい。以上の手法により、AASは制御面後方での広範囲の減音が可能であるとともに、音源が移動する場合や、複数の音源による騒音のように、複雑な波面にも対応可能であると考えられ、交通騒音等にも有効であると推測される。

また、本論文では制御方法にFiltered-X-LMSアルゴリズムを使用する。Filtered-X-LMSアルゴリズムは、フィードフォワード型アルゴリズムの一つであり、最急降下法 (method of steepest descent) を基としたLMS (least mean square) アルゴリズムをANC用に適応したアルゴリズムである。緒言で述べたように、多くのANCに使用されている [15]。簡単なフィードフォワード制御を例に挙げると、検出マイクロホン信号に、適切な制御フィルタを通した信号を制御スピーカから励起することで、制御点の信号を小さくする。この場合、適切な制御フィルタを得るために、検出マイクロホン信号の他に、制御点における信号を利用しており、誤差信号と呼び、誤差マイクロホンとして設置し、制御フィルタを適応同定する。詳しい内容は付録Aに記す。

また、多チャンネル制御の場合、Multiple-Filtered-X-LMSアルゴリズムと呼び、使用する検出マイクロホンの数 J 、制御スピーカの数 K 、そして誤差マイクロホンの数 L とすると、 J - K - L Filtered-X-LMSアルゴリズムと記す [49]。この場合、制御フィルタは $J \times K$ 個を使用し、各制御フィルタを適応同定するために、あらかじめ同定しておく二次経路の伝達特性 (制御スピーカから誤差マイクロホンの経路) が $K \times L$ 個使用することを示す。本論文では新たに、4(1-1)-4型とその発展型である $M[(1-1)-L']$ 型のFiltered-X-LMSアルゴリズムを提案しその有効性を検証している。ここで、4(1-1)-4については、4-4-4の制御を基礎としており、制御フィルタのクロストークフィルタ部分を使用しないで制御することを示す。「(1-1)」は1つの制御セルを示し、検出マイクロホンと制御スピーカを1つ持つことを意味する。また最終的には「4(1-1)」となり4つの制御セルで各々が独立に制御されることを示す。 $M[(1-1)-L']$ については、まず、「 $M[]$ 」部分は、制御セルを M 個使うことを示し、括弧の中身はセル単位での制御方法を示す。次に「(1-1)- L' 」部分は $J-K-L$ Filtered-X-LMSと同様な書き方をしており、1-1- L の制御をすることを示す。また「(1-1)」は最終的に検出マイクロホン1個と制御スピーカ1個を持つセルを独立に稼働することを示し、最終的に誤差マイクロホンを使用しないことを意味する。さらに、「 L' 」は、仕様する誤差マイクロホンの数 L 個を示し、「 $'$ 」については、各セルが近傍の誤差マイクロホンを使用しており、他セルの仕様する誤差マイクロホンとの重複があることを示す。そして、すべてセルが同時に1-1- L の制御を行い、各制御フィルタが適応同定することを示す。

1.2.2 課題

前節の基本コンセプトより、実際にAASを実現させるには様々な課題が考えられ、その代表的なものを以下に述べる。

1. 検出マイクロホンと制御スピーカ位置による同一位置化と、実際の配置距離による影響について。
 - ・ 基本コンセプトでは同一位置に検出マイクロホンと制御スピーカを配置すると仮定しているが、実際の制御セルには大きさがあり、同一位置には配置できない。そのため、両者を可能な限り近づける場合、同一位置とする場合との距離差により、生成する音波の波面が騒音となる音波の波面とずれが生じ、減音効果が劣化が生じると考えられ、検証する必要がある。
 - ・ 騒音の音波が、検出された後、音速で制御スピーカを通り過ぎるまでに、制御音波の発生が間に合う必要があり、これを因果律を満たすと表現する。同一位置に配置する (colocation) 短い距離でも、因果律が成り立つ必要があり、コントローラの計算処理速度に依存すると考えられ、対策が必要となる。
2. 制御セルの配置間隔 w により決定・制限される、減音可能な波長帯域 λ (または対象周波数帯域 f) について。
 - ・ 高周波帯域の音波波面を生成するには、制御セル間隔 w をより短縮する必要があり、スピーカサイズによる配置の限界により、高周波性能が制限される。
 - ・ 低周波帯域はスピーカの発音性能により制限されるが、低周波を発生するにはスピーカサイズが大きくなり、配置間隔には限界があり、高周波帯域の性能を保ったままの低周波帯域の性能の改善が難しい。
3. 制御セルの数が増える場合 (窓面積の増加や配置間隔の短縮による)、多チャンネル制御によるシステムの複雑・大規模化について。
 - ・ 必要な制御セルの数が増えた場合、多チャンネル制御となりシステムが大規模化してしまう。そのため高性能のコントローラが必要となり、コストも増加し、実現が難しくなる。
 - ・ 単純にチャンネル数を増やした制御方法では、クロストーク成分の計算がチャンネル数の二乗になり、計算負荷が増える。
 - ・ そのため、何かしらの、簡素化した制御アルゴリズムが必要である。

1.3 本論文の目的と概要

前節の課題を念頭に置いたうえで、本論文では下記を目的とする。

1. アクティブ音響シールドディング (AAS) の実現性を明らかにし、開口部から侵入する音波に対する騒音低減の手法として、AAS の有用性を検証する。
2. 対象とする制御可能な周波数帯域の改善手法の提案とその検証を行う。
3. 窓面積増加におけるシステムの大規模化を防ぐ分散制御手法の提案とその検証を行う。

まず本章（第1章）では、本研究の背景とアクティブ音響シールドディングの基本コンセプトを述べ、AAS の課題を明確にし、本論文の目的を示す。次に第1ステップとして、第2章ではシミュレーションにより AAS の理論的な減音量と減音分布を計算・検証することで、AAS の実現性を確認する。自由音場を想定した空間に騒音の音場を置き、二次音源として点音源を配置し、指定した制御点で音圧が0となる伝達関数を点音源に与えることで、減音分布を計算・予測する。

次に第2ステップとして、第3章では小窓モデルを製作し、実験により各条件下での減音量と減音分布を測定することで、AAS の有用性を確認する。初めに、実験に使用する制御スピーカと検出マイクロホンを50[mm]に近接化したAASセルを製作する。セルを近接化するために制御スピーカを応答性の高い平板スピーカを用い、さらにサンプリング周波数を48[kHz]と高くすることでアンチエイリアシングフィルタの遅れを小さくする。また制御手法として、AAS のコンセプトを満たす4(1-1)-4 Filtered-X-LMS アルゴリズムを提案・使用し、4チャンネルの制御により小窓から侵入する騒音を低減する。上記の実験により減音効果・減音分布を確認し、さらに移動音源や複数音源の条件下での減音性能を検証する。

次に第3ステップとして、AAS の実用性を改善するために、周波数帯域の性能と窓面積を増加する制御手法について注目する。第4章では、AAS の低周波帯域の減音性能の改善手法を提案する。実用化の際に対象とする周波数帯域はより広範囲が望まれる。AAS では減音可能な高周波帯域の上限はAASセルの配置間隔に依存し、配置間隔が狭いほど高周波まで減音可能である。しかし低周波帯域の減音可能な周波数下限は、制御スピーカの発音性能に依存し、低周波を励起するにはスピーカの直径が大きくなる必要があり配置間隔の限界がある。そのため低周波下限減音性能と高周波上限減音性能がトレードオフになってしまう。そこで、新たに改善手法として、2種類のAASユニットで1つの窓を減音する手法を提案し、問題を解決する。具体的には、2つの異なる性能のスピーカとセル配置間隔で、2種類のAASを同時に独立に制御する方法を提案し、モデルを製作・実験を行う。

第5章では、AASの窓面積の増加により多チャンネル制御が必要な場合、システムが複雑・大規模化することを防ぐ制御手法を提案・実施する。AASを使用する窓面積が大きくなる場合、対象周波数における性能（配置間隔）を保つため、セル数を増やす必要がある。従来の方法では各制御フィルタを適応同定するために、 M チャンネルの2乗個の誤差経路伝達特性を同定しておく必要があり、システムが加速度的に大規模になってしまう。そこで、多チャンネル制御システムの大規模化を防ぐ制御手法として、分散制御の考えを使用した $M[(1-1)-L']$ FX-LMSアルゴリズムを提案し、実験とシミュレーションにより性能とその有用性を検証する。上記のアルゴリズムにより、適応同定時のチャンネル数が各々 L' チャンネルのみで可能となる。またシミュレーションにより、本手法と従来の制御手法、そして最も性能の良いと考えられる全チャンネル使用した手法とを比較し減音効果の劣化の有無を確認する。実験では二次元（平面）のみを対象としたモデルを製作し、本手法を検証し、有用性を確認する。最後に第6章では総括を述べる。

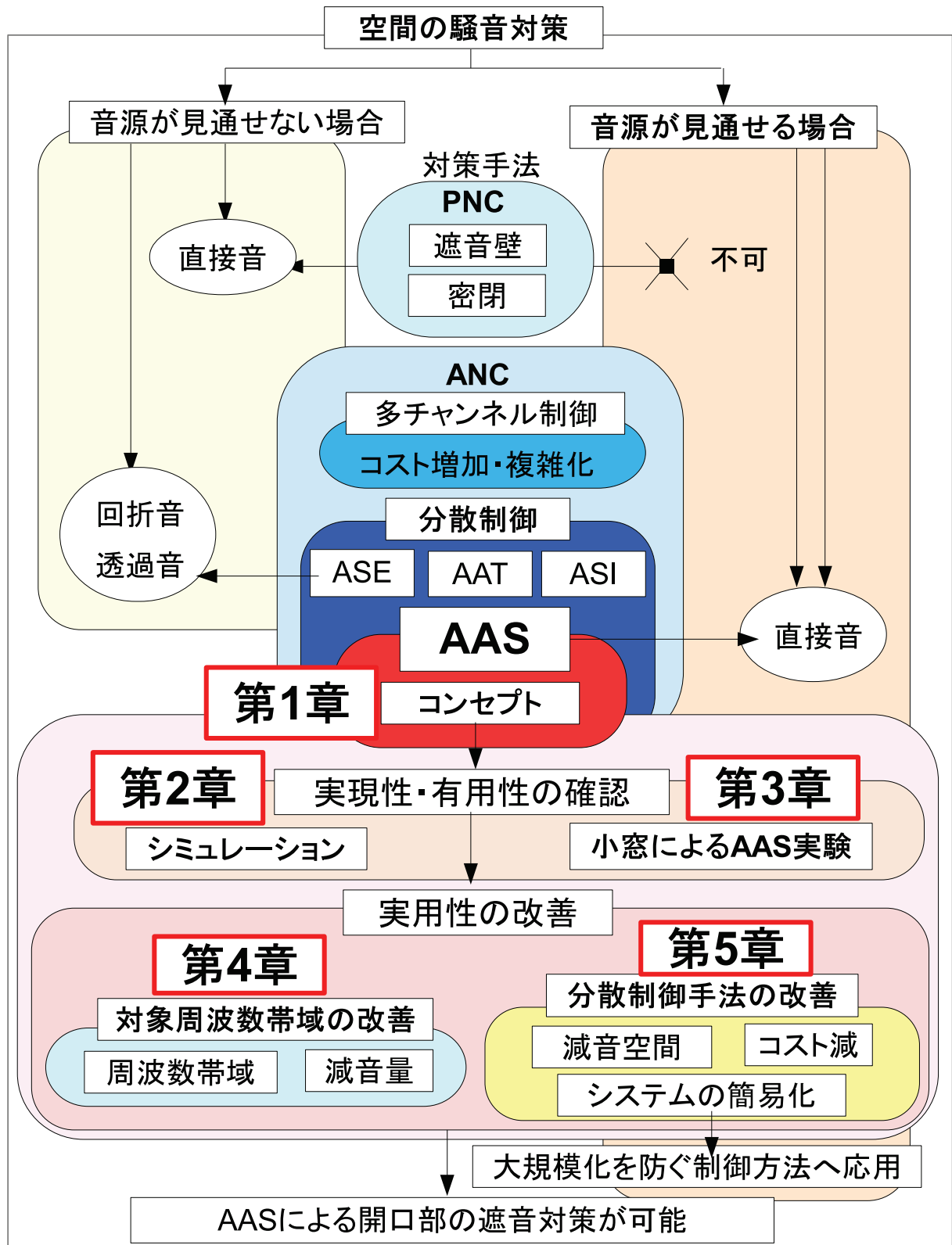


Fig. 1.2 : Flow of paper

第2章

AASの減音量予測シミュレーション

2.1 緒言

第1章で述べた，AAS (Active Acoustic Shielding) のコンセプトとして挙げたホイヘンスの原理の応用は，能動騒音制御 (Active Noise Control :ANC) の基本概念と同様に音波の重ね合わせを利用している．本来は，一次音源 (騒音音源) の存在する空間に，同振幅・逆位相の音波を発生する二次音源を無数に並べることで，囲った空間を静穏化する方法である．AASの場合，窓のように二つの空間の境界面に二次音源を並べ配置することにより，AAS境界面より後方空間の騒音を低減する．本章では音波の重ね合わせに基づき，AASのコンセプトの有効性を数値シミュレーションにより確かめることとする．まず，自由音場空間を想定した空間に一次音源として平面波を与え，二次音源として点音源を格子状に配置する．二次音源の強さは，音波の重ね合わせの式より制御点で完全消音され音圧0なる解を求め，伝達関数を与え，減音空間を確認する．また配置間隔と制御点位置については一次音源の波長 (周波数) により正規化し，入射角度についても検討を行う．

2.2 音波の基礎式

平面波の伝搬の基本原理について述べる [50].

平面波の音圧 (sound pressure) を p とすると，3次元空間を音速 c で伝搬する平面波の波動方程式は次式で与えられる．

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - c^2 \left(\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} \right) = 0 \quad (2.1)$$

波形が正弦曲線である波を考え，その進行波のみに注目すると，一般解は次のように表される．

$$p(t, x, y, z) = p_+ e^{i(\omega t - k_x x - k_y y - k_z z + \phi_+)} \quad (2.2)$$

$$k = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} = \frac{\omega}{c} \quad (2.3)$$

ここで, p_+ , ϕ_+ はそれぞれ進行波の振幅 (gain) と位相 (phase) で, ω は角周波数 (angular frequency), $k = \omega/c$ は波数 (wave number), k_x , k_y , k_z は x, y, z 方向の波数である.

2.2.1 球面波の基礎式

球面波の伝搬の基本原則について述べる. 半径 r 方向に広がる球面波の波動方程式は次式で与えられる [50].

$$\frac{\partial^2(rp)}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2(rp)}{\partial r^2} = 0 \quad (2.4)$$

音源から広がる音波のみを考え, その正弦波は次のように表される.

$$p(t, r) = \frac{p_+}{r} e^{i(\omega t - kr + \phi_+)} \quad (2.5)$$

2.2.2 点音源の伝搬

点音源の伝搬の基本原則について述べる.

広い流体中の O という点を中心とする極めて小さい部分に

$$\frac{dV}{dt} = Q_s e^{i\omega t} \quad (2.6)$$

という体積変化が起こっているとす. その変動は O を中心とする球面波として周囲に広がっていく. その球面波において, 体積変化の起こっている部分が極めて小さい半径 a の球の部分であると考えると, その体積変化は $4\pi a^2 \cdot u(t, a)$ と書ける. ここで $u(t, a)$ は球表面の振動速度である. したがって, 球面波の伝搬式に代入すると,

$$p(t, r) = i \frac{\rho c k Q_s}{4\pi r} e^{i(\omega t - kr)} \quad (2.7)$$

と表せる. このような音源を点音源 (point source) といい, Q_s を点音源の強さ (strength of the point source) という. また, ρ を, 音波を伝搬する媒体 (空気) の密度とする. Q_s は次式により与えられる [50].

$$Q_s = \frac{4\pi}{ik\rho c} p_+ e^{i\phi_+} \quad (2.8)$$

2.3 音波の重ね合わせの計算式

本節ではシミュレーションに用いた一次音源と二次音源の音波の重ね合わせの計算式について述べる。

Fig.2.1にxy平面におけるシミュレーション概略図を示す。

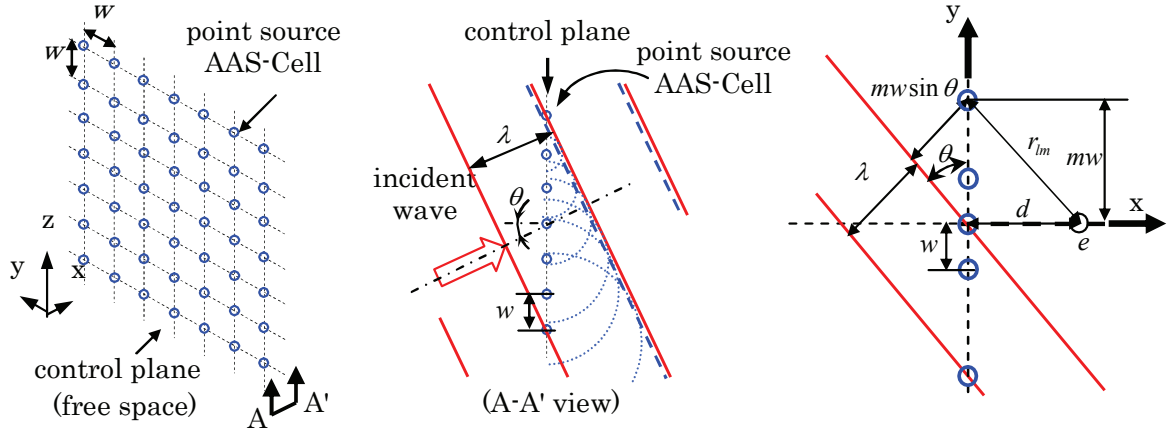


Fig. 2.1 : Simulation model of AAS

図中の円は点音源を表し，AASセルの検出マイクロホンと制御スピーカが完璧に同一位置にある二次音源とみなす．二次音源（AASセル）の配置間隔を w ，波長を λ ，AASセルから正面制御点までの距離を d とする．一次音源は図の左から右へと進行する平面波とし，入射角度は θ とする．ここでは簡単のために入射平面波は， z 軸に平行として扱う．

まず， (x, y, z) における，一次音源による音圧は，Eq.(2.2)のフーリエ変換により，複素音圧 $p_p(\omega; x, y, z)$ は，

$$p_p(\omega; x, y, z) = P_{p_0}(\omega) e^{-i(k_x x + k_y y)} \quad (2.9)$$

$$k_x = k \cos \theta, k_y = k \sin \theta \quad (2.10)$$

として与えられる． $P_{p_0}(\omega)$ は振幅， i は虚数単位を表す．そこで，各AASセル位置 $(0, mw, lw)$ 上では入射音圧は，

$$p_p(\omega; 0, mw, lw) = P_{p_0}(\omega) e^{-imwk \sin \theta} \quad (l, m : \dots - 2, -1, 0, 1, 2 \dots) \quad (2.11)$$

と与えられる．

次に，二次音源強さ $Q_{slm}(\omega)$ は，AASセルの検出した音圧（一次音源の音圧）と伝達関数 $H(\omega)$ により次式で表されるものとする．

$$Q_{slm}(\omega) = p_p(\omega; 0, mw, lw) H(\omega) = Q_{s_0}(\omega) e^{-imw k \sin \theta} \quad (2.12)$$

$$Q_{s_0}(\omega) = P_{p_0}(\omega) H(\omega) \quad (2.13)$$

いま，二次音源は点音源と考えるので， $(0, mw, lw)$ 位置の二次音源が受音点 (x, y, z) に与える音圧は次式により表される．

$$p_{slm}(\omega; x, y, z) = i \frac{\rho c k Q_{slm}}{4\pi r_{lm}} e^{-ikr_{lm}} \quad (2.14)$$

$$r_{lm} = \sqrt{x^2 + (y - mw)^2 + (z - lw)^2} \quad (2.15)$$

r_{lm} は AASセル lm 番から受音点 $(\omega; x, y, z)$ までの距離を表す．

ここで，AASセル $(2M+1)(2L+1)$ 個かすべてから AASセル全体から寄与する音圧は，Eq.(2.12)，(2.14)より次式となる．

$$p_s(\omega; x, y, z) = i \frac{\rho c k Q_{s_0}(\omega)}{4\pi} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{lm}} e^{-ik(r_{lm} + mw \sin \theta)} \quad (2.16)$$

その結果，受音点 (x, y, z) 位置の音圧レベルは，Eq.(2.9)，Eq.(2.13)，Eq.(2.16)より

$$p(\omega; x, y, z) = p_p(\omega; x, y, z) + p_s(\omega; x, y, z)$$

$$= P_{p_0}(\omega) \left(e^{-i(k_x x + k_y y)} + i \frac{\rho c k H(\omega)}{4\pi} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{lm}} e^{-ik(r_{lm} + mw \sin \theta)} \right) \quad (2.17)$$

と表すことができる．ここで上式が制御点 (d, y, z) で位置 0 になるような $H(\omega)$ は，

$$H(\omega) = i \frac{4\pi e^{-ik(x \cos \theta + y \sin \theta)}}{\rho c k \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{elm} e^{-ik(r_{elm} + mw \sin \theta)}}} \quad (2.18)$$

$$r_{elm} = \sqrt{d^2 + (mw)^2 + (lw)^2} \quad (2.19)$$

となり，特に制御点 $(d, 0, 0)$ について入射角度 $\theta = 0$ の場合，Eq.(2.18)は次式で表される．

$$H(\omega) = i \frac{4\pi e^{-ikd}}{\rho c k \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{elm}} e^{-ikr_{elm}}} \quad (2.20)$$

ここで r_{elm} は AAS セルの $(0, mw, lw)$ 位置から制御点 (d, mw, lw) 位置までの距離を表す。

以上より減音量 $AAT(\omega; x, y, z)$ は次式となる。

$$\begin{aligned}
 AAT(\omega; x, y, z) &= -20 \log \frac{|p_p(\omega; x, y, z) + p_s(\omega; x, y, z)|}{|p_p(\omega; x, y, z)|} \\
 &= -20 \log \left| 1 - \frac{e^{-ikd} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{lm}} e^{-ik(r_{lm} + mw \sin \theta)}}{e^{-i(xk \cos \theta + yk \sin \theta)} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{elm}} e^{-ikr_{elm}}} \right| \quad (2.21)
 \end{aligned}$$

2.4 減音量計算のシミュレーション

2.4.1 シミュレーション概要

本節では、2.3節の式より、減音量の計算を行う。各値は、固定パラメータは $w = 0.125[m]$ 、 $L = 50$ 、 $M = 50$ とし、二次音源であるAASセルは $-6.25[m] \leq y \leq 6.25[m]$ 、 $-6.25[m] \leq z \leq 6.25[m]$ 、 $x = 0$ 上に 101×101 個を $0.125[m]$ 間隔で格子状に配置する。入射角 θ とし、その音圧を計算した。二次音源の音圧 p_s に一次音源の音圧 p_p を、計算範囲 $x:0 \sim 20[m]$ 、 $y:-10 \sim 10[m]$ 、 $z:-10 \sim 10[m]$ 、計算間隔 $0.2[m]$ で、 $z=0$ の x - y 面について、等高線を用いて表している。一次音源が x 軸の負から正に向かって進行しているとして、制御点 $(x, y, z) = (d, 0, 0)$ で音圧ゼロとなるように平面波を設定している。減音量は Eq.(2.21) によって評価できる。

$$AAT(\omega; x, y, z) = -20 \log \left| 1 - \frac{e^{-ikd} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{lm}} e^{-ik(r_{lm} + mw \sin \theta)}}{e^{-i(xk \cos \theta + yk \sin \theta)} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-M}^M \frac{1}{r_{elm}} e^{-ikr_{elm}}} \right| \quad (2.22)$$

計算プログラムについては、付録B.1に表示する。そして、2次音源から制御点までの距離 d と2次音源の配置間隔 w の比 d/w 、 w と1次音源の波長の比 w/λ 、1次音源の入射角 θ の数値を変えて比較する。

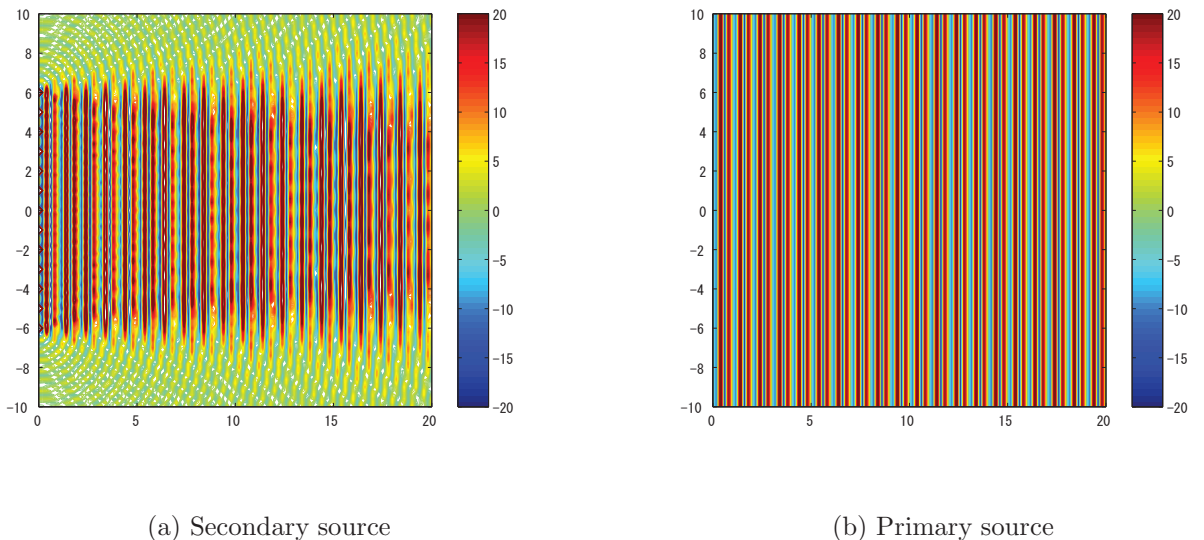


Fig. 2.2 : Sound pressure level contours for primary source and secondary source ($d/w = 1, w/\lambda$)

2.4.2 結果（正面入射音源）

次に，MATLABによる減音量の計算結果を合成波の減音量 ATT の等高線図にて示す．減音量は $-20\sim 20$ [dB]のみを表示し，それ以上は表示していない．まず正面から入射する平面波音源に対する減音効果を計算した．制御点 $d/w=1, 5, 10, 15$ にしたときの結果を示す．なお条件は， $w/\lambda=0.25$ ， $\theta=0$ で行った．

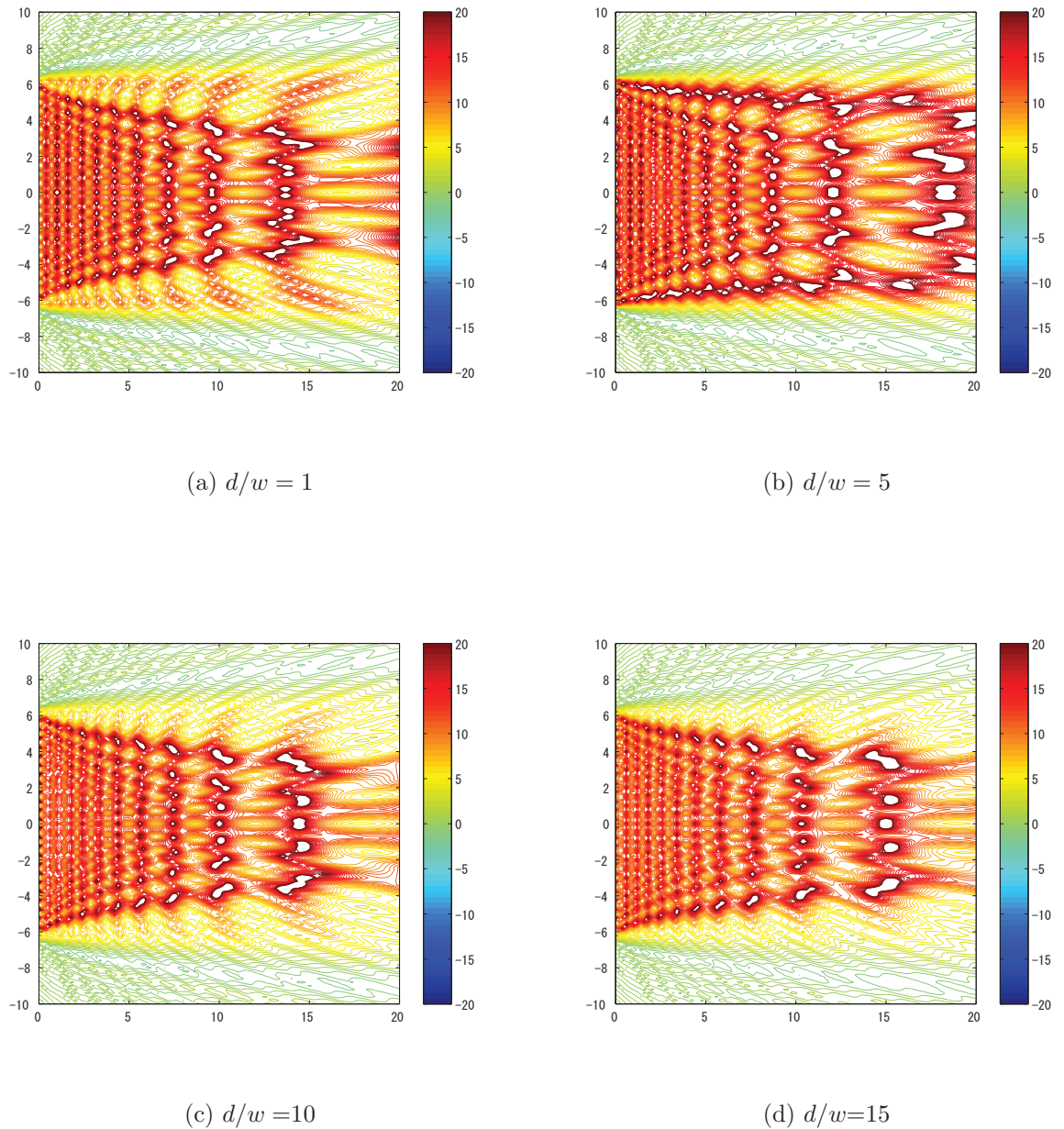


Fig. 2.3 : Noise reduction contours for different values of d/w ($\theta = 0$, $w/\lambda = 0.25$)

Fig.2.4に、 $w/\lambda=0.25, 0.5, 0.75$ にしたときの結果を示す。なお条件は、制御点 $d/w=1, \theta=0$ である。

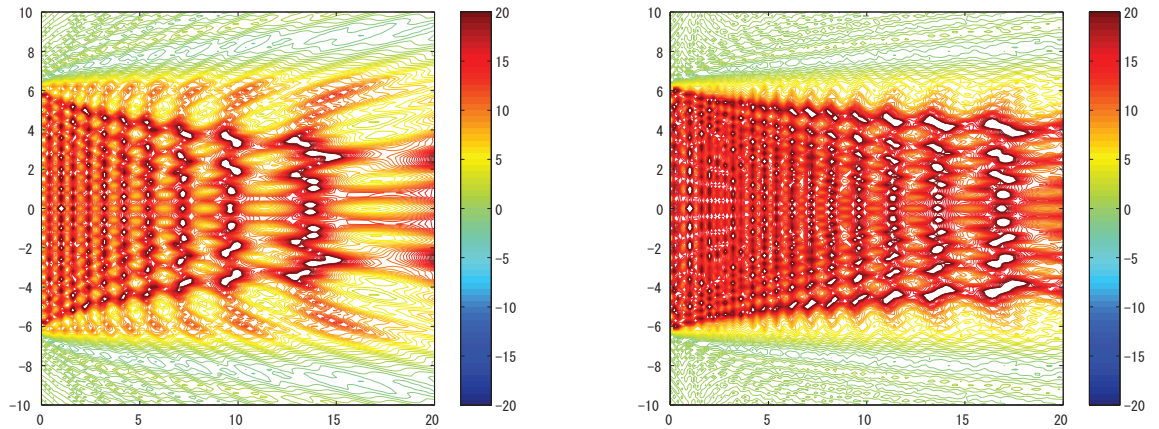
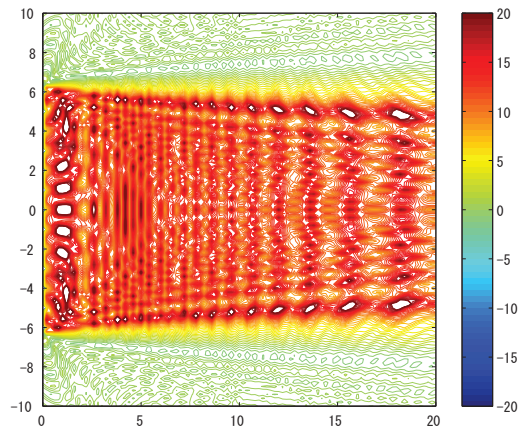
(a) $w/\lambda = 0.25$ (b) $w/\lambda = 0.5$ (c) $w/\lambda = 0.75$

Fig. 2.4 : Noise reduction contours for different values of w/λ ($\theta = 0, d/w = 1$)

Fig.2.3 等高線の赤で囲まれた白い部分は減音量が20[dB]以上ある空間となっており，AAS平面から後方を大きく減音することが可能であることが証明された．また，大きな減音領域は遠くに行くほど狭くなっている．その理由としては，制御面が有限であり，端が存在することが挙げられる．またFig.2.3から， $d/w \geq 1$ のどの条件でも，後方に十分な減音食う案が得られていることがわかる．

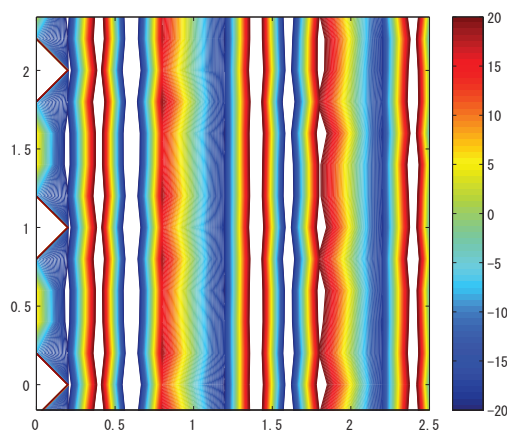


Fig. 2.5 : Enlarged view of secondary source ($d/w = 1, w/\lambda$)

これは，Fig.2.4に見られるように二次音源の配置間隔 w 程度後方に離れたところではほぼ平面波が形成されているためである.Fig.2.5はFig. 2.2(a)の拡大図である．つまり制御点までの距離 d はセル間隔 w 程度離しておけば十分である．

Fig.2.4より， $\theta = 0$ ， $d/w = 1$ の場合， $w/\lambda \leq 0.75$ で大きな減音量と減音分布を得ることが確認され，正面入射では対象音波に対し， $3/4$ 波長の配置間隔でも十分に騒音音源の平面波波面に近い波面を生成することができていると考えられる．

2.4.3 結果（斜め入射音源）

次のFig.2.6に，入射角 $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ にしたときの代表的結果を示す．なお，制御点 $d/w = 1, w/\lambda = 0.25$ で行った．また，Fig.2.7に，入射角 $30^\circ, 60^\circ$ ，制御点 $d/w = 1, w/\lambda = 0.5, 0.75$ で行った結果を示す．シミュレーション結果より， $w/\lambda \leq 0.5$ の条件なら，最高入射角度 $\theta = 60^\circ$ で大きな減音効果を得ることができた．

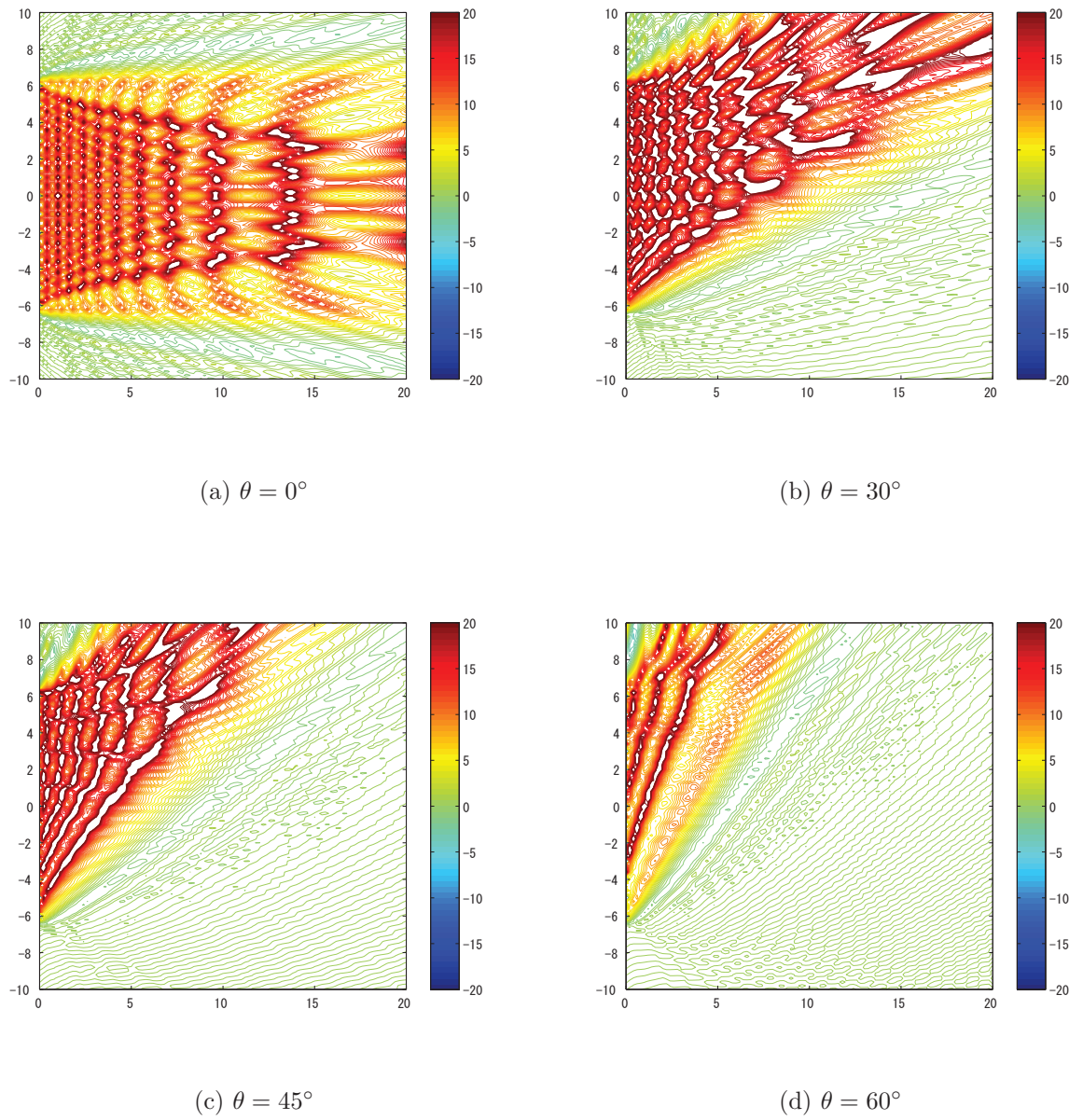
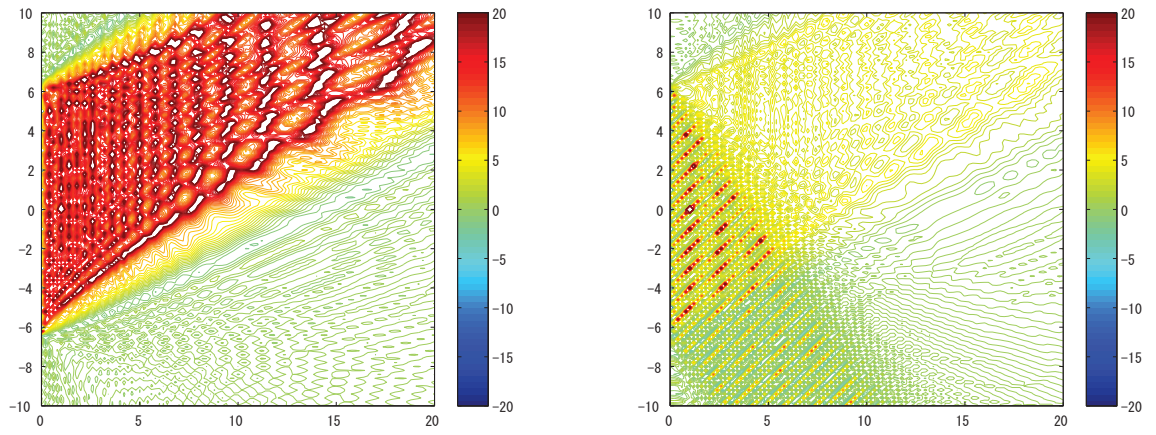
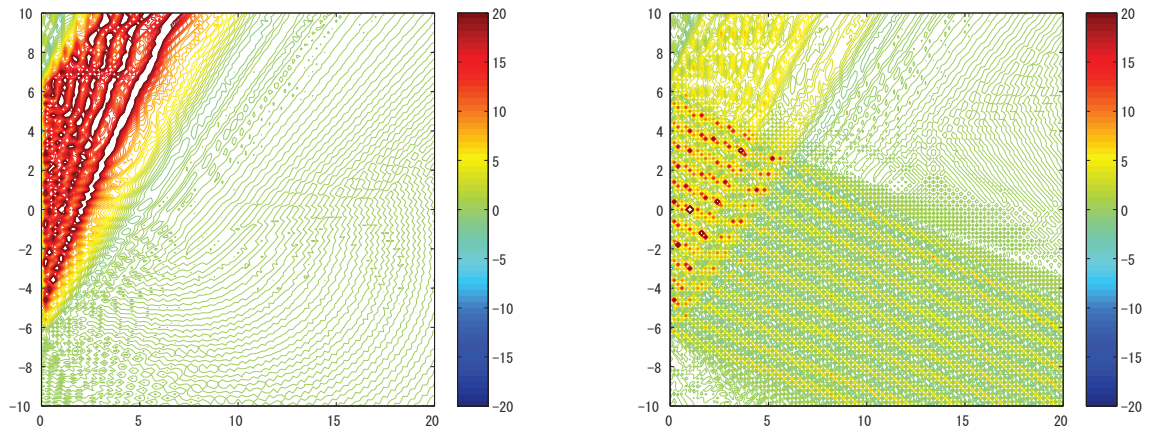


Fig. 2.6 : Noise reduction contours for different values of θ ($d/w = 1, w/\lambda = 0.25$)



(a) $w/\lambda = 0.5, \theta = 30^\circ$

(b) $w/\lambda = 0.75, \theta = 30^\circ$



(c) $w/\lambda = 0.5, \theta = 60^\circ$

(d) $w/\lambda = 0.75, \theta = 60^\circ$

Fig. 2.7 : Noise reduction contours for different values of $\theta(d/w = 1)$

2.5 結言

本章では、AASの基本コンセプトの実現性を検証するため、検出マイクロホンと制御スピーカを同位置に持つ制御セル（AASセル）を点音源とみなすことにより、点音源の伝搬と音波の重ね合わせの計算式より、減音量シミュレーションを行った。一次音源の平面波による音圧の寄与と、AASセルの点音源の重ね合わせによる音圧の寄与により、制御点での音圧が0となる伝達関数を点音源に与え、各受音点での音圧レベルより、減音量を計算した。各パラメータが減音性能・範囲に与える影響を確認するため、二次音源(制御音源)の配置間隔 w と一次音源(騒音音源)の波長 λ の比 w/λ 、二次音源と制御点までの距離 d と w の比 d/w 、そして音波の入射角度 θ の値を変えた条件でシミュレーションを行い、以下の結論を得た。

1. 検出マイクロホンと二次音源が完全に同一場所に設置できると仮定すると、下記の条件で後方に十分な減音領域を形成することが可能である
 - ・ 正面入射平面波に対しては $w/\lambda \leq 0.75$ の条件を満たす周波数範囲で有効.
 - ・ 斜め入射平面波に対しては $w/\lambda \leq 0.5$ の条件の音波に対して $\theta \leq 60^\circ$ の範囲で減音が可能.
2. 誤差マイクロホンの設置位置までの距離 d は $d/w = 1$ で十分である.

以上のことから、数値シミュレーションによるAASの実現性が示された。さらに平面波や球面波以外にも複雑な波面にも対応できると考えられる。

第3章

AAS基礎モデル(Type1)実験

3.1 緒言

本章ではAAS (Active Acoustic Shielding) の基礎モデル実験を行い、2章で行ったシミュレーションの結果と、減音空間の範囲、減音量、対象周波数、さらには複雑な波面として音源が複数ある場合や騒音音源が移動する場合の条件、部屋の特性の影響について検討する。また本章のAAS基礎モデルをAAS Type1と名付ける。まずAASを実際に製作する際、制御セルは1章で挙げたコンセプトを満たすため、検出マイクロホンと制御スピーカをほぼ同一位置に配置する。そのため、因果律を満たすために、発音の応答性が高い平板スピーカを使用し、高速信号処理の可能な制御コントローラを使用する。またソフトウェアの面では、高サンプリング周波数で計算することでアンチエイリアシングフィルタの遅れを大幅に防ぎ、検出マイクロホンと制御スピーカを近接化を図る [52].

制御方法については、従来使われてきた汎用性の高いMultiple Filtered-X-LMSアルゴリズムをAASを制御するために改良した4(1-1)-4Filtered-X-LMSアルゴリズム^{*1}を提案し実施した。

3.2 コンセプト

本章のAAS Type1は検出マイクロホンと制御スピーカを同一位置に配置したセルを製作し、簡易無響室に小窓を作り、それにセルを取り付けて実験を行う。4セルで1ユニットとし格子状に配置することで、窓外部から室内に侵入する騒音に対して、窓平面後方の室内空間を静音化する。なお、前章で述べた制御点（音圧を下げる点）に誤差マイクロホンを配置し、後述する4(1-1)-4Filtered-X-LMSアルゴリズムにより制御フィルタ $H(\omega)$ を適応同定し、制御点の減音及び室内の減音分布を測定・評価する。

^{*1}この表記では、「4()」は制御セル数を示す。「(1-1)-4」は、各制御セルの制御フィルタ同定に、自セルの検出マイクロホン1つと制御スピーカ1つ、そして誤差マイクロホン4つを使用することを示す。最終的に各セルは、収束した制御フィルタを使用し、独立にフィードフォワード制御するので、「(1-1)」が残ることを示す。

3.3 AASセルとAASユニット (Type1) 製作

3.3.1 AASセルの製作

本節ではアクティブ音響シールドイング (Active Acoustic Shielding:AAS) に用いる制御スピーカと、それを用いたAASセルの製作について述べる。AASのコンセプトとして、音場の境界面に、対象とする音波の波長に比べて十分に短い間隔で制御セルを並べる必要があり、制御セルは小型でなければならない。また検出マイクロホンと制御スピーカ間の距離は対象波長に比べて十分小さくする必要がある。しかし、検出信号が入力されてからコントローラで信号処理し、制御スピーカから放射された音が制御点に到達するまでの時間が、1次音源からの音が検出信号として検出され時点から制御点に到達するまでの時間に一致しなければならない。もし信号処理やスピーカの応答速度が遅いと制御が間に合わなくなる。このように制御が間に合うことを因果律が成り立つという [15]。そこで、Fig. 3.1に示す、応答性の速いフラット（平板）スピーカ NCFR型（PROTRO社製）を使用する。

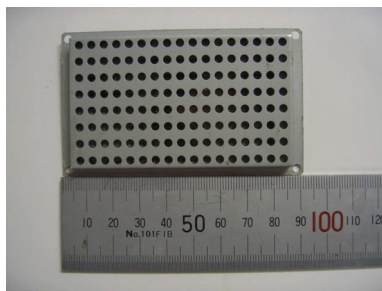


Fig. 3.1 : Flat speaker

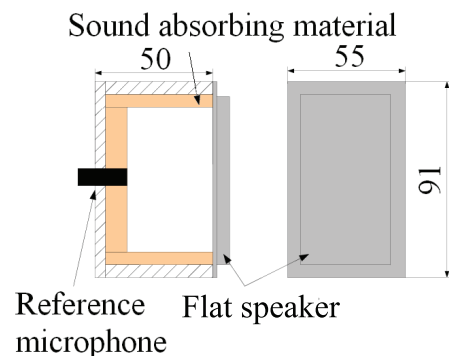


Fig. 3.2 : AAS cell

フラットスピーカとは、コイル一体型の振動板に電流を流し、磁界の作用で振動板全体を駆動させて音波を発生させる仕組みになっている。特徴として入力信号に対する応答速度が速く、シンプルな構造のため薄く、AASの基本コンセプトに適している。制御セルの寸法は91[mm]×55[mm]×61[mm]、制御セルのエンクロージャーには厚さ4[mm]のラワン合板を使用して、内面には適当な吸音材を詰め、マイクロホンは内側から隙間ができないようにボンドを詰めて取り付けした。Fig. 3.2に制御セルの断面図を示す。

3.3.2 AASユニットの製作

本節では、モデル試験を行うために用いる AAS 装置の製作について記述する。制御セルは前節で決めた、検出マイクロホンと制御スピーカの距離が因果律の成り立つ 50[mm] のセルを使用する。次にセル間隔は、対象とする音場の境界面の波長に比べて十分短い間隔 (125[mm]) にする。^{*2} 本研究で対象とする音波の周波数は 500[Hz] ~ 2[kHz] としている。そこで空気中の音の伝播速度は近似的に $c = 331 + 0.6t$ で与えられる (ただし, t : 摂氏温度 [°C], $t < 50$ °C) [15]。

また音の伝播速度 c [m/s] に対して周波数 f [Hz] のときの波長 λ [m] は $\lambda = c/f$ で与えられる。よって気温を 15 °C とすると音の伝播速度 $c = 340$ [m/s] となり, $f = 500 \sim 2000$ [Hz] の場合, $\lambda = 0.17 \sim 0.68$ [m] となる。このときセル間隔 w [m] と波長 λ [m] の関係は $w/\lambda \cong 0.184 \sim 0.735$ と表すことができる。第2章のシミュレーションよりセル間隔 w [m] と波長 λ [m] の関係は、正面入射の場合 $w/\lambda = 0.25, 0.5, 0.75$ でも減音効果が確認されている。したがって、セル間隔 $w = 125$ [mm] は十分に短い間隔として AAS 装置に使用することができる。以上の条件より決定した AAS 装置 Fig.3.3 に示す。セル数は4つ、窓の大きさ 250[mm] で制御スピーカ側が室内を想定したモデルに取り付ける側になっている。

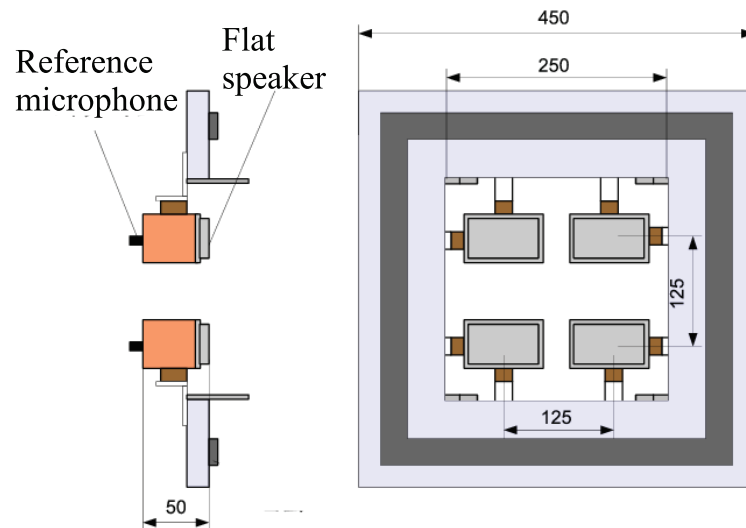


Fig. 3.3 : AAS unit Type 1

^{*2}道路騒音を想定した場合、見通せる音源からの音は通常、数百から 2kHz 程度の周波数帯域が支配的であり、本 AAS ではそれらの消音を狙った。

3.4 制御方法

本実験では4(1-1)-4の Filterd-x-LMS アルゴリズムを用いた。そのブロック線図を Fig.3.4 に示す。

ここで4(1-1)-4の Filterd-x-LMS アルゴリズムは、4-4-4の Multiple-Filterd-x-LMS アルゴリズムのクロスフィルタを0と置いた場合に対応する。誤差マイクロホンの数については、制御セル1つにつき1つ必要であると考えられ、各セルが他のセルに悪影響を与えないために、誤差伝達経路のクロストーク成分を使用する。さらに、制御フィルタが収束後に固定することで、各セルは独立のフィルタで制御できるという特徴がある。これはセル数が非常に多くなった場合、各適応フィルタが同じ値に収束することを前提としている。最終的に誤差マイクロホン除去し、各適応フィルタを同じ固定フィルタとして設置する。なお、今回の実験では、各制御フィルタのインパルス応答を平均化して使用する。

コントローラの設定値は、サンプリング周波数：48[kHz] アンチエイリアジングフィル

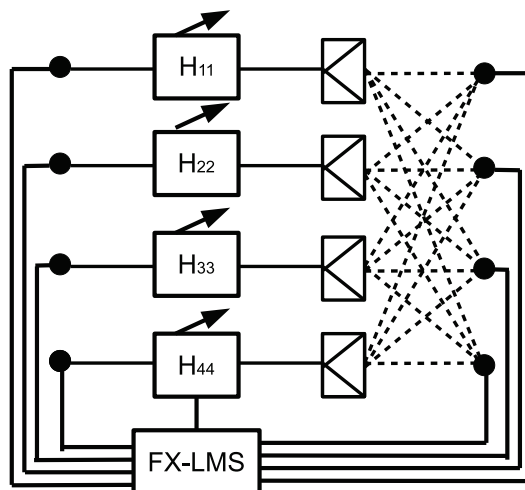


Fig. 3.4 : 4(1-1)-4 Filtered-x-LMS アルゴリズムのシステムブロック

タ周波数：20[kHz] とする。適応フィルタ H は、タップ数:220, ステップサイズ:0.00001 とし、誤差経路フィルタ C タップ数：120, ステップサイズ:0.0001 とした。また、ハウリングキャンセラーは用いなくても収束可能であった。検出マイクロホンと制御スピーカで独立に制御するため、クロストーク成分（他のスピーカからの音）は使用しない。各制御点で ANC を行い、ある程度収束してきた時点で適応フィルタの行進を止め、固定フィルタにする。

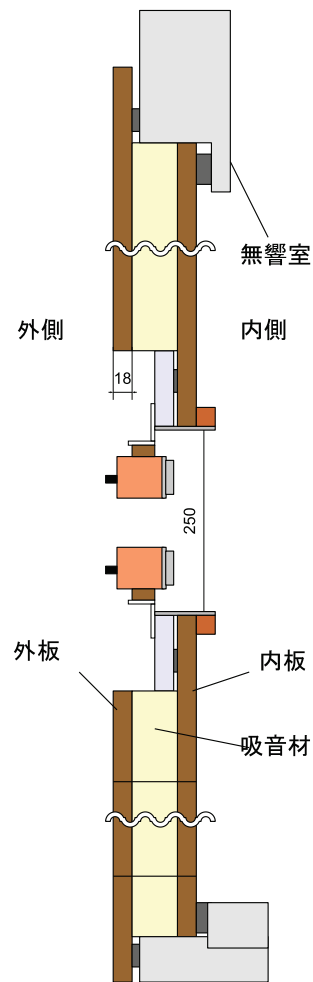
3.5 実験方法

3.5.1 実験装置概要

本節では、室内を想定したモデルでの実験方法について記述する。Fig.3.5(a), (b)に示すように、無響室の入り口部分にAASユニットを取り付けるために、扉型の治具を作成する。窓部の穴以外からの音の透過が起こらないように内扉と外扉の間に吸音材を設置した。扉と無響室との隙間は、扉がゴム素材を押さえつけるように固定してあり密閉している。またAAS装置の取り付け位置が部屋の中心の高さになるように1160[mm]にした。



(a) outside view



(b) plane view

Fig. 3.5 : AAS Window

実験装置の配置図を Fig. 3.6, 実験装置の配線図を Fig.3.7 に示す.

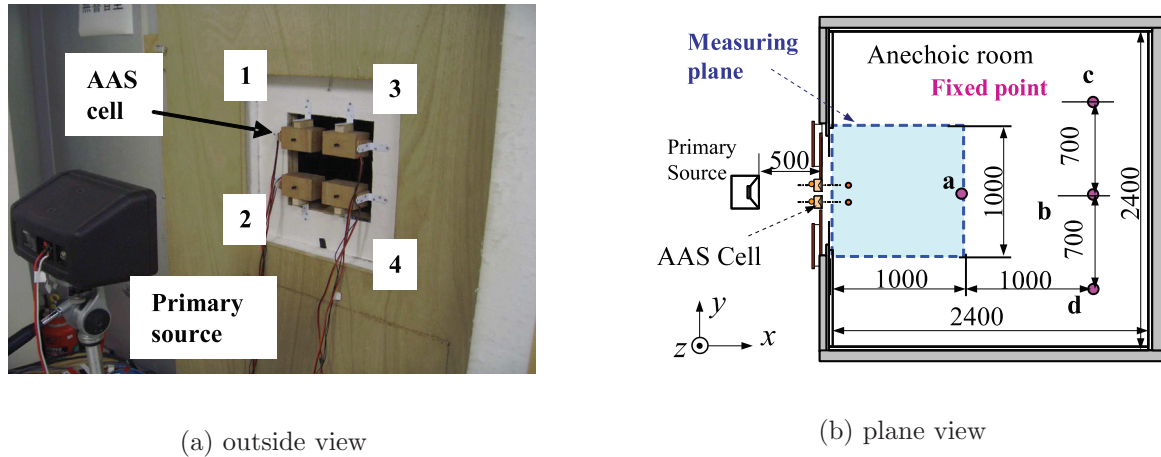


Fig. 3.6 : Test setup

1次音源となるスピーカはWS-A-10-K (Panasonic 社製) を用いる. スピーカの位置は, 4つの制御スピーカの中心線上で, 検出マイクまでの距離が500[mm]に配置した. また1次音源にはパソコンからホワイトノイズを発生させ, LPFとHPFを用いて波形のシェーピングを行い, 対象周波数を500[Hz]~2[kHz]のランダムノイズとした. 制御点となる, 誤差マイクロホン, は, 4つの制御スピーカの正面100[mm](室内側)に配置する. ANCを行うためのコントローラとしてEX-Tool(Redec 社製)を使用する, コントロールシステムに, 検出マイクを検出信号, 誤差マイクを誤差信号としたFilterd-x-LMSアルゴリズムを使用しており, 3.4節で説明した4(1-1)-4Filterd-x-LMSアルゴリズムの適応が可能となっている.

3.5.2 測定方法

まず各誤差マイクロホン4点 (制御点) での音圧レベルをFFTアナライザを用いて, ANCがOFF時とON時の音圧レベル[dB], 各コヒーレンスを測定して, 制御点での減音効果を調べる. このときの各伝達関数 (適応フィルタ H11~ H44まで) を記録しておく. 次に, 1次音源を各実験位置に配置して騒音としてホワイトノイズを発生させる. そして, Fig.3.6(b)に示す4つのセルの中心の水平面上(xy面)と垂直平面上(xz面)の1[m]四方を100[mm]間隔で11×11点の音圧レベル[dB]を精密騒音計NA28 (RION 社製) によって1/3オクターブバンド分析で測定する. 測定は20秒間の等価騒音レベルで行う. なお, 室内後方については, モニター一点に精密騒音計を設置し音圧レベルを測定することで, 減音効果の有無を確認する. ANCがOFF

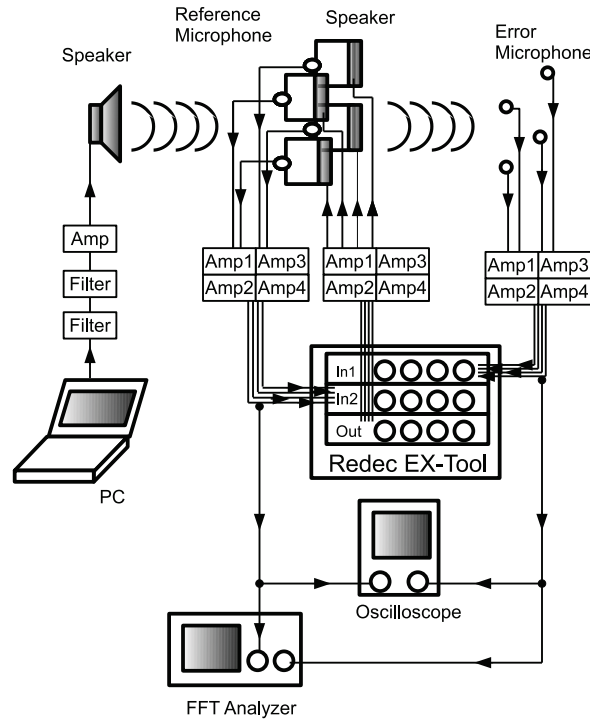


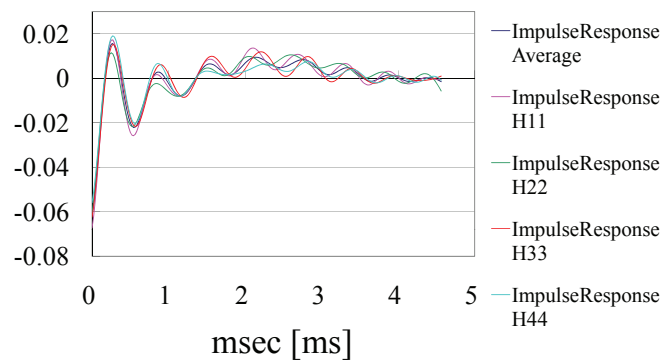
Fig. 3.7 : System arrangements to determine the control filter

時と ON 時の場合を測定して減音効果・領域を調べる。測定はラバース装置（電動スライダ SPVM6K100UA（オリエンタルモータ社製）2台）を用いて行った。

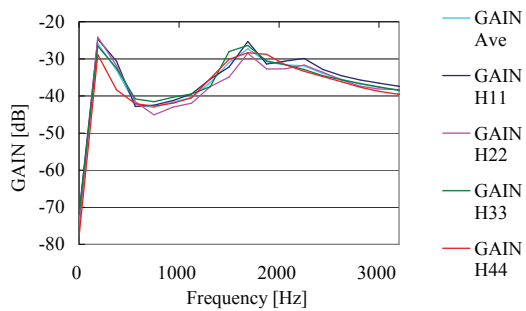
3.6 実験結果 Case 1 (正面入射音源)

3.6.1 各フィルタ係数 (H11~ H44)

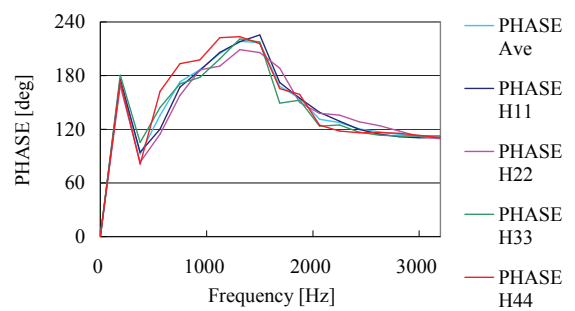
次の Fig.3.8(a)~ Fig.3.8(c) に固定後の各フィルタ係数をインパルス応答と GAIN・PHASE で示す。



(a) Impulse Response



(b) Gain



(c) Phase

Fig. 3.8 : Converged filters in Case 1

制御フィルタ H11 から H44 の GAIN と PHASE の値は、ほぼ同じである。よって、平均を取った H(Ave) をすべてのフィルタに使用することが可能である。

3.6.2 各制御点と定点での減音効果

適応後の各固定フィルタを使用する場合と全フィルタをH(Ave)に同一化した場合について、それぞれ次の Fig.3.9(a)~ Fig. 3.9(d) に各制御点での減音効果を示す。Fig.3.11(a)~ Fig. 3.11(d) に各定点での減音効果を示し、Fig.3.10(a)~ Fig. 3.10(d) にコヒーレンスを示す。Fig. 3.9 より制御点では500[Hz]~ 2[kHz]の周波数帯域で10~15[dB]の減音効果が得られた。また、Fig.3.10より、各検出マイクロホンと正面の誤差マイクロホンはコヒーレンスが十分にとれ、1次音源を減音可能であることが示された。さらに、コンセプトどおり、フィルタを同一化しても同様の減音効果が得られた。また、Fig.3.11から室内の各定点でも同様に十分な減音効果が得られることが確認された。

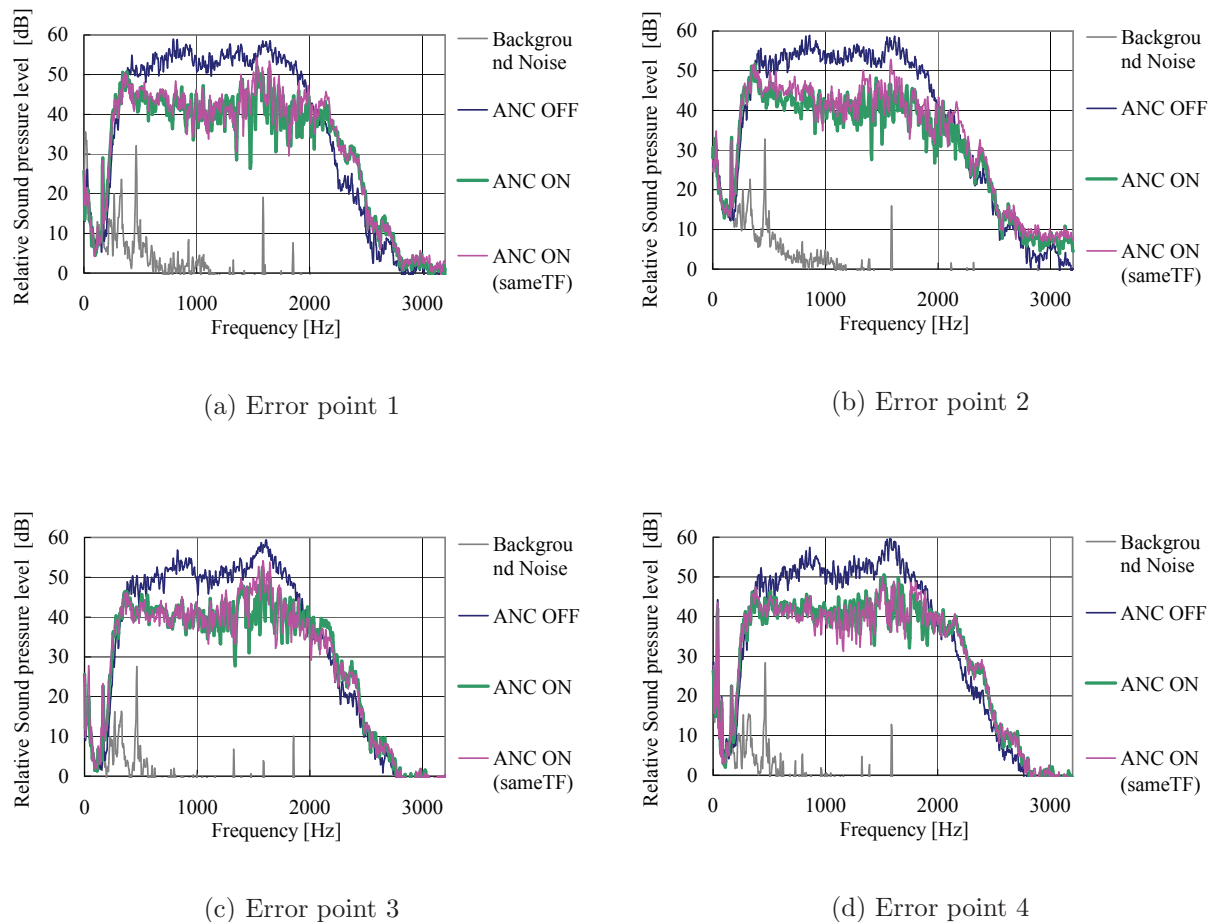
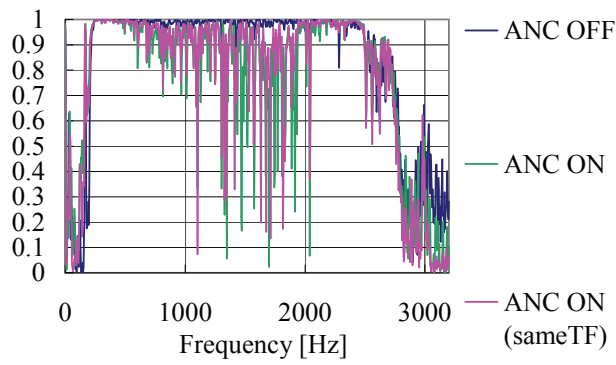
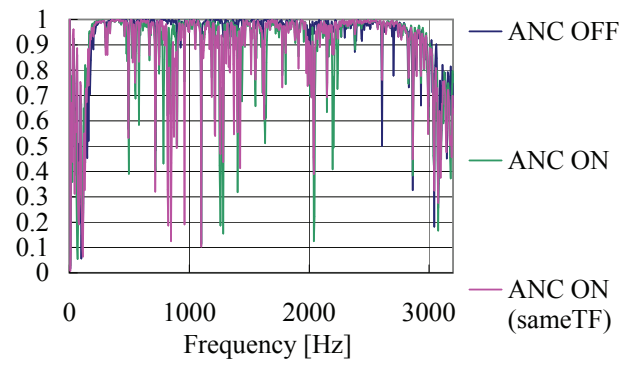


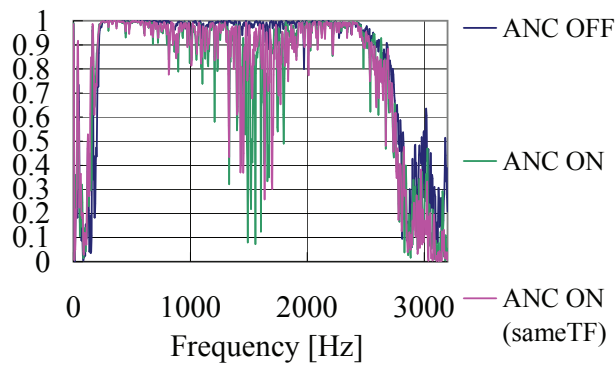
Fig. 3.9 : Relative Sound pressure spectra at the error points under the condition of ANC ON and OFF in Case 1



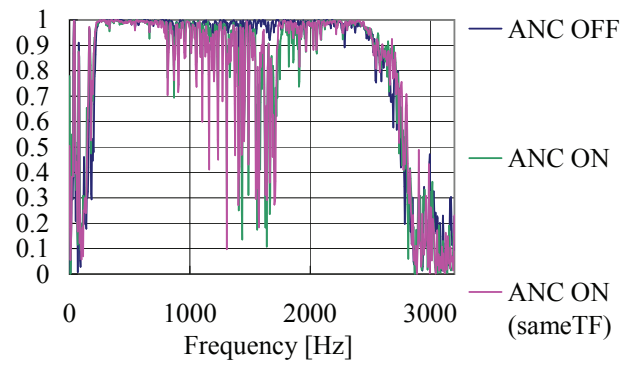
(a) reference 1 to error 1



(b) reference 2 to error 2



(c) reference 3 to error 3



(d) reference 4 to error 4

Fig. 3.10 : Coherencis from a reference poit to an error point under the condition of ANC ON and OFF

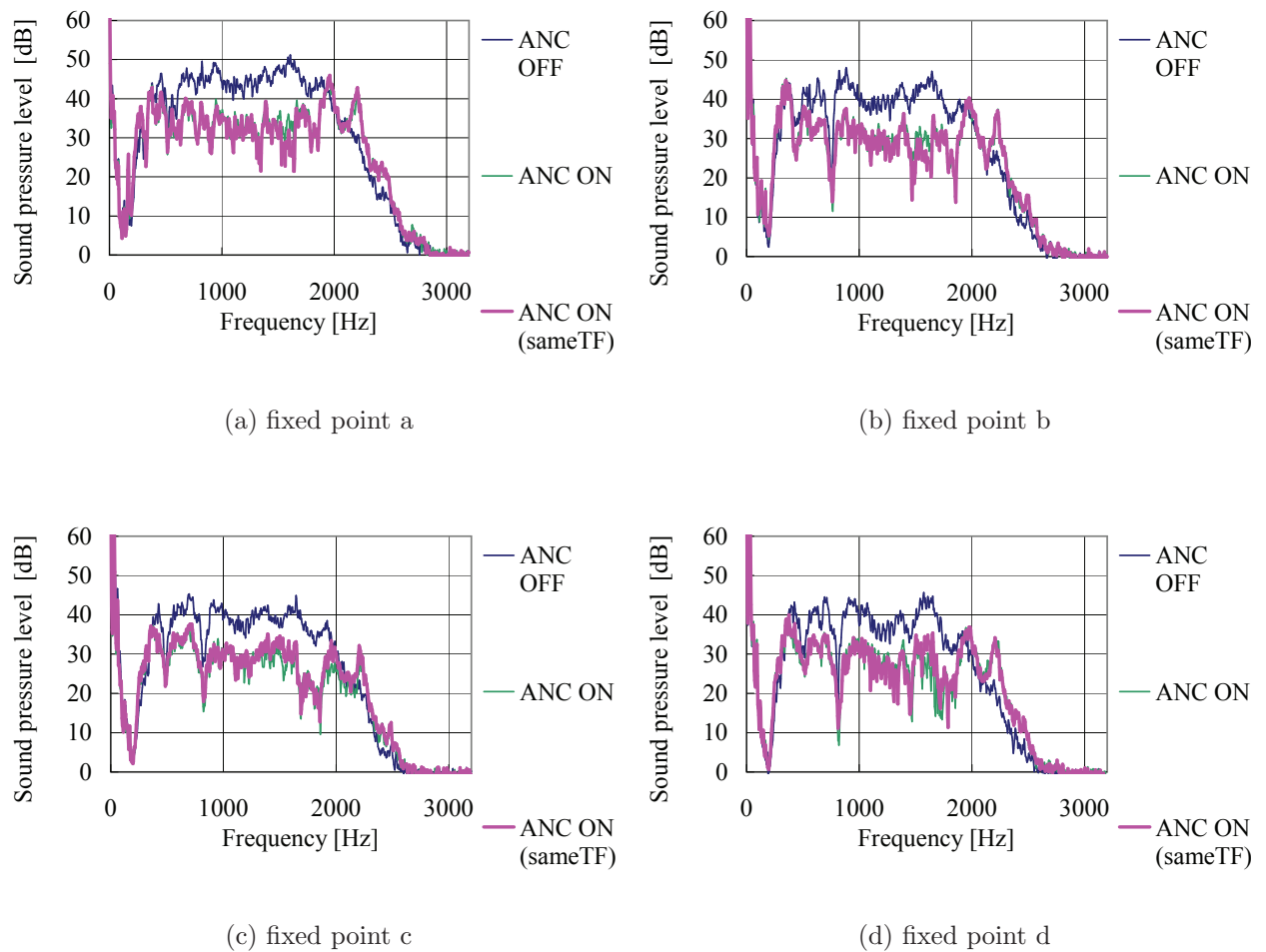


Fig. 3.11 : Sound pressure spectra at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF in Case 1

3.6.3 減音分布（一次音源，正面500[mm]位置）

Fig.3.6に示す測定平面の減音分布を1/3オクターブバンド分析で測定して，周波数帯域630[Hz]，800[Hz]，1[kHz]，1.25[kHz]，1.6[kHz]，2[kHz]での減音分布を調べる．Fig.3.12に4(1-1)-4制御でのANCによる減音効果を示し，Fig.3.13，Fig.3.14に減音前，減音後の音圧レベルを示す同様に，Fig.3.15，Fig. 3.16，Fig.3.17にフィルタを同一化した場合でのANCによる減音効果を示す．

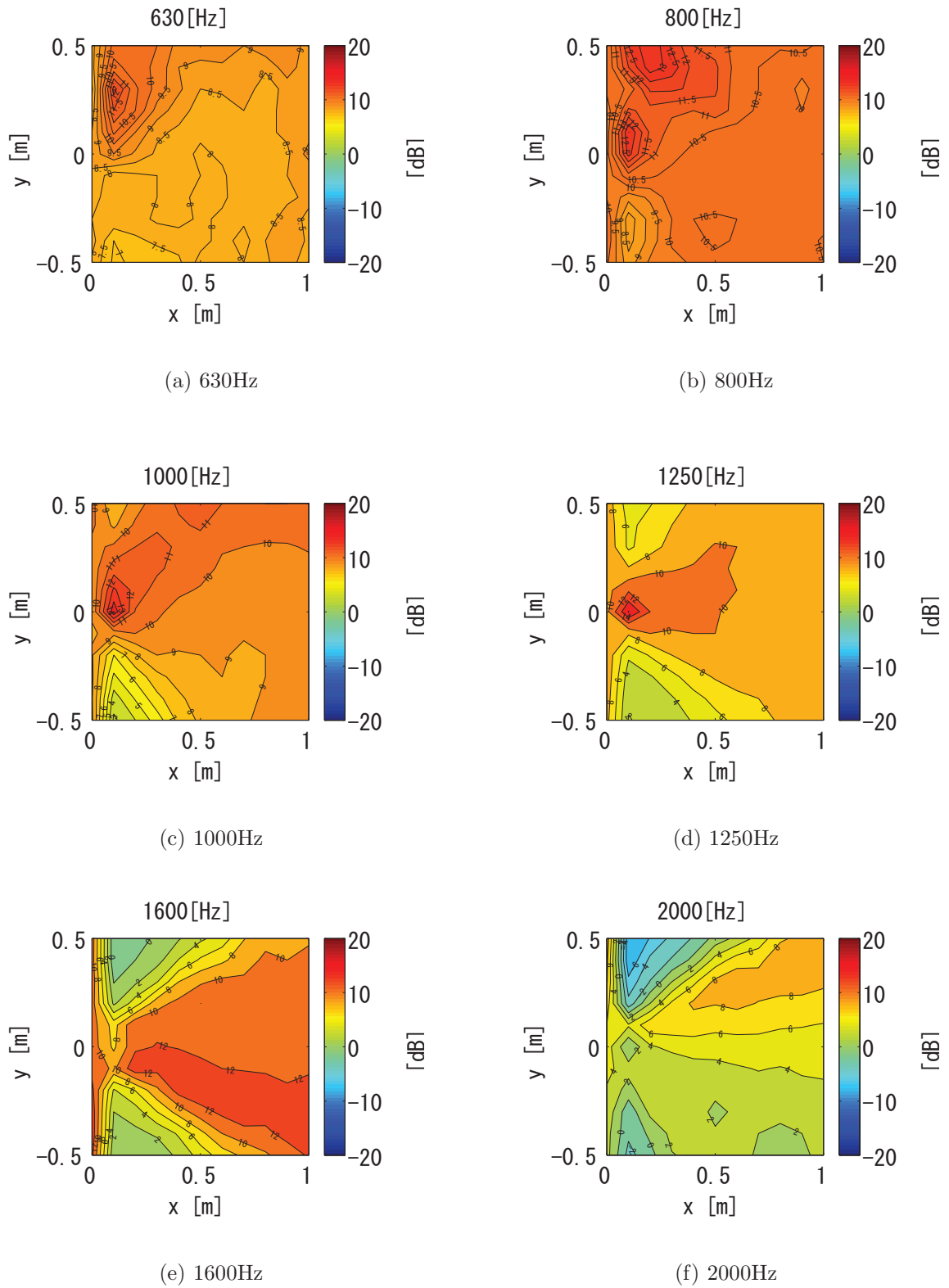


Fig. 3.12 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 1 using the fixed filter $H(\omega)$

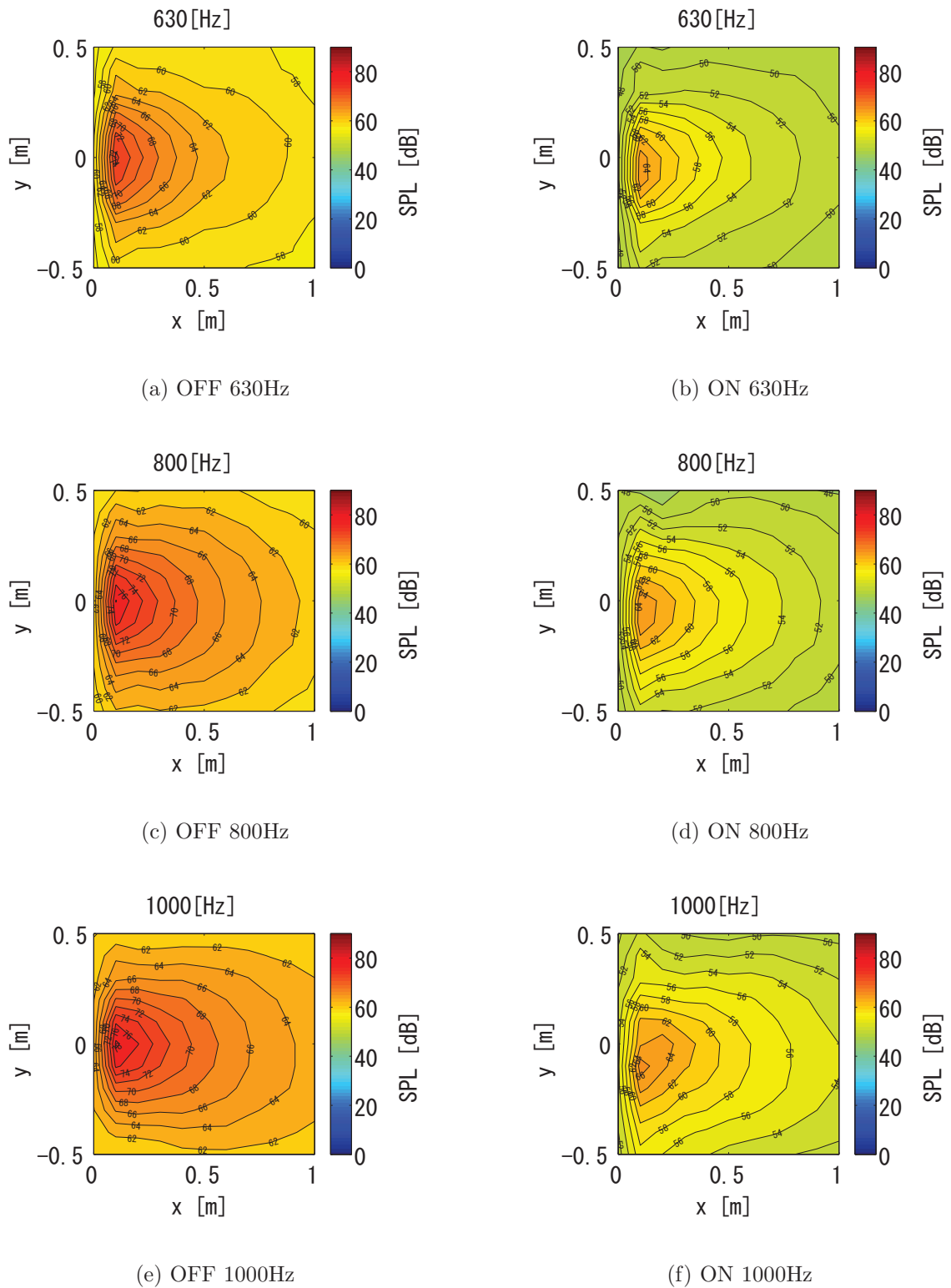


Fig. 3.13 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level contours in Case 1 using the the fixed filter $H(\omega)$

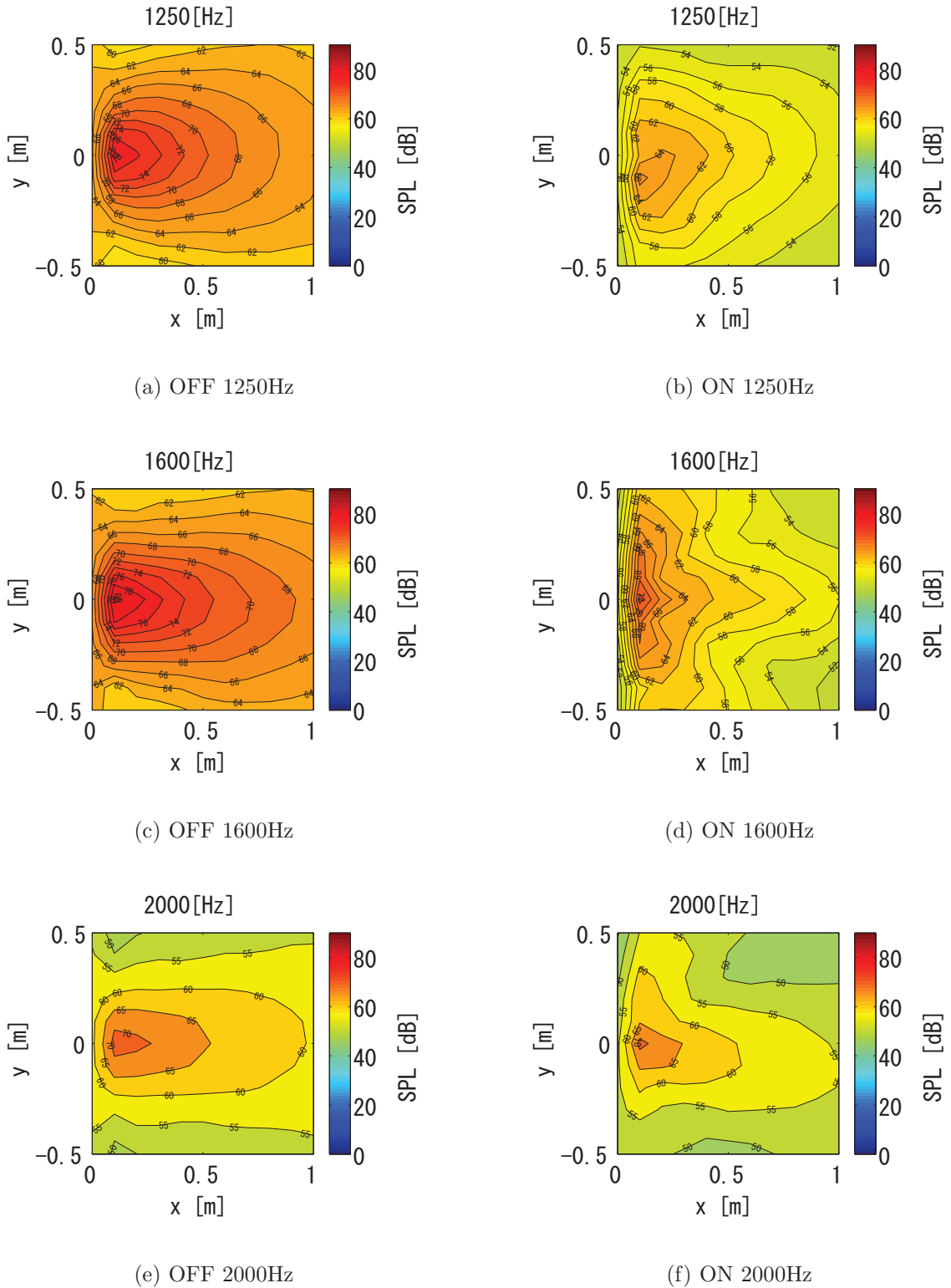


Fig. 3.14 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level contours in Case 1 using the same fixed filter $H(\omega)$

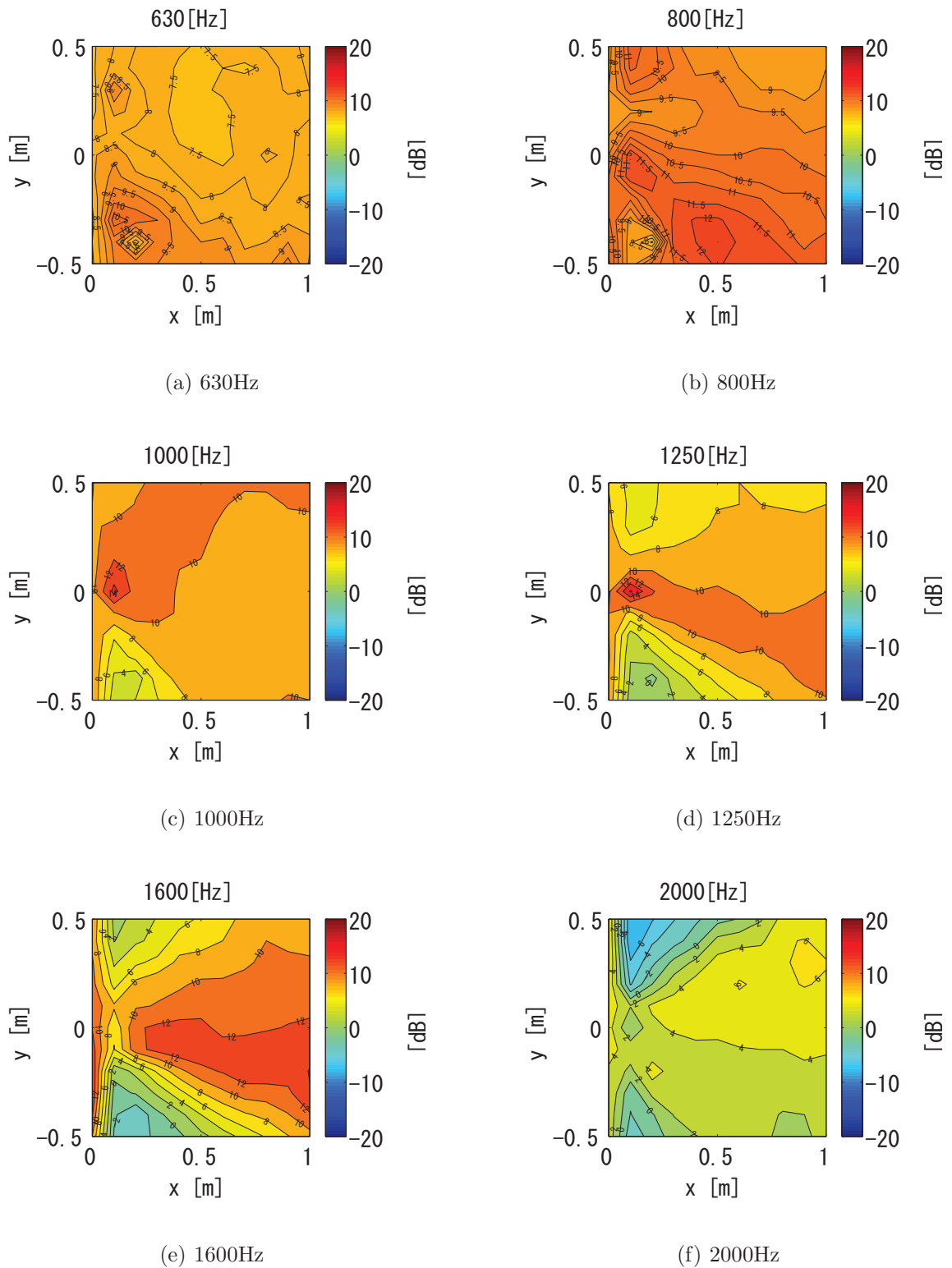


Fig. 3.15 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 1 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

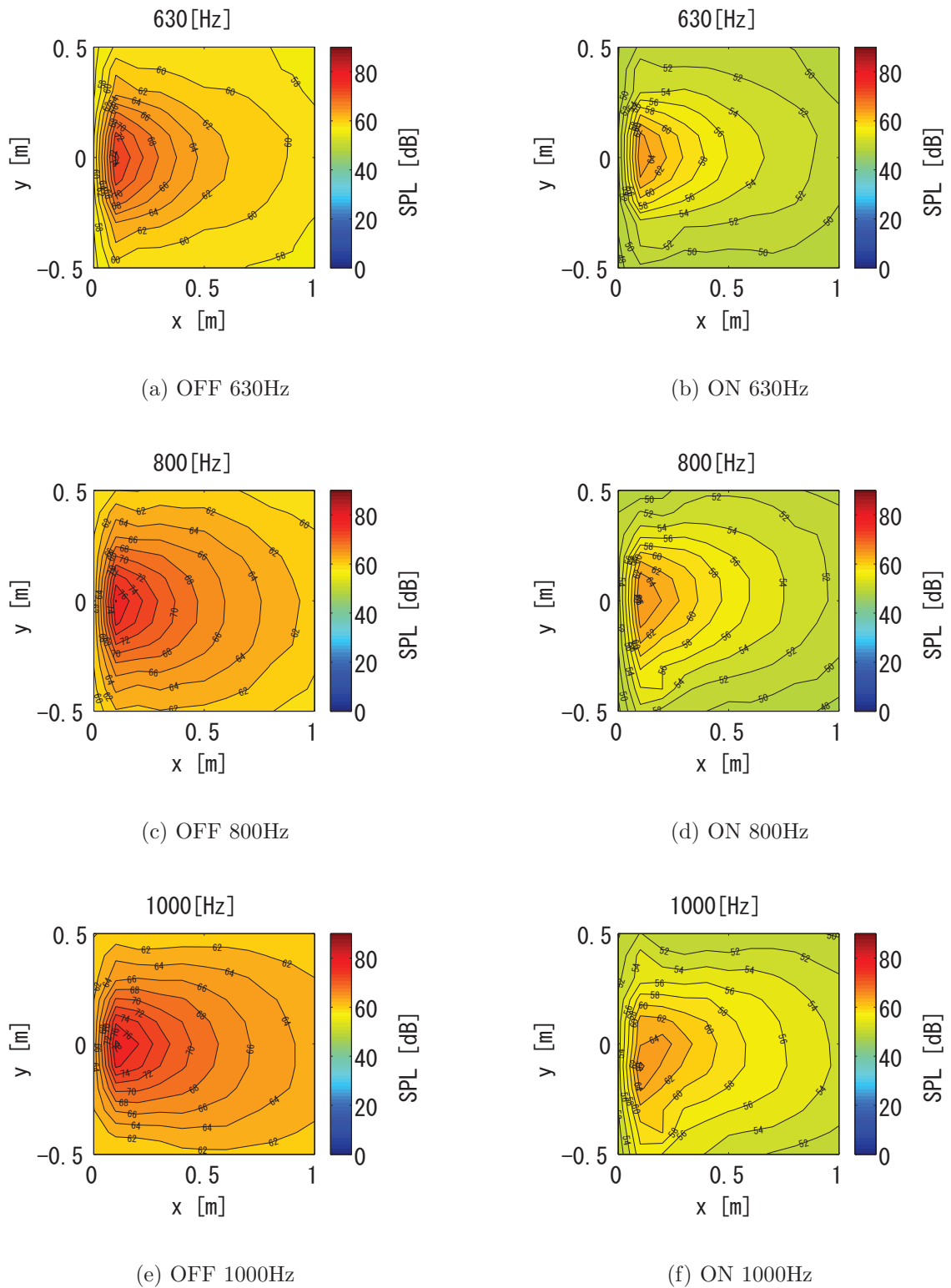


Fig. 3.16 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level contours in Case 1 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

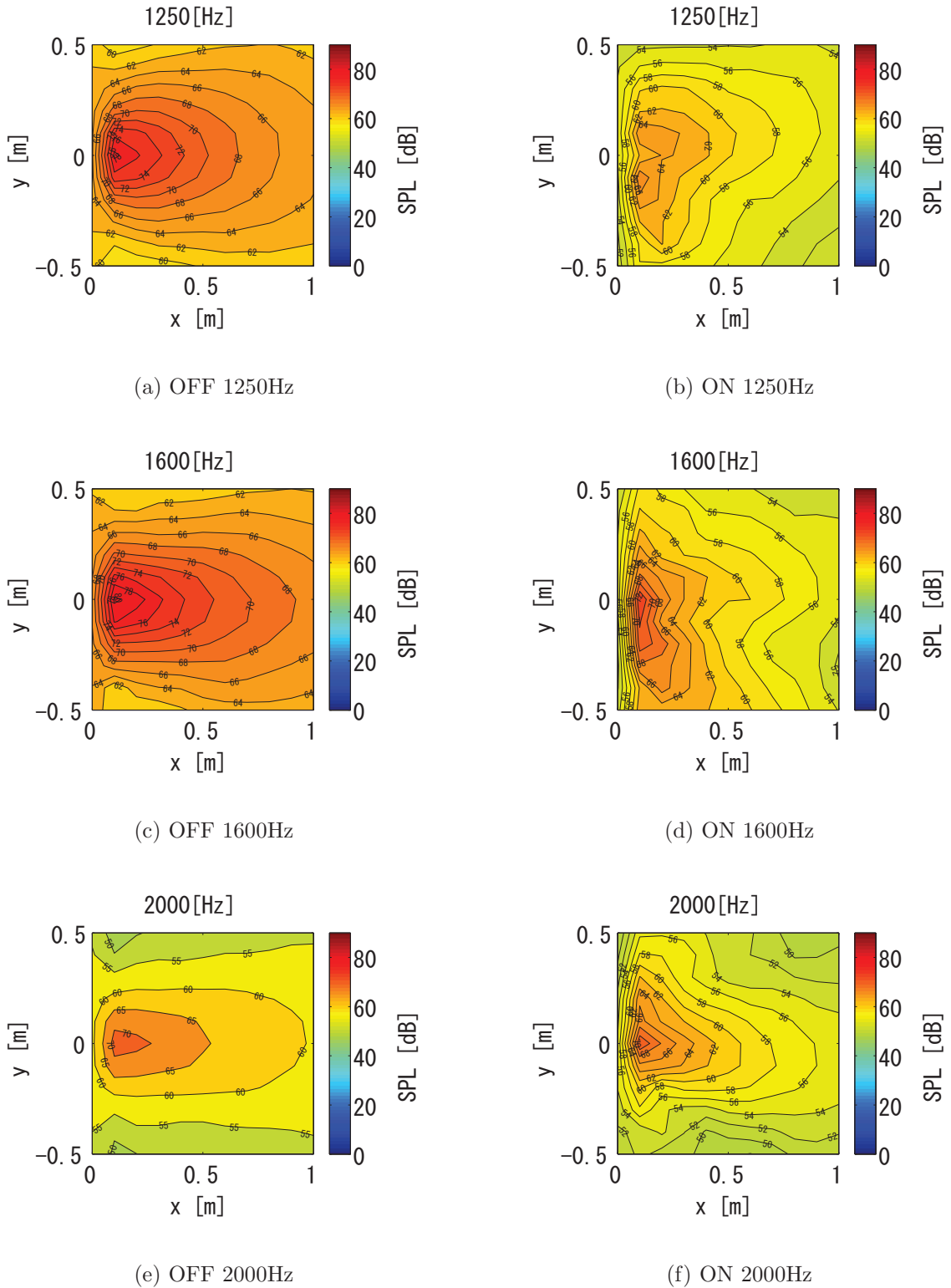


Fig. 3.17 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level contours in Case 1 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

これらの結果から、正面音源について、フィルタを同一化しても4(1-1)-4制御と同様に減音範囲は十分とれていることがわかる。

以後フィルタを固定し、斜め入射や、複数音源に対する実験についても、正面音源の場合と同一のフィルタを使用する。

3.7 実験結果 Case 2 (斜め入射音源)

1次音源を次の Fig. 3.18 に示すように、扉の正面500 [mm] 離れた30[deg]位置に配置して実験を行う。また1から4の定点での音圧も測定する。また、制御フィルタには第3.6.1節の同一のフィルタ $H_{Ave}(\omega)$ を使用している。

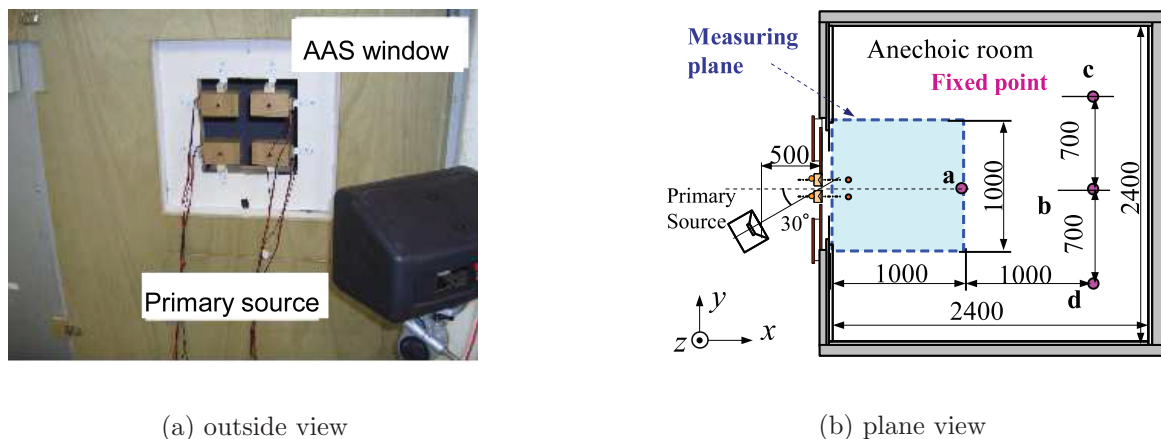


Fig. 3.18 : Test setup in Case 2

各制御点と定点での減音効果

Fig.3.19(a)~ Fig. 3.19(d)に各制御点での減音効果, Fig.3.20に検出マイクロホン信号と誤差マイクロホン信号のコヒーレンス, Fig.3.21(a)~ Fig. 3.21(d)に各定点での減音効果を示す。

Fig.3.22~ Fig. 3.23より、正面入射音源の制御フィルタを使用しても減音範囲は十分とれることがわかる。さらに、同一化フィルタの使用が可能であった。以上より各フィルタ係数は同一化が可能であり、対象とする周波数域での減音効果と減音範囲が得られ、基本コンセプトの有効性が確認された。また、入射角 $\theta = 30[\text{deg}]$ では、正面入射の場合と比較すると、減音可能である周波数帯域は1500[Hz]程度までに劣る。その主な原因は、検出マイクロホンと制御スピーカが同一位置に配置できない

こと、そして、窓枠の端で生じる騒音音波の回折と AAS の生成できる音波の波面ずれが考えられる。

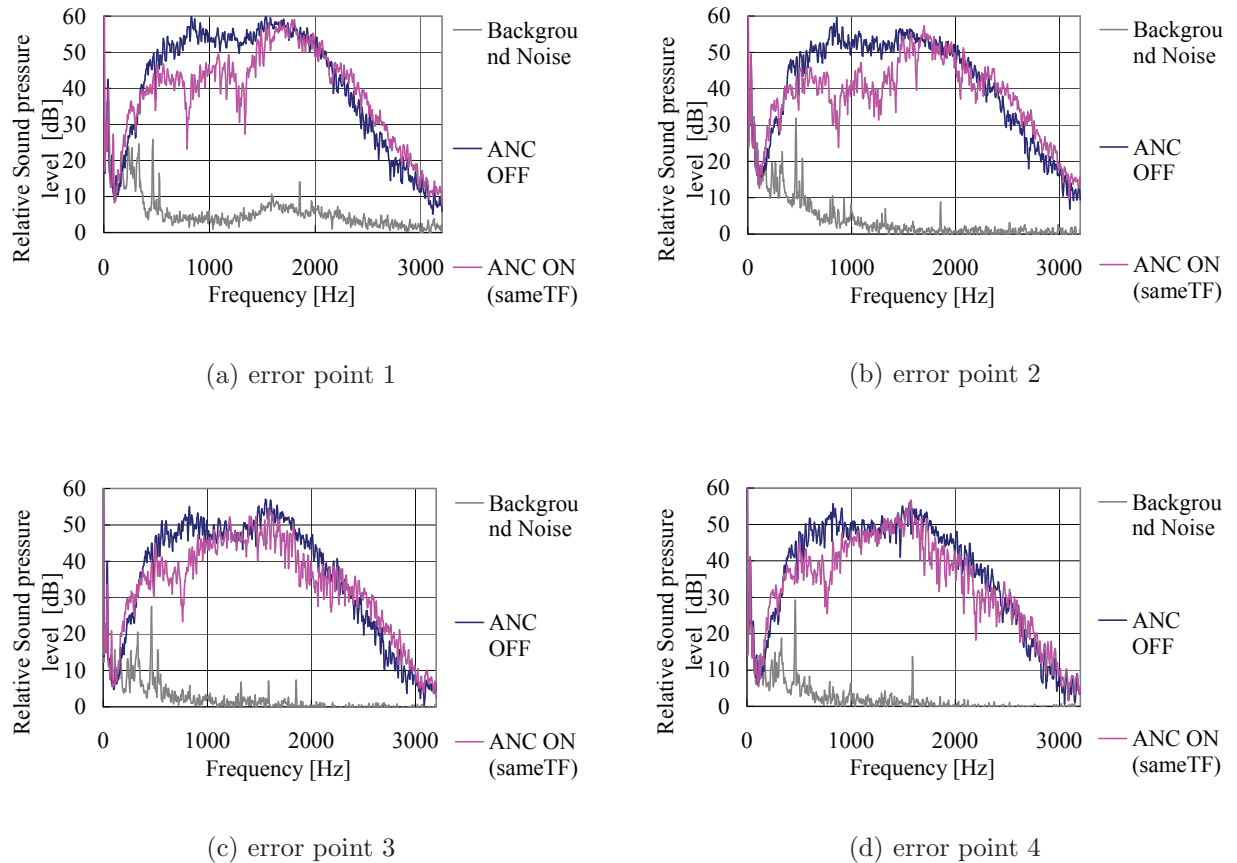


Fig. 3.19 : Relative Sound pressure spectra at the error points under the condition of ANC ON and OFF in Case 2

Fig. 3.19 より制御点での減音効果については、コンセプトどおり、正面音源に対してチューニングした、同一化フィルタを用いても減音効果が得られることが確認できた。ただし、減音可能な周波数領域は約 1500[Hz] 以下 ($w/\lambda \leq 0.5$) であり、第 2 章のシミュレーション通りであった。

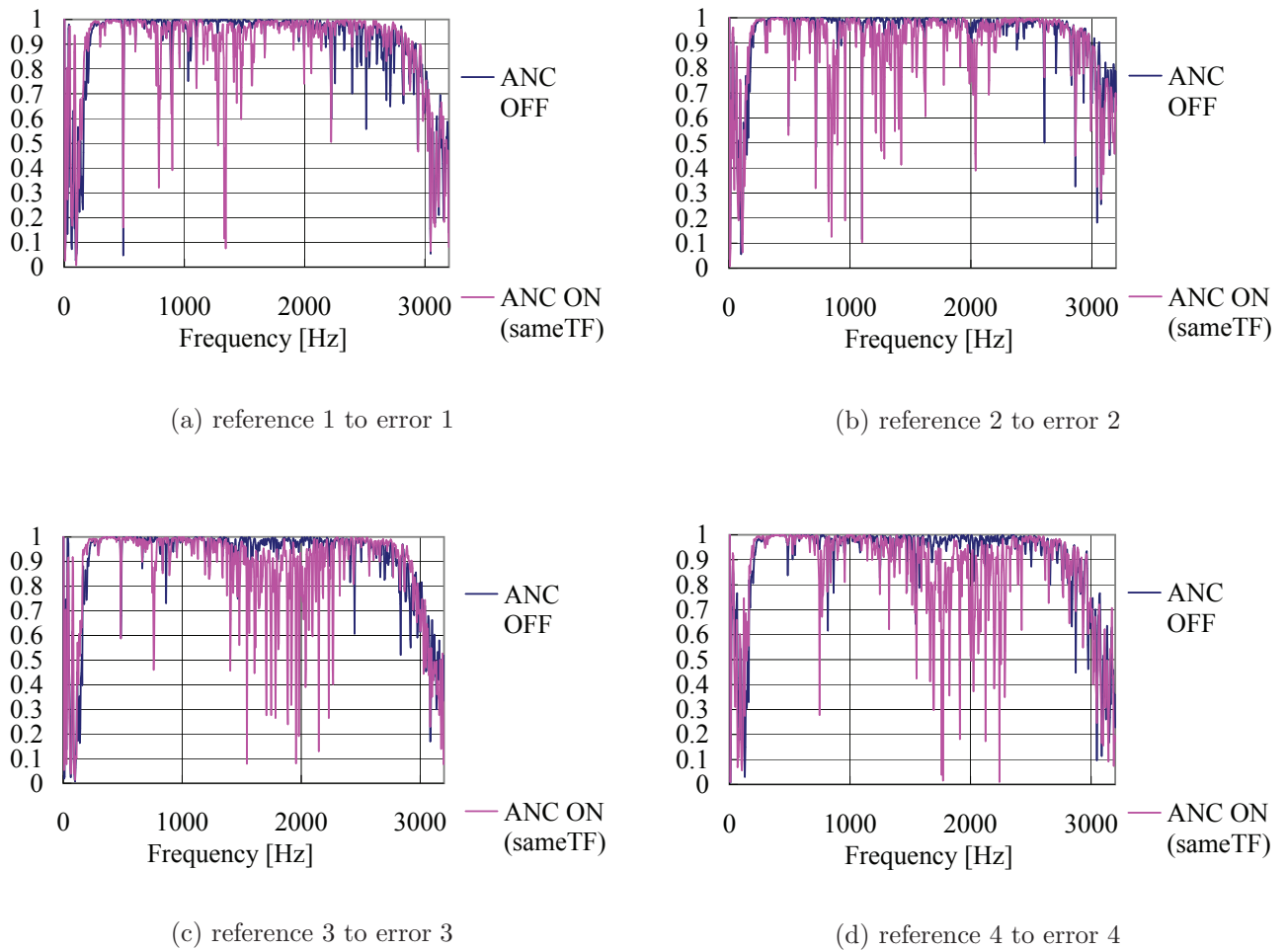


Fig. 3.20 : Coherencis from a reference poit to an error point under the condition of ANC ON and OFF in Case 2

Fig.3.20 より各検出マイクロホンと正面の誤差マイクロホンはコヒーレンスが十分にとれ、1次音源を減音可能であることが示された。Fig.3.21 より、制御点の他に、制御点後方での減音も確認された。フィルタを同一化しても減音効果が得られた。ただし制御点と同様、2kHz 付近は減音効果が劣化している。音源が見えない領域（定点 d）では、元々レベルは低く、ANC ON によって更なる減音効果は得られていないことがわかる。まず、同一位置に配置できれば（ただし、因果律が成り立つものとする）、斜め入射であってもホイヘンスの原理より、騒音となる音波と同一波面を生成可能である。しかし実際には距離があり、生成する音波波面がずれる。

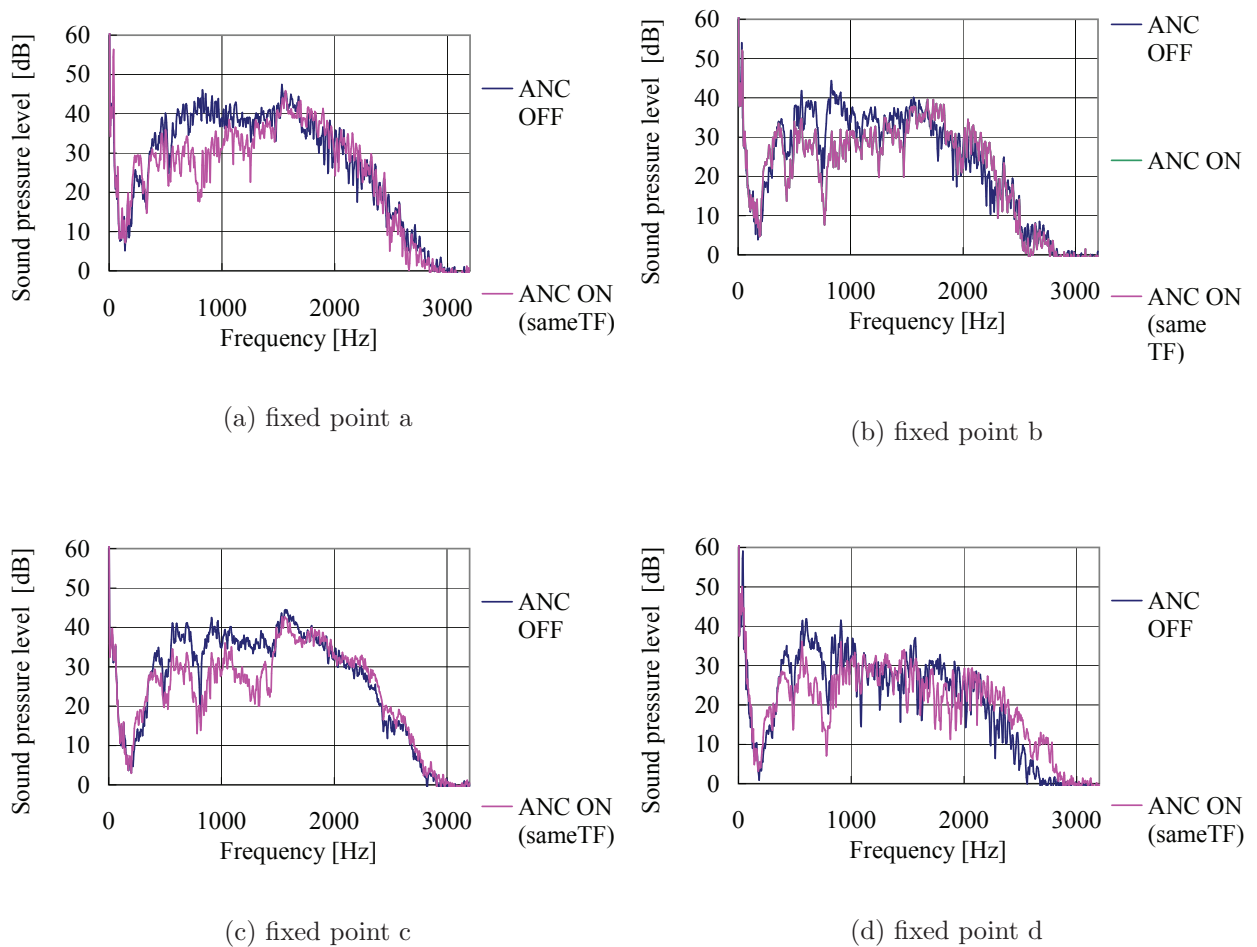


Fig. 3.21 : Sound pressure spectra at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF in Case 2

また、室内に侵入する音波は窓の端で回折しており、特に斜め入射では、平面波にならない部分が存在する。よって、入射方向には減音領域が十分に得られるが、窓の端による回折音波についても減音するには、現在のAASセル配置では入射音波と同じ波面を生成することができず、別途対策が必要となる。

減音分布（一次音源，斜め30[deg]，500[mm]位置）

正面音源と同様に，Fig.3.18に示す測定平面の減音分布を1/3オクターブバンド分析で測定して，周波数帯域630[Hz]，800[Hz]，1[kHz]，1.25[kHz]，1.6[kHz]，2[kHz]での減音分布を調べる。Fig.3.22に減音効果を示し，Fig.3.23，Fig.3.24に減音前後の音圧レベルを示す。

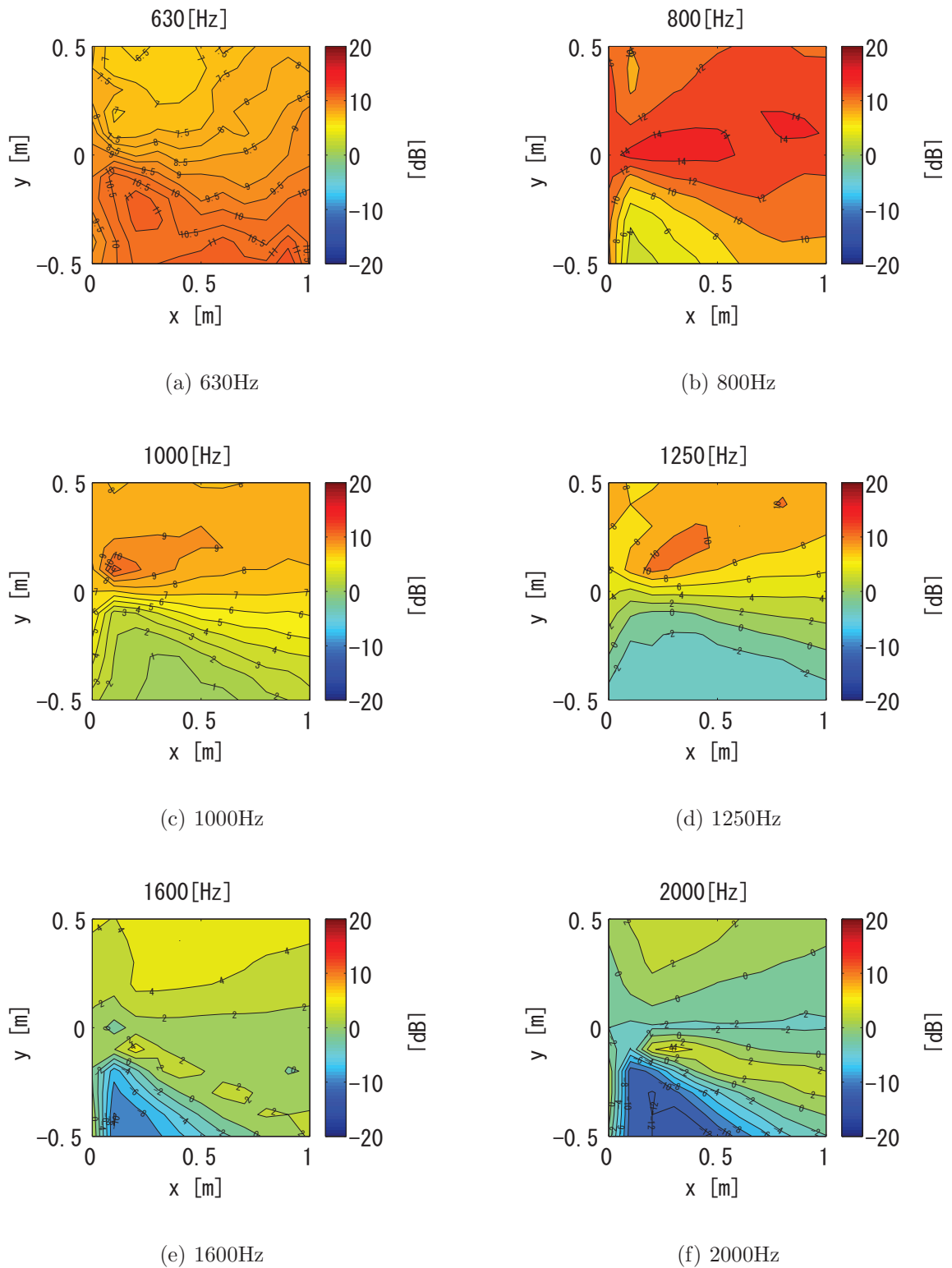


Fig. 3.22 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 2 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

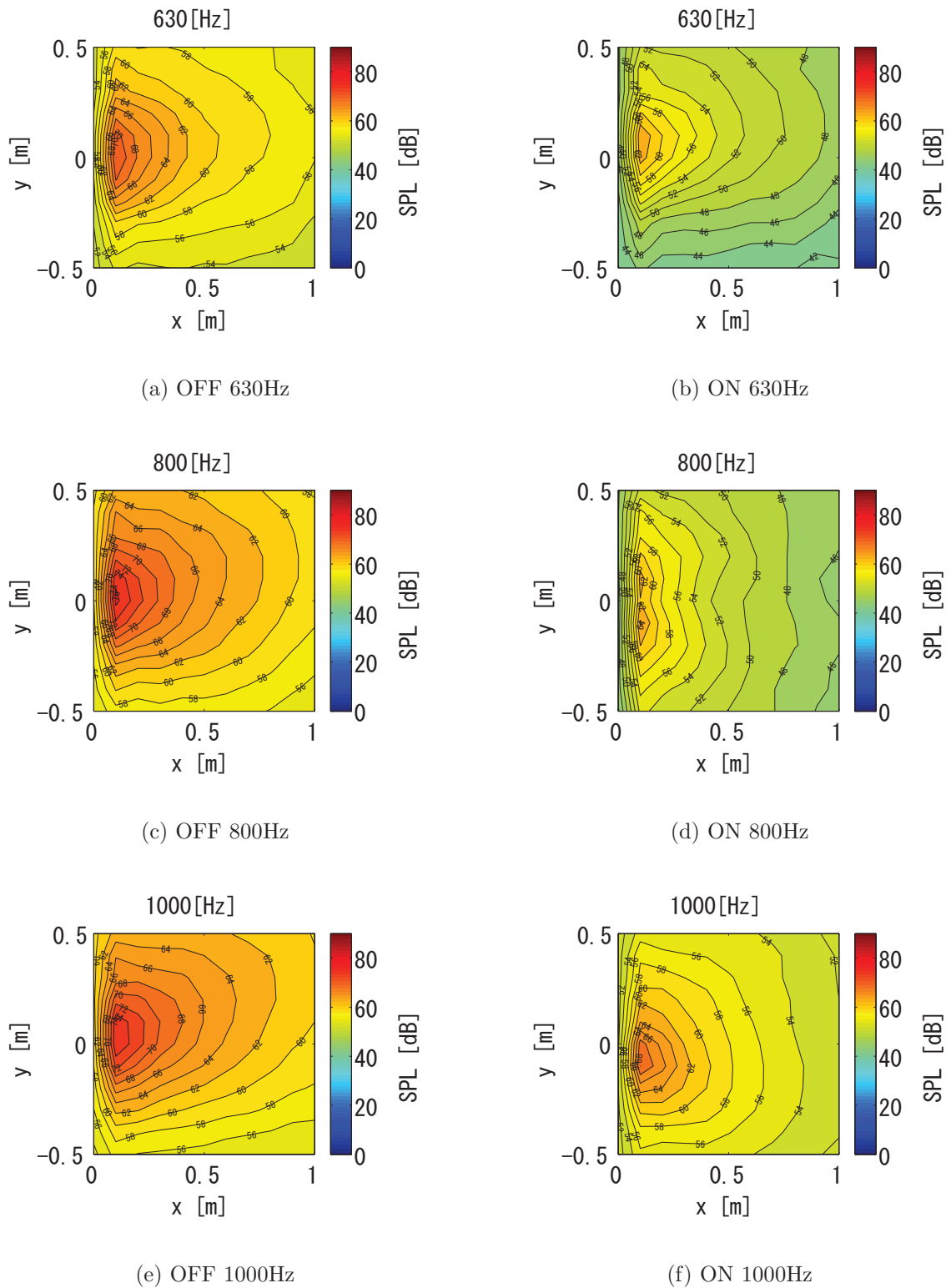


Fig. 3.23 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level in Case 2 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

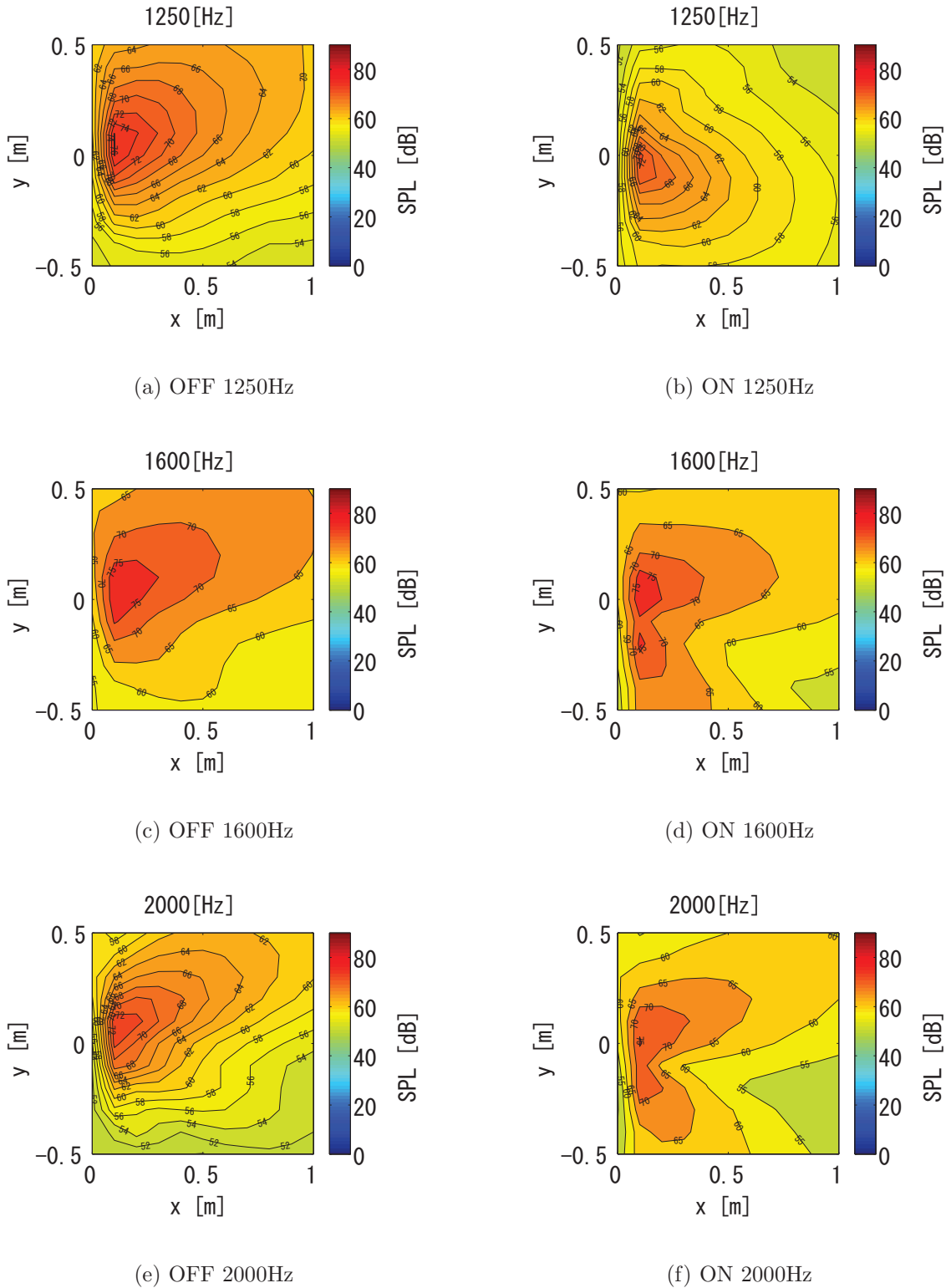


Fig. 3.24 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level contours in Case 2 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

3.8 実験結果 Case 3 (複数音源)

次に複数音源に対する制御結果を示す. 制御セルのフィルタは正面音源の場合と同一の固定フィルタを用いた. 一次音源は500[Hz]~ 2[kHz]に帯域制限したホワイトノイズを使用し, Fig.3.25に示すように2個所に設置する. 1つは扉の正面500 [mm]位置, 2つ目は斜め30 [deg]位置とする. 減音分布は第3.6.1節と同じ測定方法を行う. ただし, 一次音源は互いにコヒーレントでない音源を使用する

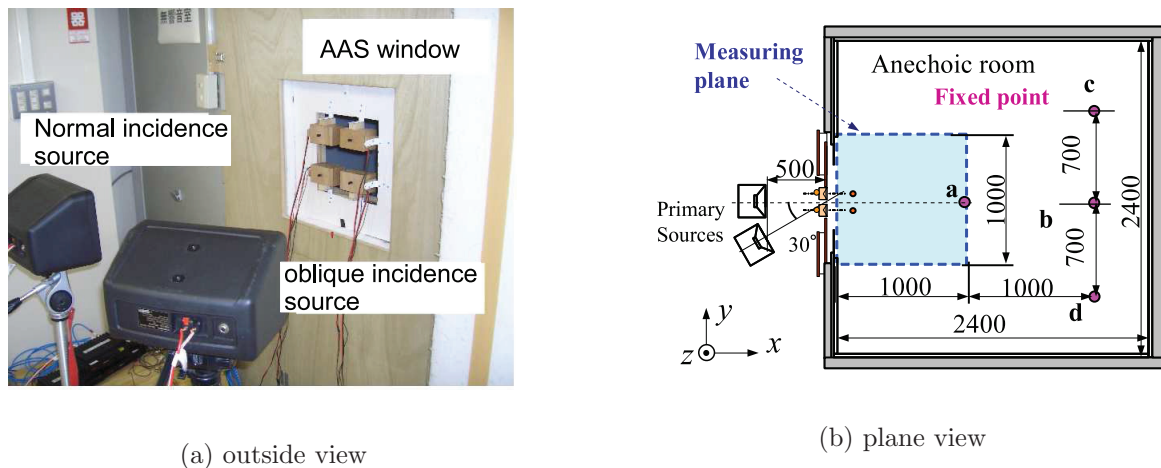


Fig. 3.25 : Test setup in Case 3

3.8.1 各制御点と定点での減音効果

Fig. 3.26, Fig.3.27に各制御点の正面音源のみ, 斜め音源のみ, 複数音源での減音効果を示す. また同様に Fig.3.28, Fig.3.29に各定点の正面音源のみ, 斜め音源のみ, 複数音源での減音効果を示す

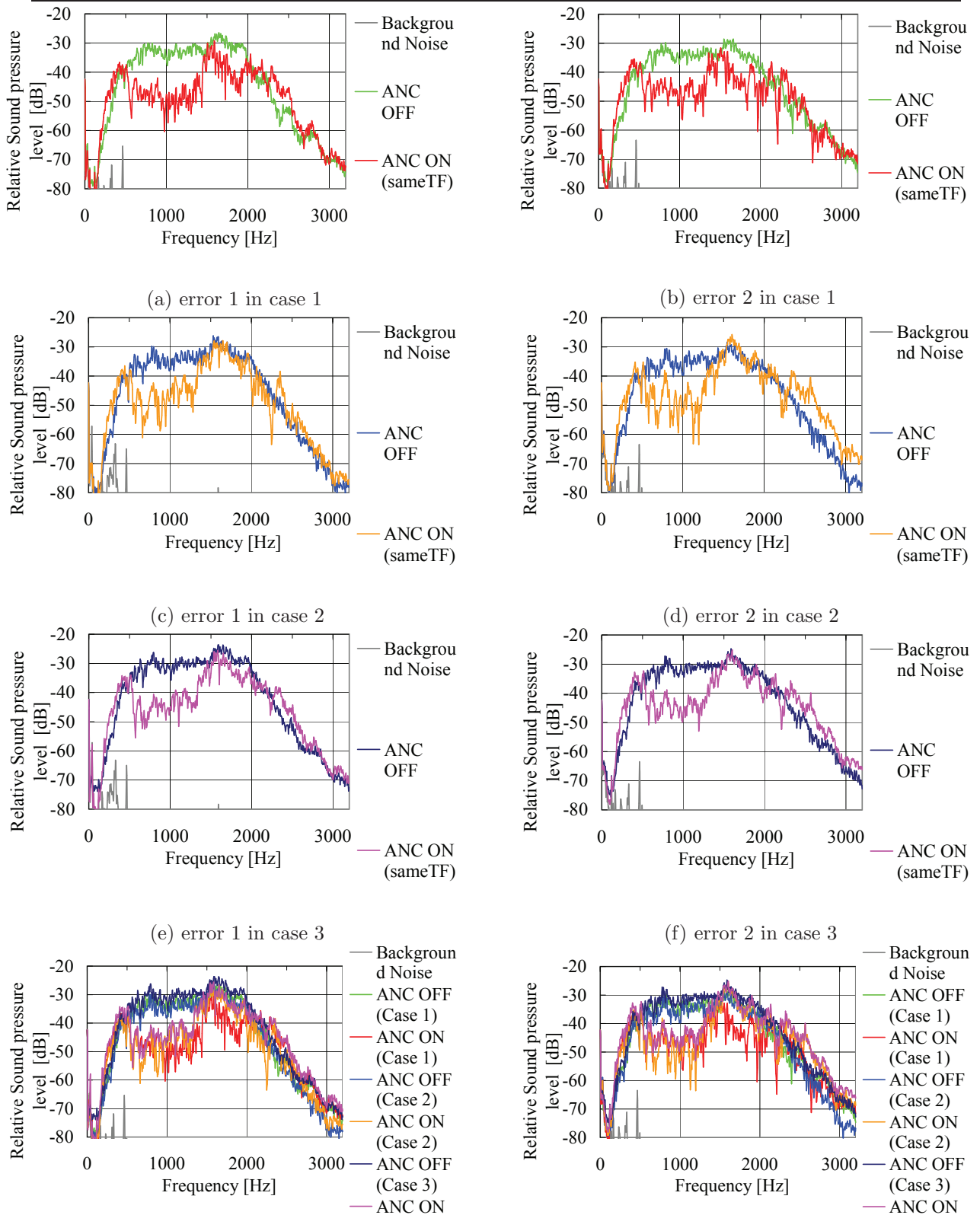


Fig. 3.26 : Relative Sound pressure spectra at the error points under the condition of ANC ON and OFF in Case 3

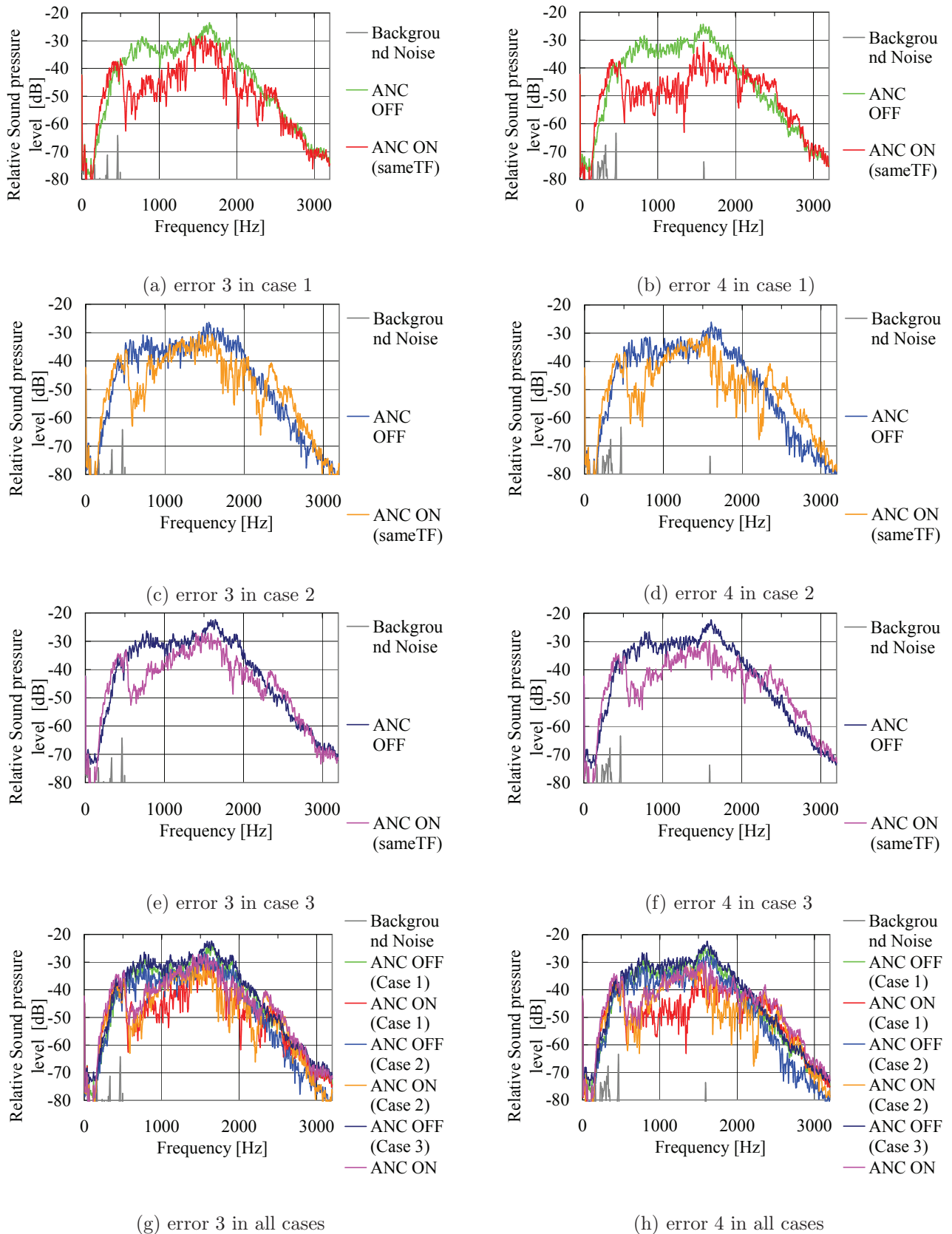


Fig. 3.27 : Relative Sound pressure spectra at the error points under the condition of ANC ON and OFF in Case 3

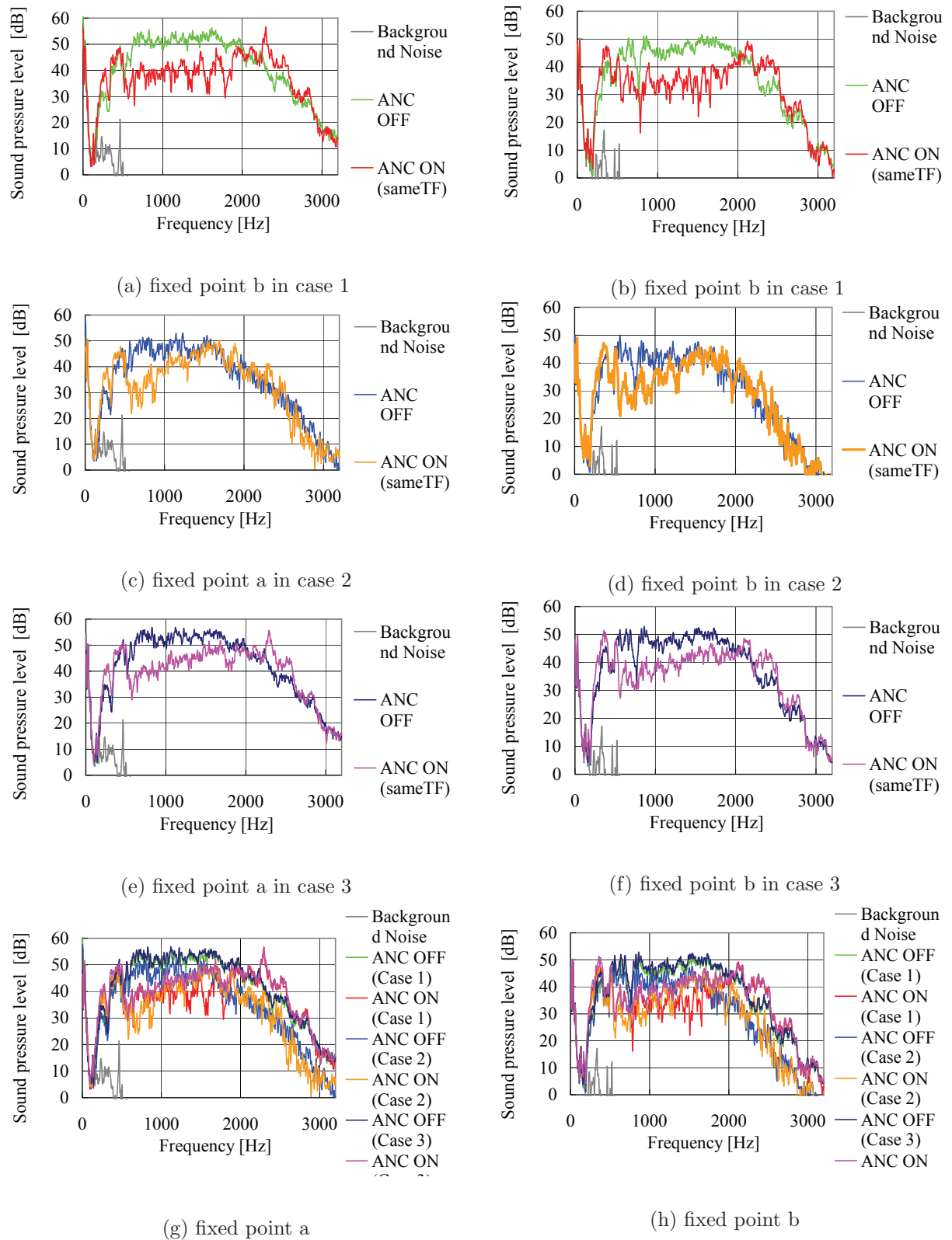


Fig. 3.28 : Sound pressure spectra at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF in Case 3

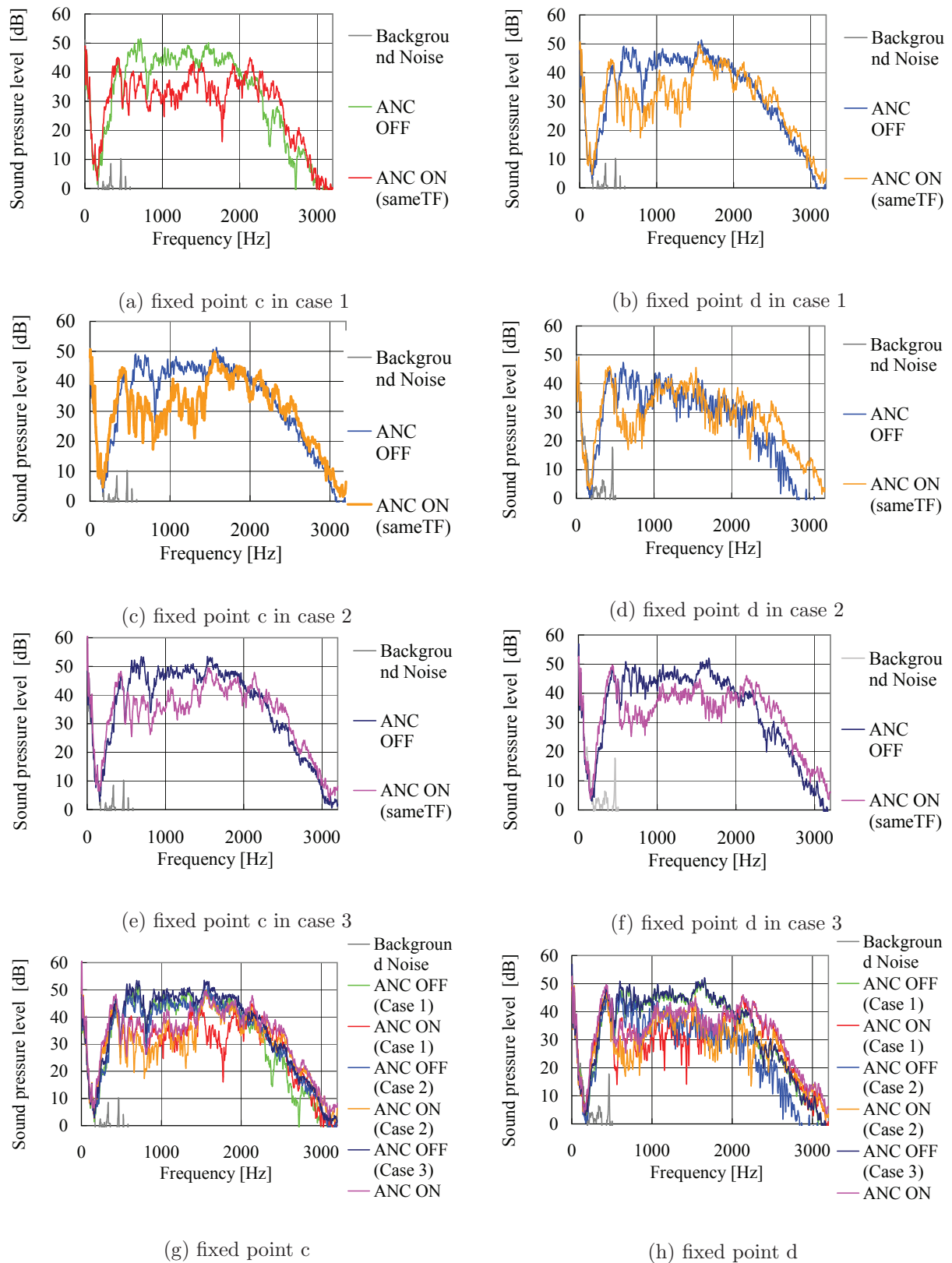


Fig. 3.29 : Sound pressure spectra at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF in Case 3

Fig.3.30 に示すように複数音源の減音効果は正面音源と斜め音源での減音効果の重ね合わせになっており，特に斜め入射音源の減音効果に影響を受け，減音されている．

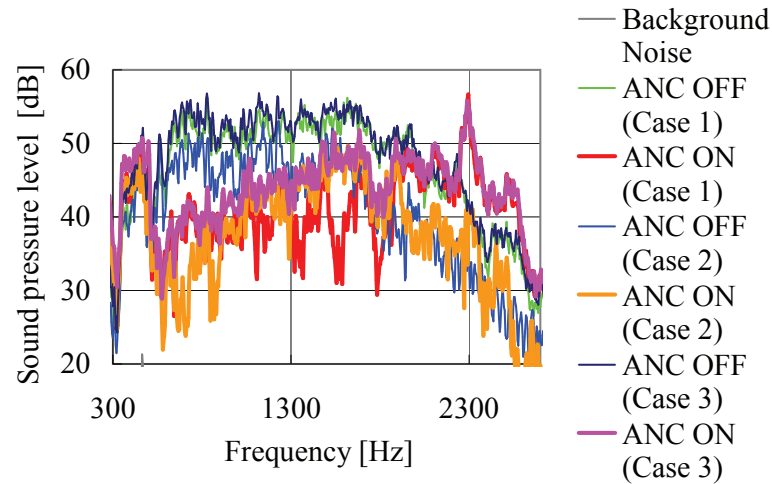
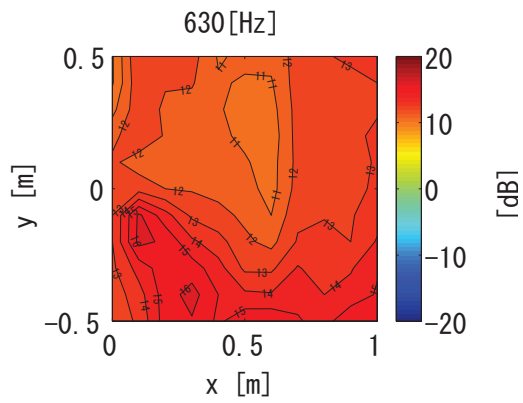


Fig. 3.30 : Sound pressure spectra at the fixed points a under the condition of ANC ON and OFF in Case 3 (close up)

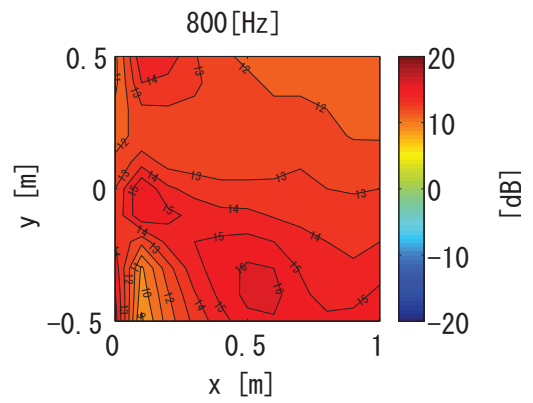
3.8.2 減音分布（正面 500[mm]，斜め 30[deg]）

Fig.3.31~ Fig. 3.33 に測定範囲の減音分布を示す．

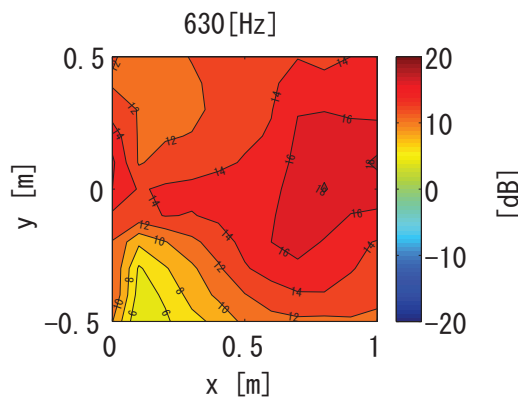
複数音源の減音分布は正面音源，斜め音源がそれぞれ減音された分布を重ね合わせた分布になっている．これによって，基本コンセプトのホイヘンスの定理より，制御音波の波面生成が可能であり，AASが複数音源にも対応できることが証明された．



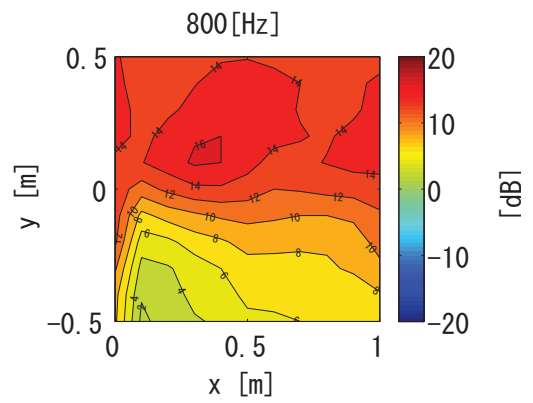
(a) 630Hz in Case 1



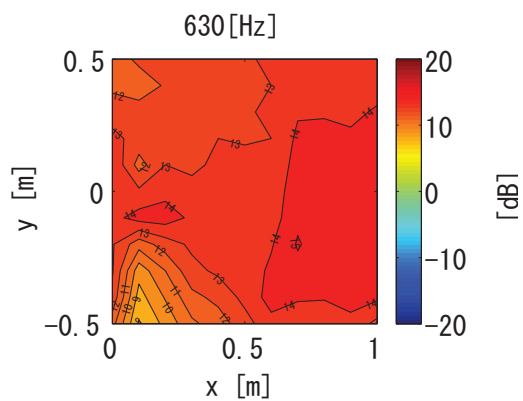
(b) 800Hz in Case 1



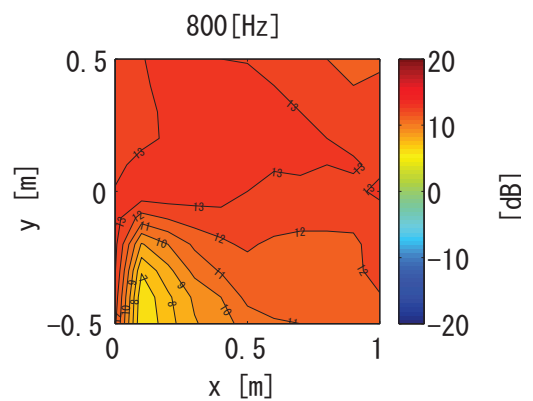
(c) 630Hz in Case 2



(d) 800Hz in Case 2

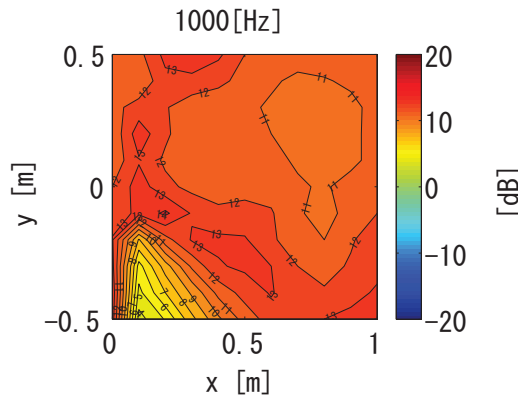


(e) 630Hz in Case 3

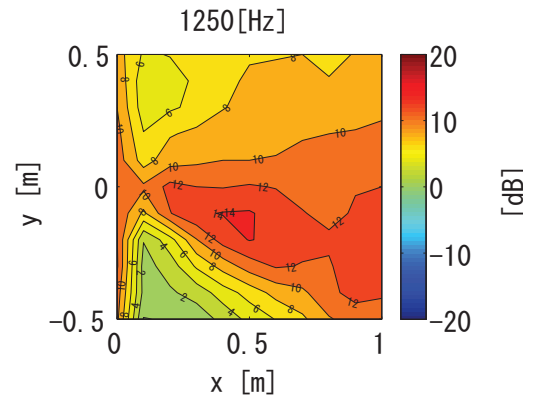


(f) 800Hz in Case 3

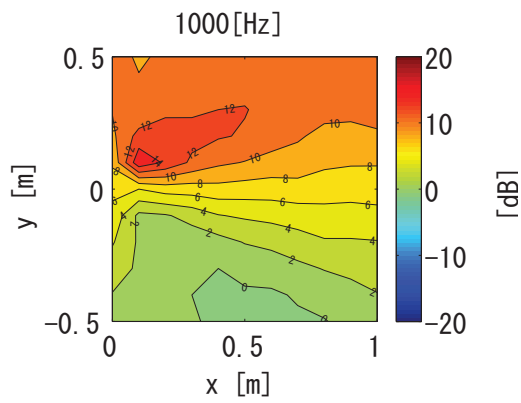
Fig. 3.31 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 3 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$



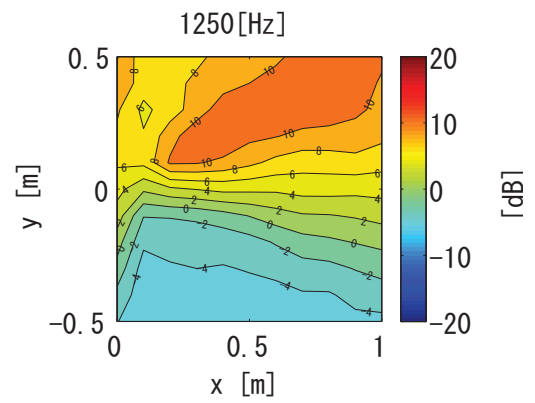
(a) 1000Hz in Case 1



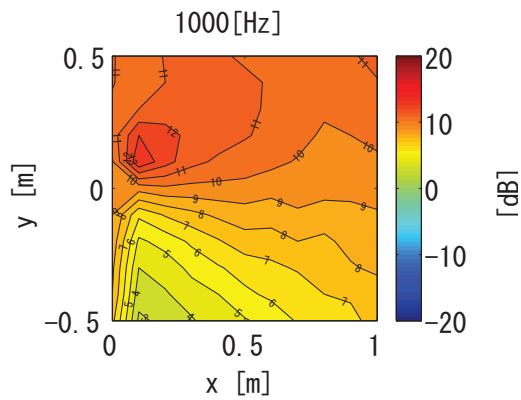
(b) 1250Hz in Case 1



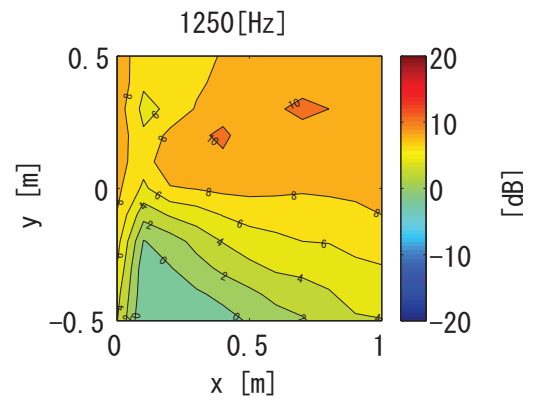
(c) 1000Hz in Case 2



(d) 1250Hz in Case 2

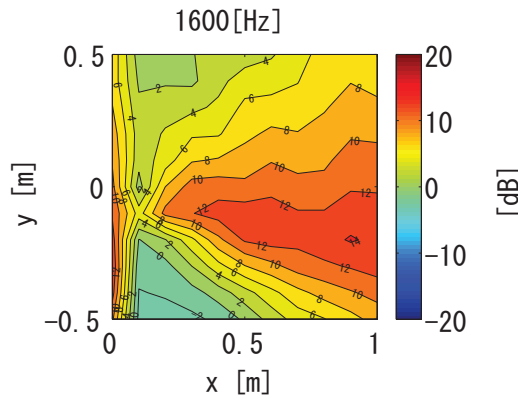


(e) 1000Hz in Case 3

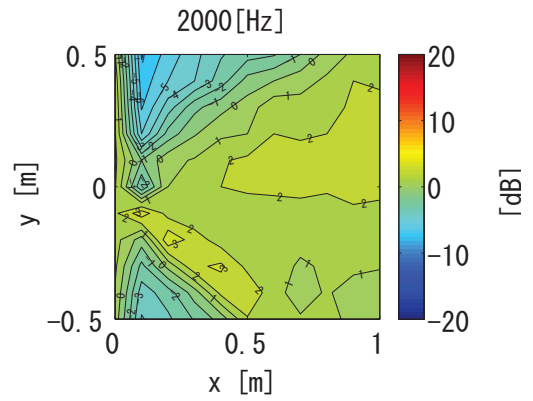


(f) 1250Hz in Case 3

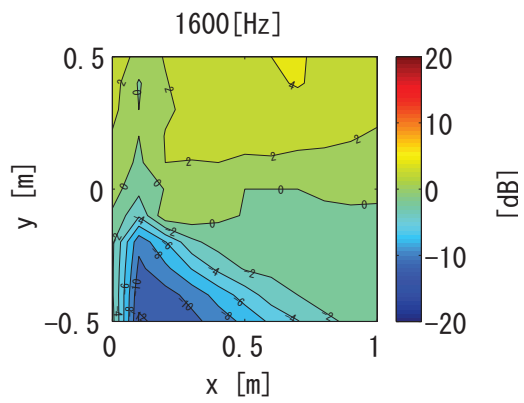
Fig. 3.32 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 3 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$



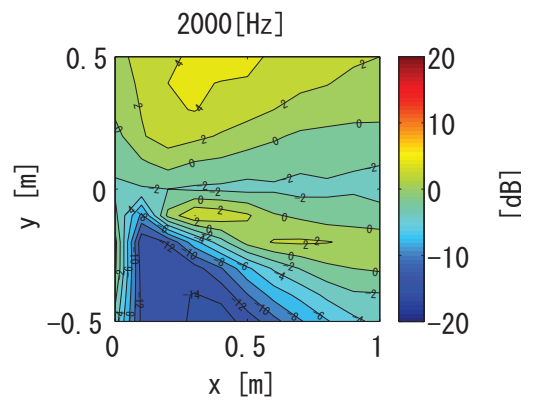
(a) 1600Hz in Case 1



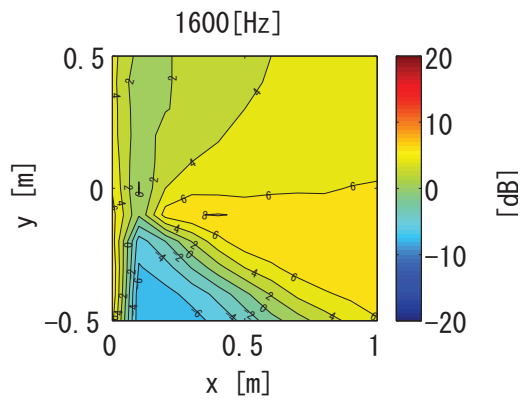
(b) 2000Hz in Case 1



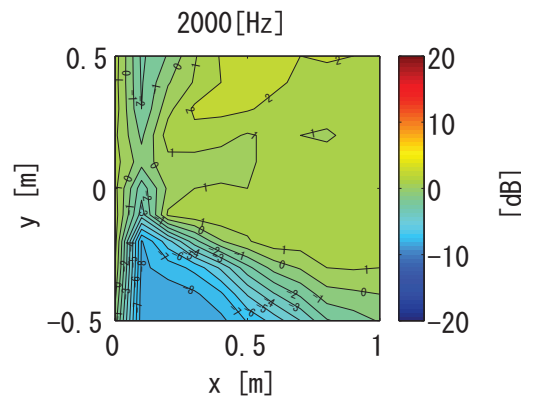
(c) 1600Hz in Case 2



(d) 2000Hz in Case 2



(e) 1600Hz in Case 3



(f) 2000Hz in Case 3

Fig. 3.33 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 3 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

3.9 実験結果 Case 4 (移動音源)

3.9.1 試験方法

次に移動音源に対する減音効果を確認した。まず正面に音源を置き適応フィルタ収束後に固定する。また、制御フィルタには第3.6.1節の同一のフィルタ $H_{Ave}(\omega)$ を使用している。減音効果を確認して、誤差マイクロホンを取り除く。一次音源は500[Hz]~2[kHz]に帯域制限したホワイトノイズを使用する。Fig.3.34に示すようにポールを目印にして音を発生させながら、手で1次音源のスピーカを動かして、定点での音圧を騒音計NA28(RION社製)で1/3オクターブバンド分析で測定する。

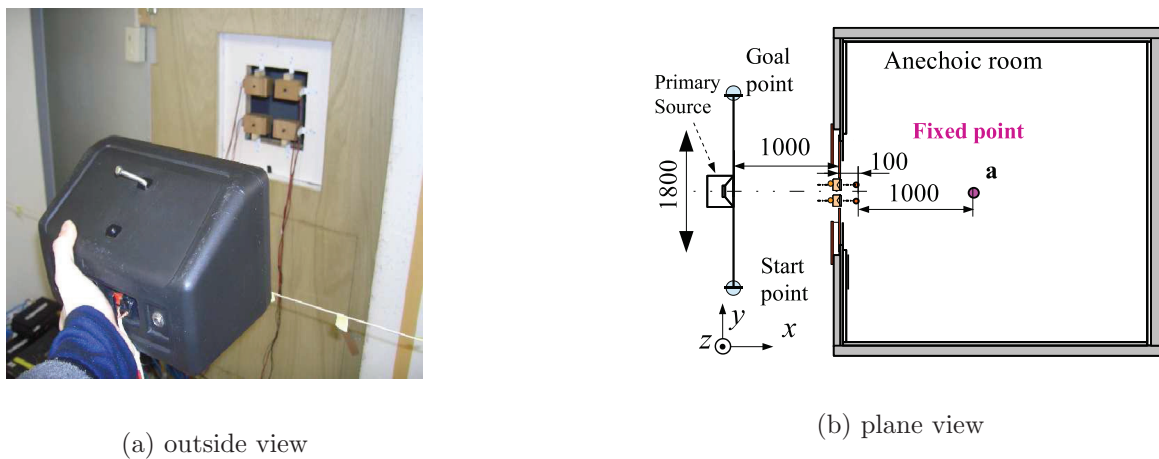


Fig. 3.34 : Test setup in Case 4

3.9.2 移動時の定点での音圧レベル

Fig.3.35~ Fig.3.36に、1次音源の移動速度0.9[m/s], 1.8[m/s]の場合に、定点aで1/3オクターブバンド分析での各周波数の減音効果について示す。

Fig.3.35~ Fig.3.36より、騒音源が移動していても各周波数帯域で10[dB]程度の減音が可能である。よってAASの基本コンセプトの有用性の一つが確認された。また2kHz, では減音されていない場所がある。これは、高周波成分が指向性があり一次音源から音が入りづらい位置に定点があることや、斜め入射の傾きが急で w/λ が0.5以上の場合は減音されないからである。ただし音圧レベルが大きい音源を見通せる時間帯では十分減音しており問題はない。

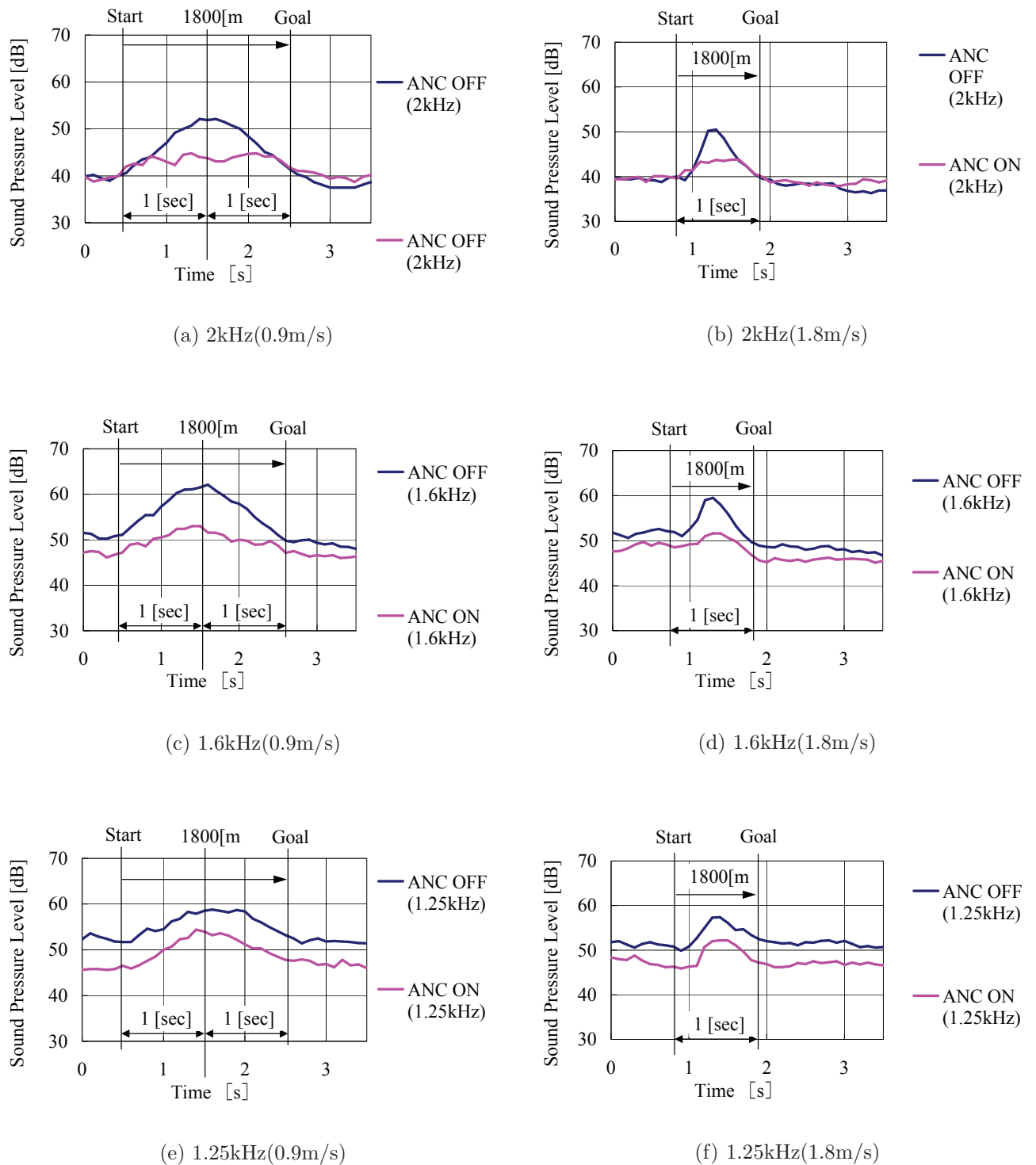


Fig. 3.35 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level by real time analysis under the condition of ANC ON and OFF in Case 4

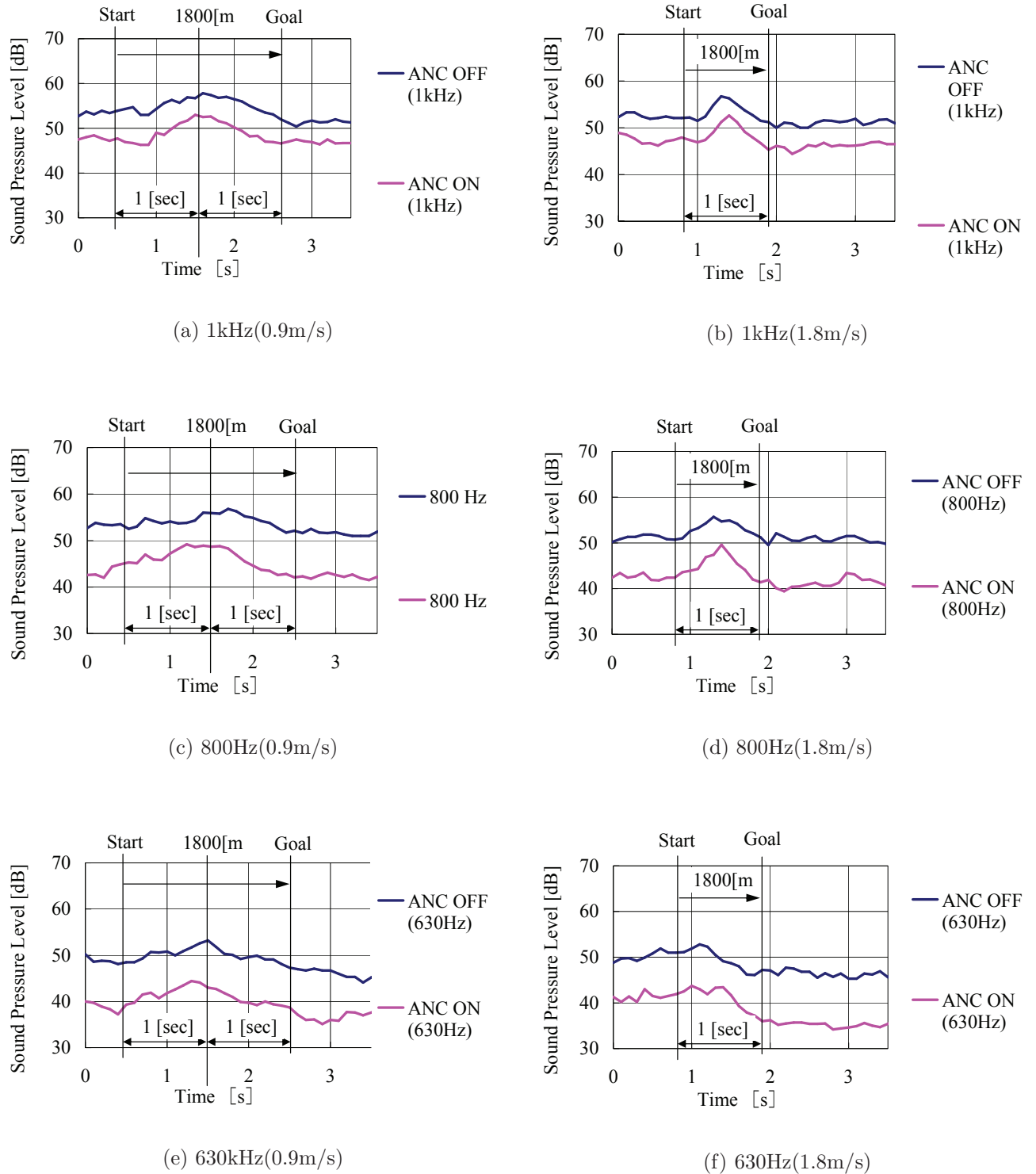


Fig. 3.36 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level by real time analysis under the condition of ANC ON and OFF in Case 4

3.10 実験結果（反射音のある場合）

次に部屋の中の反射条件が変化した場合の減音効果を確認する。

3.10.1 試験方法

固定フィルタは、第3.6.1節の同一のフィルタ $H_{Ave}(\omega)$ を使用している。制御点と定点での減音効果を第3.6.1節と同様な方法で調べる。減音効果が確認されたら誤差マイクを取り除き、Fig.3.37に示すように、モデル室内に反射板として、板6枚 (1800[mm] × 900[mm] × 12[mm]) を壁に立てかけて設置する。

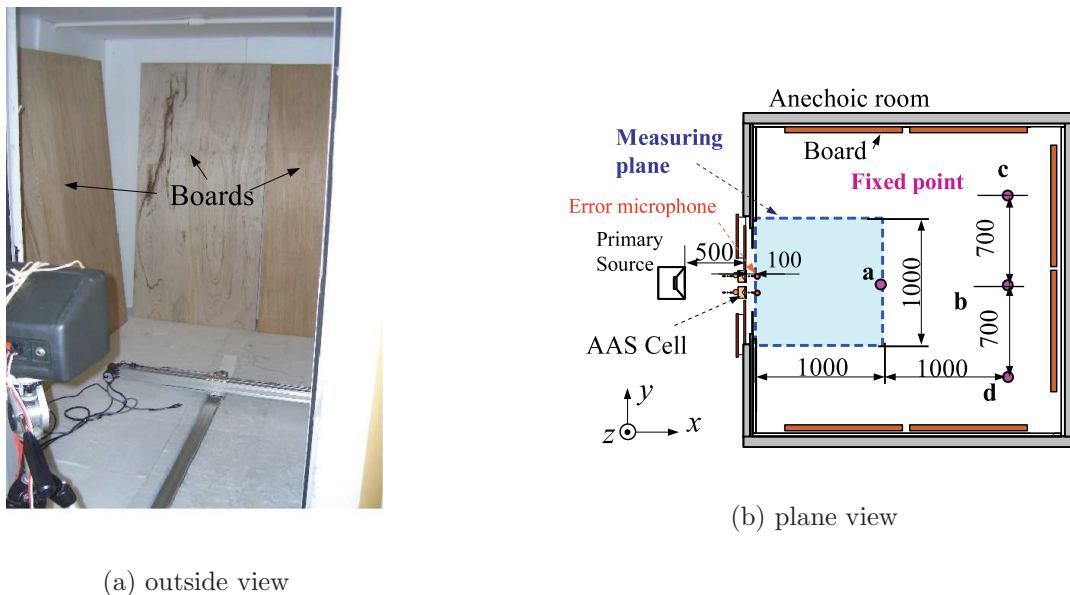
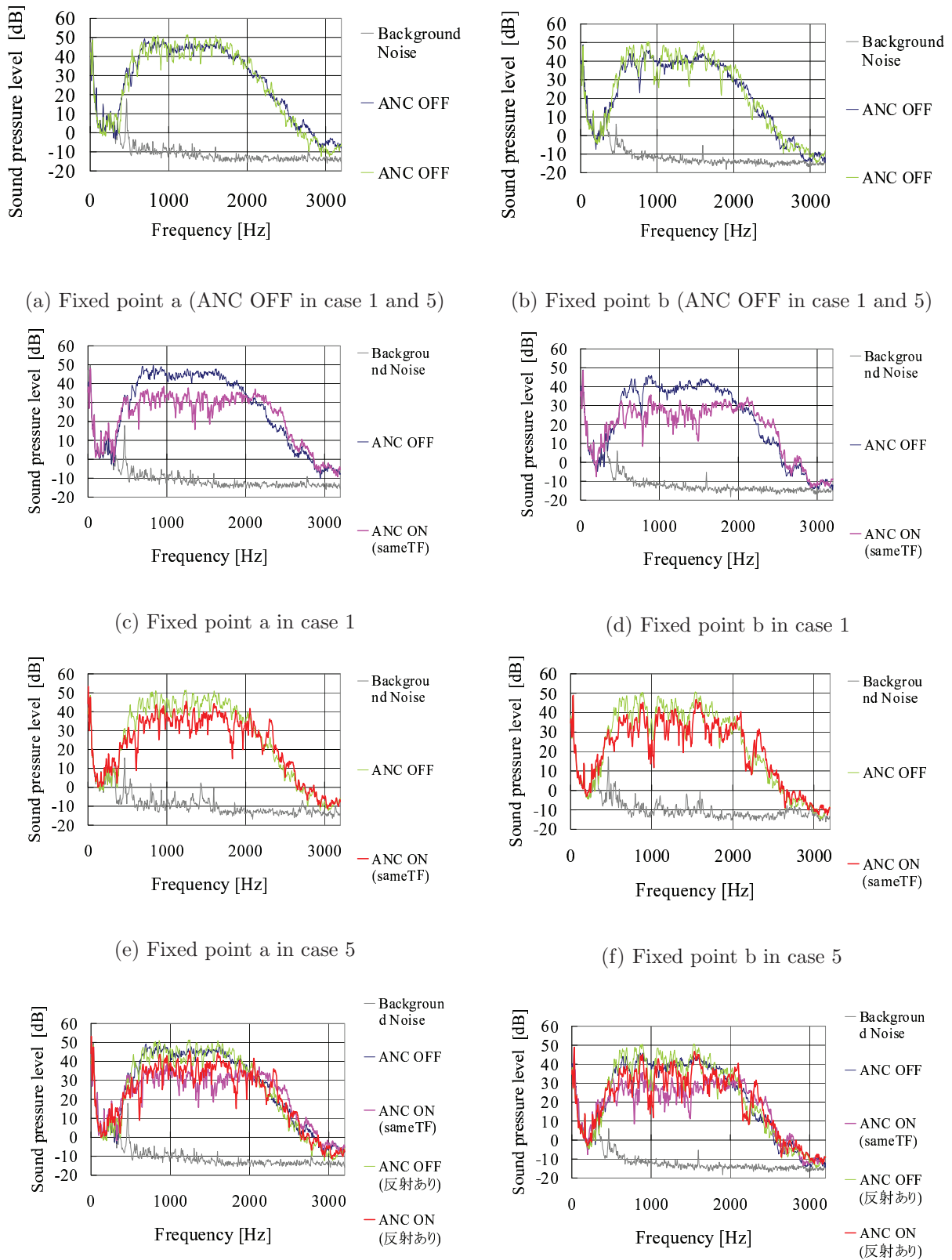


Fig. 3.37 : Test setup in Case 5

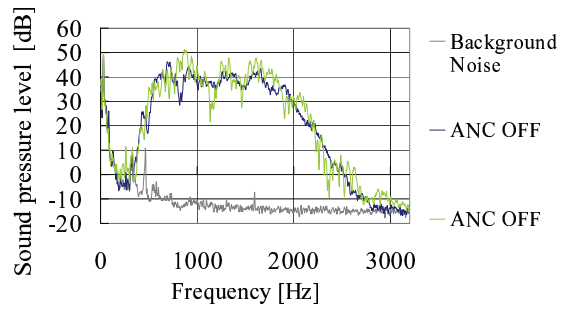
そして、制御点と定点での減音効果を測定して、反射音による増音を確認する。また、減音分布を同じ方法で測定して減音範囲への影響を確認する。

3.10.2 制御点と定点での減音効果

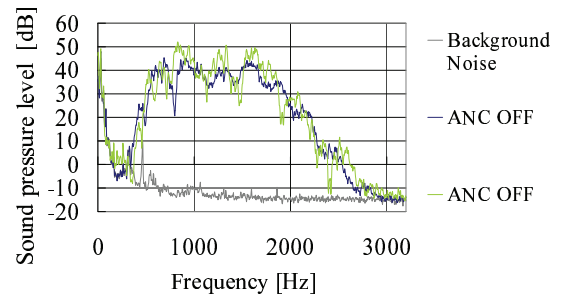
定点 a から d について Fig.3.38, Fig.3.39 に反射板の有無による増音量の比較、正面音源で固定フィルタを同一化したセルでの減音効果、反射音のある場合での減音効果、減音効果の比較を示す。



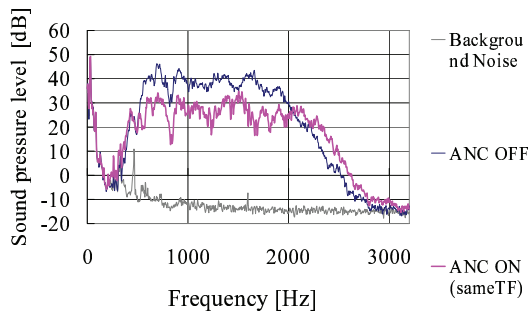
(g) Fixed point a in case 1 and 5 (h) Fixed point b case 1 and 5
 Fig. 3.38 : Sound pressure spectra at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF in Case 5



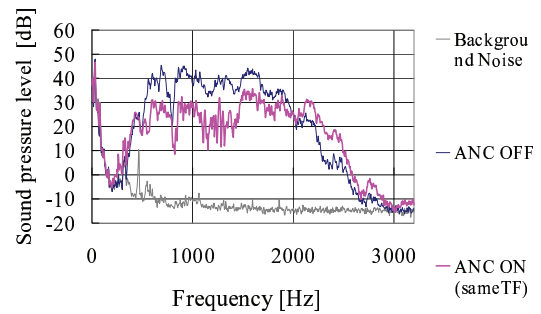
(a) Fixed point c (ANC OFF in case 1 and 5)



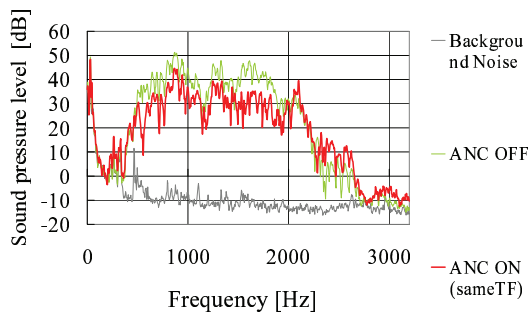
(b) Fixed point d (ANC OFF in case 1 and 5)



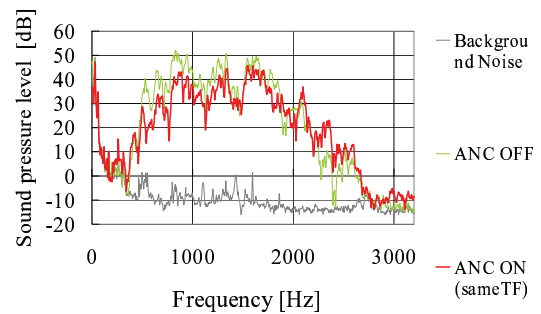
(c) Fixed point c in case 1



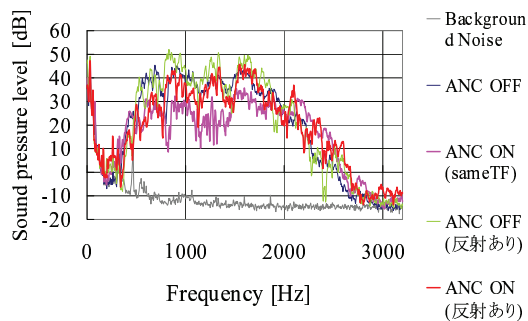
(d) Fixed point d in case 1



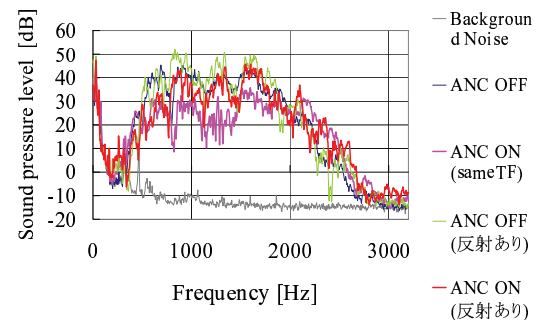
(e) Fixed point c in case 5



(f) Fixed point d in case 5



(g) Fixed point c in case 1 and 5



(h) Fixed point d in case 1 and 5

Fig. 3.39 : Sound pressure spectra at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF in Case 5

同様に制御点1から4について、Fig.3.39に反射板の有無による減音効果の比較を示す。

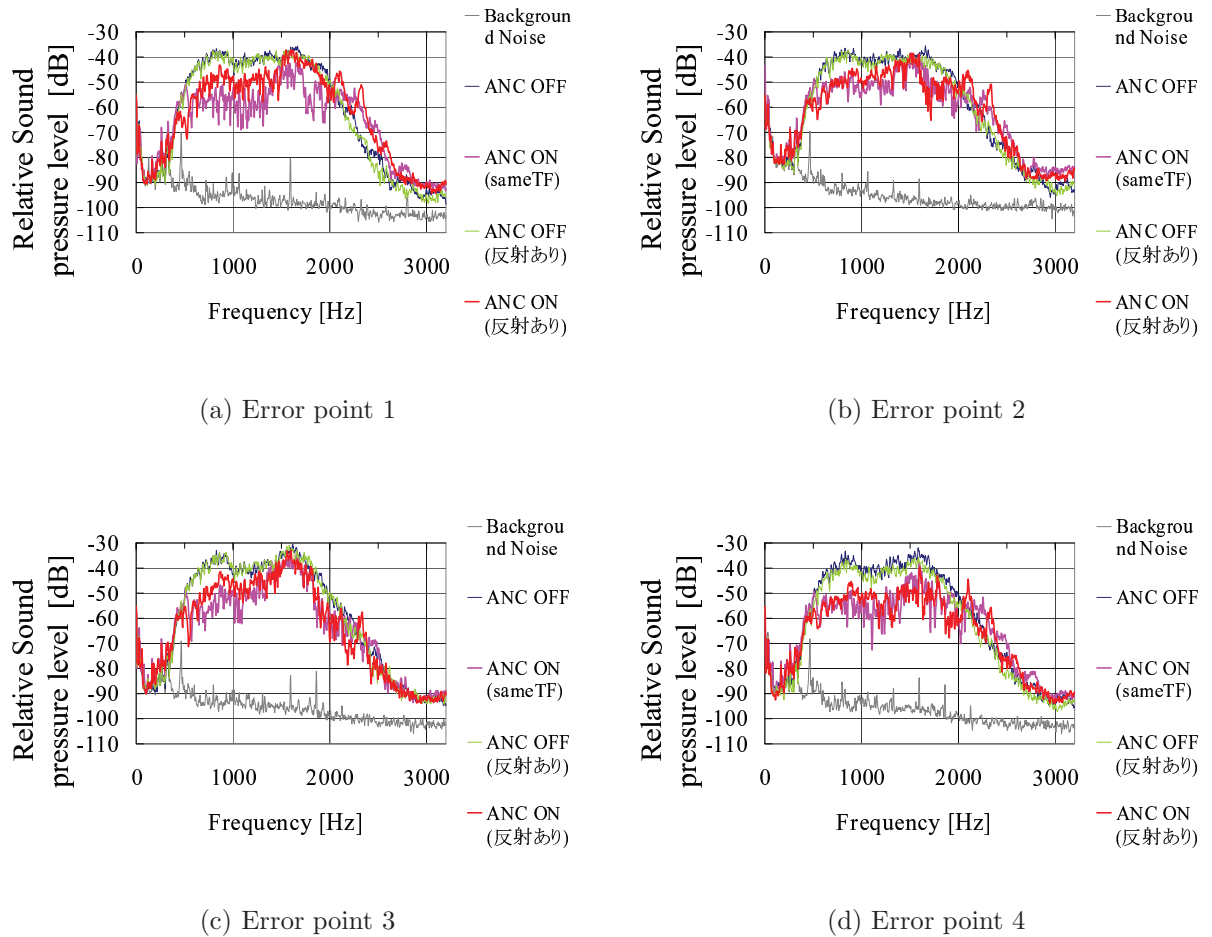


Fig. 3.40 : Relative Sound pressure spectra at the error points under the condition of ANC ON and OFF in Case 5

Fig.3.38~ Fig.3.40より反射板による音場の変化がある状態では、反射音による影響により制御点では減音効果2~ 5[dB]の劣化が確認されたが、一様に減音効果が得られた。また各定点では5~ 10[dB]の劣化が見受けられた。

3.10.3 減音分布

Fig.3.41に反射板を設置したときでの測定範囲の減音効果を示す。また、Fig.3.42 ~ Fig. 3.43に減音前の音圧レベルを示す。

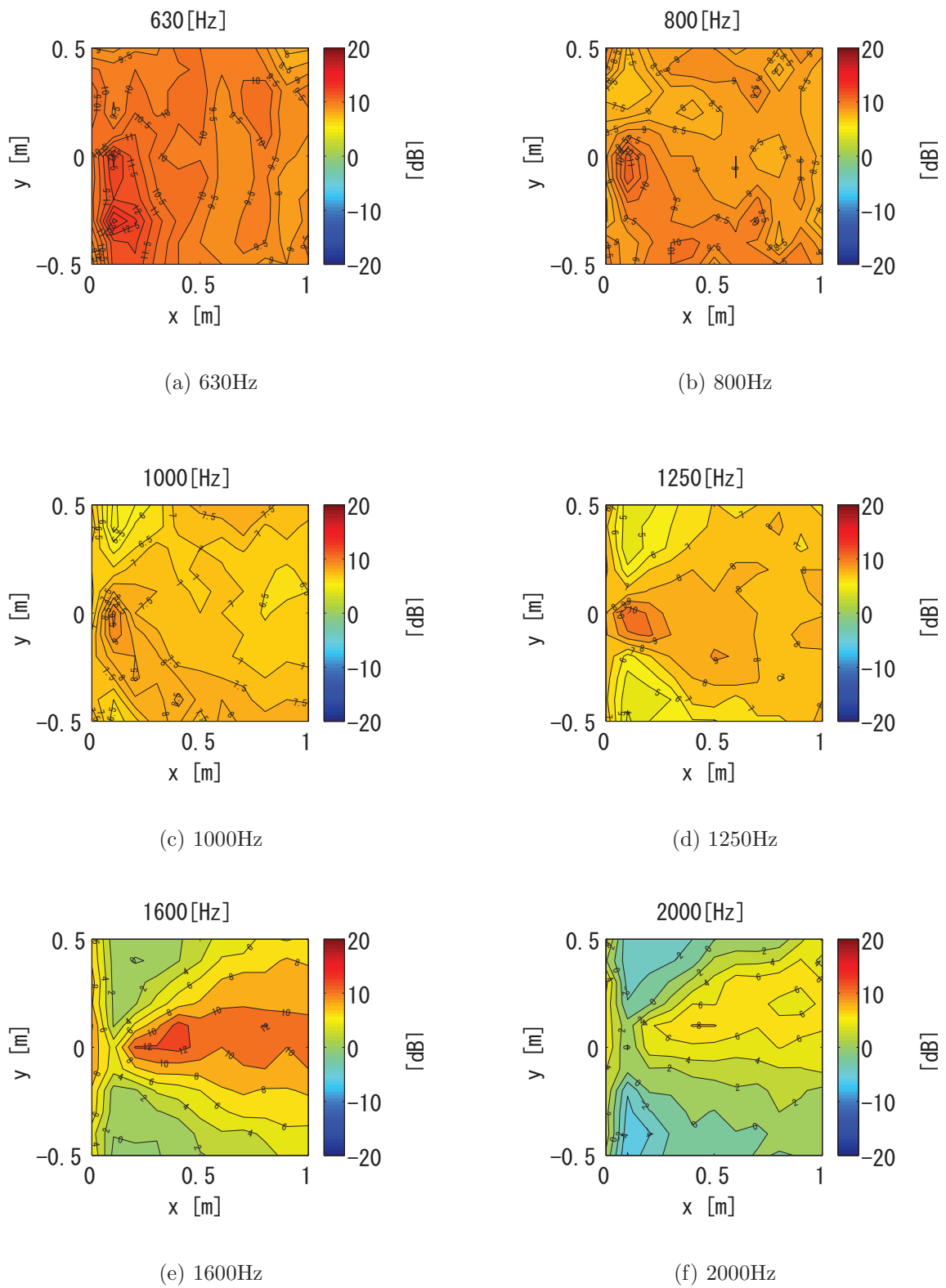


Fig. 3.41 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 5 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

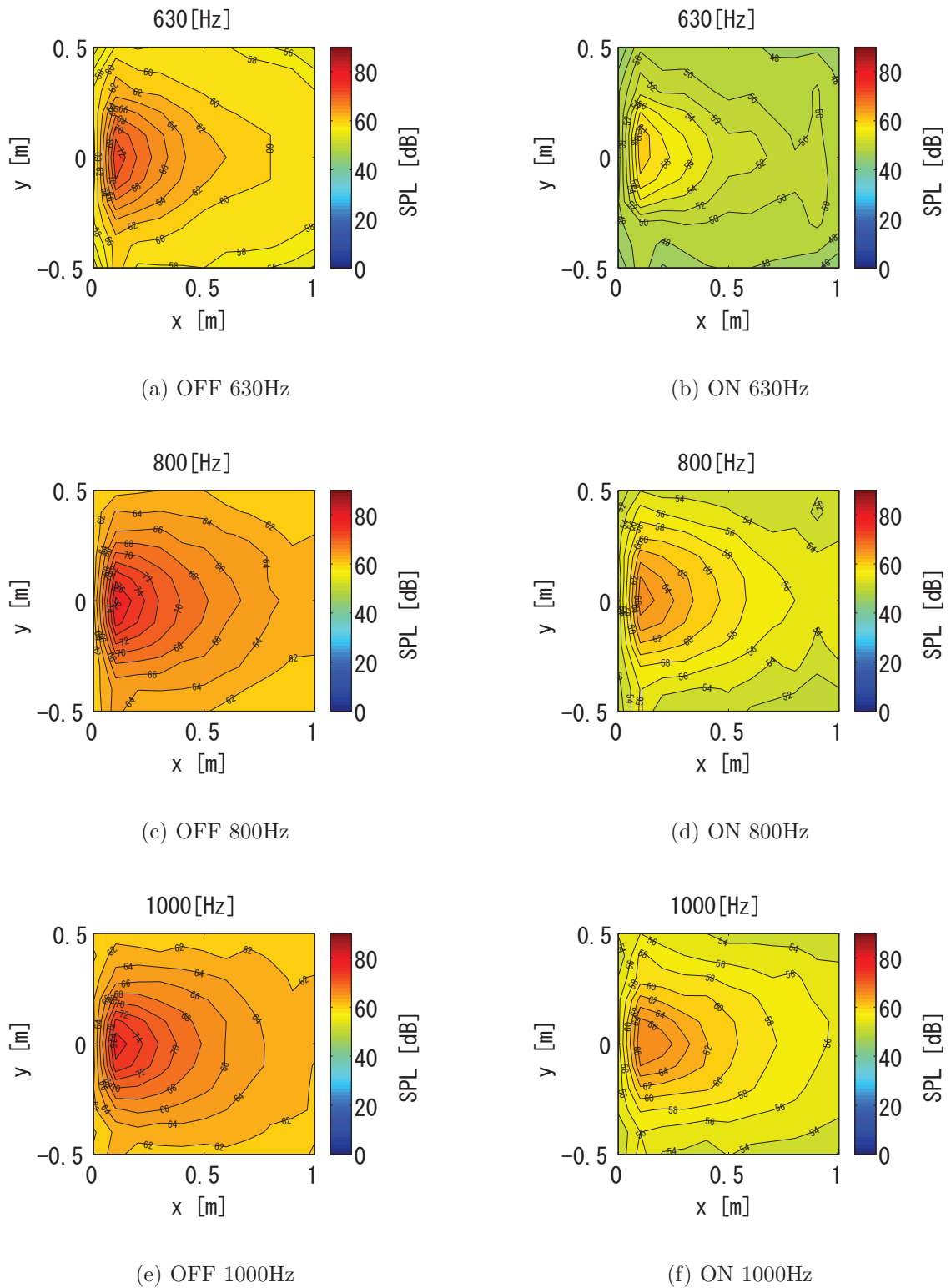


Fig. 3.42 : Typical 1/3-octave-band sound pressure level contours in Case 5 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

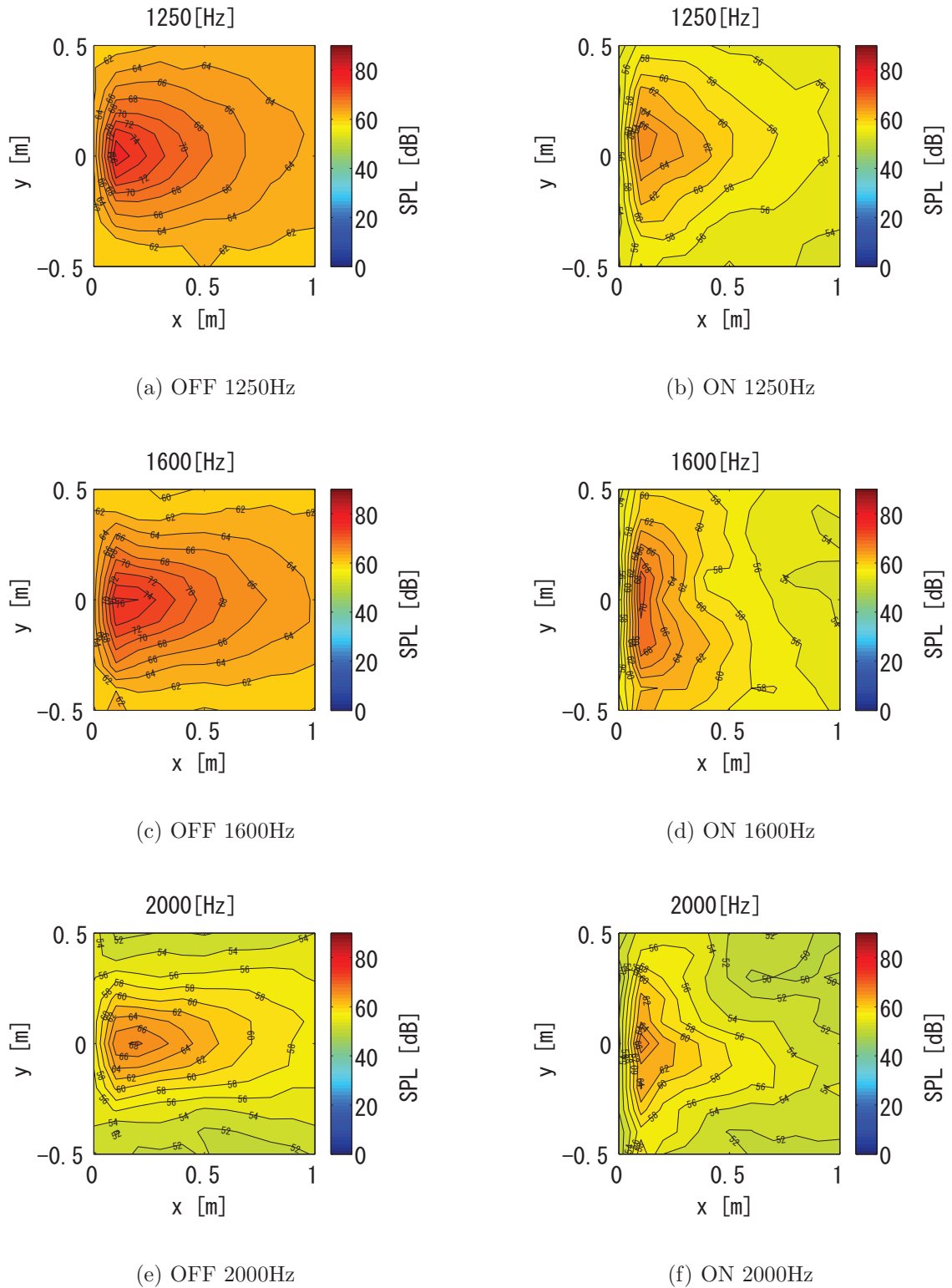


Fig. 3.43 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 5 using the same fixed filter $H_{Ave}(\omega)$

正面音源の減音分布と比較してみても減音効果は落ちるものの減音範囲には影響は見られなかった。本システムでは検出マイクロホンは窓の外側にあり、そこで検出される反射音は入射音に比べて十分小さくその影響が小さかったためと考えられる。またフィルタは固定されているため、反射音が誤差マイクロホンに入り、悪影響を及ぼすこともない。ただし、反射音に対する減音効果は発揮できないため、減音効果は若干劣化したものと推察される。また、特に定量的結果は残していないが、部屋の中で会話をするなど、室内で音を発生しても、それがシステムに悪影響を与えることはなかった。これも上記と同様の理由によると推察される。

3.11 結言

本研究では、アクティブ音響シールドング (Active Acoustic Shielding:AAS) の実用性を確認するために、AASを小窓に設置した場合の減音性能への影響を検討した。減音性能へ影響する原因として、複数音源、移動音源、室内の反射音、内部音源についてモデルを作成し、モデル試験を行った。

- ・ 正面音源に対して、500[Hz]~ 2[kHz]の周波数帯域で減音効果、減音分布を得ることが可能であった。さらに各制御フィルタを同一化した固定フィルタを使う手法でも、同等の減音効果を得ることができた。
- ・ 斜め入射音源に対しても同等の減音効果を得ることができた。ただし1.5[kHz] ($w/\lambda < 0.5$) の条件を満たす必要がある。
- ・ 複数音源では、減音効果、減音分布ともに各音源の重ね合わせた結果になっており、減音効果、減音分布への影響はなく複雑な波面に対応できることが確認されたが、入射角度の深い波面に対する減音性能に依存する。
- ・ 移動音源にも対応でき、減音効果が確認された。
- ・ 反射音に対しては、制御点での減音効果の劣化が3~ 5[dB]がみられたが、固定フィルタの使用よりシステムの不安定は起こらずに制御・減音することが可能であった。
- ・ 部屋内部で、外乱となる音波が発生する場合については定量的には実験を行わなかったが、実験中には悪影響はなかった。

以上の結果より、AASのコンセプトの有用性が確認された。

第4章

AASの低周波帯域における減音性能改善

4.1 緒言

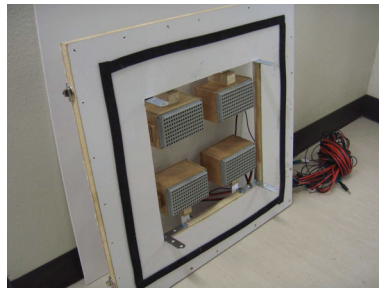
本章では、アクティブ音響シールドディング (AAS) の対応可能な周波数帯域の改善を行う。本研究は、窓（開口部）をから侵入する騒音を対象としており、高周波帯域の対策に有効な受動騒音制御 (PNC) を使用できない。そこで、能動騒音制御 (ANC) を使用して騒音低減手法として AAS を提案し、第3章では、シミュレーションと実験により、開口部から侵入する騒音の低減が可能となった。しかしながら、第3章の AAS (Type 1) では、500[Hz]~ 2000[Hz] まで対応可能であるが、本来の聴感特性である A 特性音圧レベルで考えると、ほぼマイナス補正のかからない 4000[Hz] から 8000[Hz] の高周波帯域では減音性能の改善が必要である。また、500[Hz] 以下 125[Hz] までは 3~ 16[dB] 程度のマイナス補正であるが、騒音の周波数帯域が 1000[Hz] 以下に集中する場合には、低周波の対策が必要となる。高周波の対策をする場合、2と3章における減音性能の結果より、AASセルの配置間隔 w を2分の1、4分の1と縮めることで対象周波数も2倍、4倍と対応可能となる。しかしながら、実際の AASセルには大きさが存在する。AASセルの配置間隔 w を縮めるにはスピーカは小さくする必要があり、そのため、現在の手法では、スピーカの性能・特性に大きく依存する。高周波帯域については、小型のスピーカでも励起することは可能である。さらに、高周波については、信号処理スピードが問題となるが、本システムでは非常に高いサンプリングレートを使用しているため問題はないと考えている。ただし、セルの数が非常に多くなるので実用上の問題があり、第5で検討している。実際に問題となるのは低周波帯域の性能である。低周波帯域の性能はスピーカの発音性能に依存し、低周波を励起するために現在の技術では、スピーカのコーン部分直径、スピーカボックス等を大型にする必要がある。結果、低周波帯域から高周波帯域を網羅するにはサイズにより限界がある。

そこで本章では、AASの低周波帯域の減音性能を改善する手法として、2つの方法を提案する。一つは従来のAAS装置のスピーカを変更する方法、もう一つは2種類のAASユニットを使用し騒音低減を図る手法について実験を行い考察・検討する。まず改善案1については、平板スピーカから低周波帯域での性能が良いコーン型スピーカに変更する。従来型AASをFig.4.1(a)、従来型スピーカ変更タイプAASを

Fig.4.1(b)に示す。

試験モデルは従来と同様に無響室に小窓を付け、AASを窓に取り付けて実験を行う。制御方法、配置についても従来と同様の方法で行う。減音効果の測定は各制御点とモニター点で行い評価する。

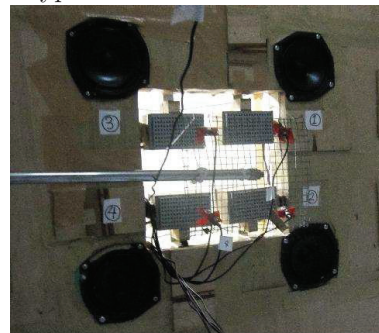
改善案2については、1つの窓に対して2つのAAS装置で減音する方法である。この方法は高周波帯域を減音するAASと低周波帯域を減音するAASの2つで広い周波数帯域に対応する方法である。高周波用AASには従来のAAS装置を使い、低周波用には低周波に対応できるAAS装置を製作する。この方法を高・低周波帯域複合型AASとしてその装置をFig.4.1(c)に示す。



(a) AAS window Type 1



(b) AAS window Type 1'



(c) AAS window Type 2

Fig. 4.1 : Type of AAS

高・低周波帯域複合型AASを実現するために、まず、低周波用AASセルを製作し、従来の制御方法で実験を行い、低周波に対応できることを確認する。次に高周波用セルと低周波用セルを従来の制御方法で使う場合、それぞれのセルがお互いの減音効果に影響を与えると考えられる。

そして、その結果より制御方法を決定し、複合型AASの実験を行う。測定箇所は各制御点、モニター点での音圧レベルとAAS装置正面の水平平面の音圧分布、減音分布を測定する。

これらの実験により低周波帯域での減音性能の改善を検討する。

4.2 スピーカ変更型 AAS(Type1') 試験

本章では従来型 AAS (Type1) のスピーカを変更した AAS Type 1' による試験について記述する。

4.3 試験方法

対象周波数を 200[Hz]~ 2[kHz] として, 1 次音源を 200[Hz]~ 2[kHz] の帯域制限をしたランダムノイズを使用する. その他は第 3.5 節と同様な配置, 方法で試験を行う.

4.3.1 試験装置製作

Fig. 4.2(a) に AAS-Type2 装置概要, Fig.4.2(b) に制御セルを示す.

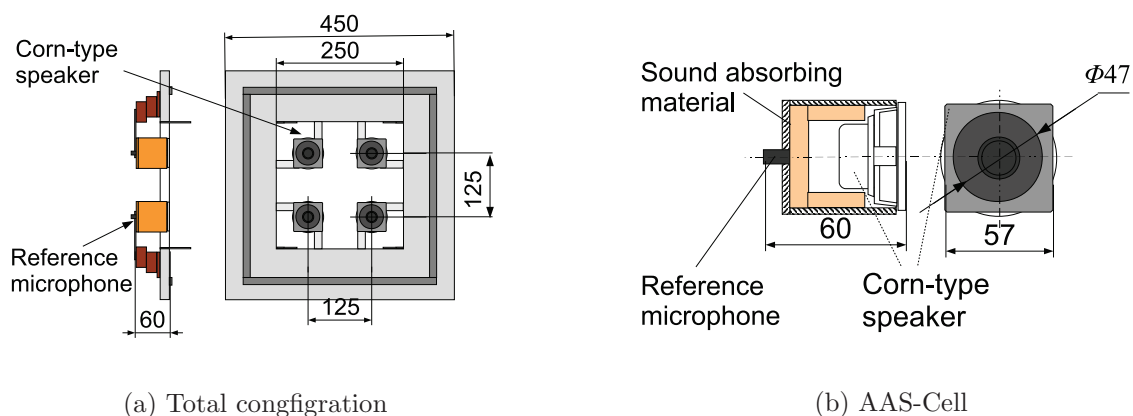


Fig. 4.2 : Fabricated AAS-Window Type 1'

基本的な配置は従来型 AAS (Type1) と同じであり, 制御スピーカのみ変更する. フラット (平板) スピーカからコーン型スピーカ (Tang Band Speaker 社製 W2-852SE) に変更した. 変更の理由は, 平板スピーカは応答性は良いが, その代わり低周波帯域の発音性能が悪く, 今回目標としている 500[Hz] 以下の音を出すのには不向きだからである. 今回使用した小型コーン型スピーカは 200[Hz] 付近から発音能力がある. 因果律については, 高サンプリングを周波数を使用することにより, 応答性の悪さを補うことができることが確認されている.

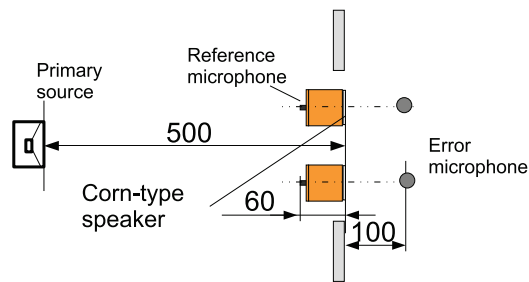
エンクロージャはスピーカサイズに合わせて紙筒 (直径 58[mm], 長さ 56[mm], 厚さ 1.5[mm]) に吸音材を張り付け, ラワン合板で蓋をして製作した. スピーカと検出マイクロホン間距離 60[mm] とし製作する. 配置は Type1 と同様に, ユニット間隔 125[mm] で格子状に 4 つ設置した.

4.3.2 制御方法

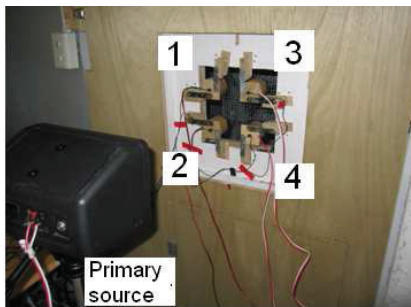
3.4節と同様に4(1-1)-4のFilterd-x-LMSアルゴリズム^{*1}を使用し、コントローラの各パラメータも同様の値を用いて制御を行う。

4.3.3 測定方法

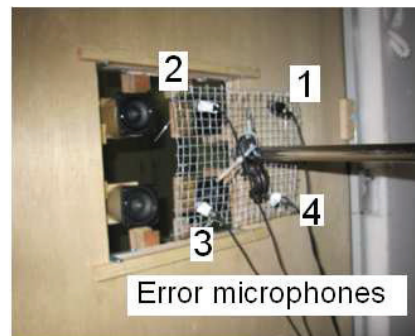
Fig. 4.3に試験配置図を示す。



(a) Plane view



(b) Outside view



(c) Inside view

Fig. 4.3 : Test setup of AAS-Window Type 1^{*}

^{*1}この表記では、「4()」は制御セル数を示す。「(1-1)-4」は、各制御セルの制御フィルタ同定に、自セルの検出マイクロホン1つと制御スピーカ1つ、そして誤差マイクロホン4つを使用することを示す。最終的に各セルは、収束した制御フィルタを使用し、独立にフィードフォワード制御するので、「(1-1)」が残ることを示す。

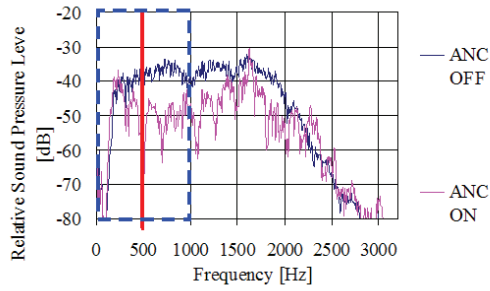
各制御点(誤差マイクロホン) 1から4の音圧スペクトルを測定する。今回の試験では、スピーカ以外は同じ方法を行っているので制御点で減音効果があれば3.6.3節と同様な減音分布を取れると考えられる。

4.4 試験結果

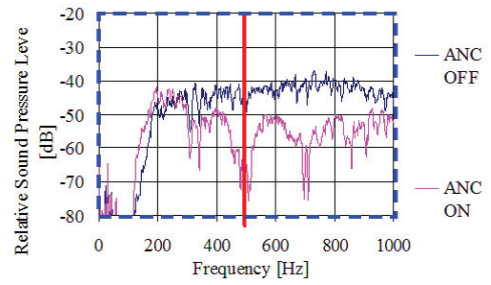
Fig.4.4に各制御点での音圧スペクトルと、低周波帯域を注目した図を示す。各制御点で300[Hz]~ 2[kHz]で10~ 20[dB]の減音量を得た。

4.5 考察

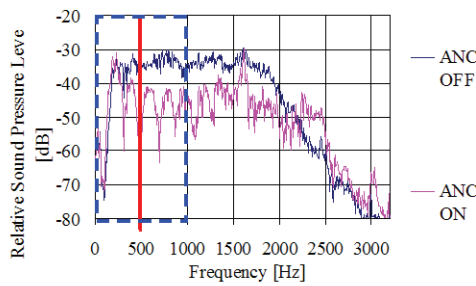
スピーカの変更により低周波帯域での減音性能が向上し300[Hz]帯域付近から減音でき、500[Hz]以下の帯域での減音性能の改善が確認された。しかし、AAS-Type1'の改善方法はスピーカ性能に大きく依存しており、スピーカは小型かつ低周波帯域を出す、良い発音性能が必要とされる。現状では、一般的に低周波を出すためにはダイアフラムが巨大化してしまうので、窓サイズとセル間隔の兼ね合いにより制限がある。また、セル間隔を広げてしまうと、減音可能な周波数帯域の上限が低下し高周波帯域の減音ができなくなる。また、応答性も悪くなり、より高速信号処理をする必要がありコントローラ性能にも制限される。よって、この方法ではこれ以上の性能改善は難しいと考えられる。



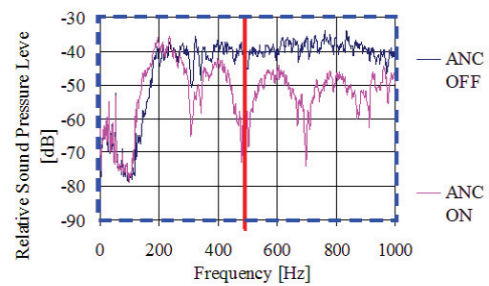
(a) Error point 1



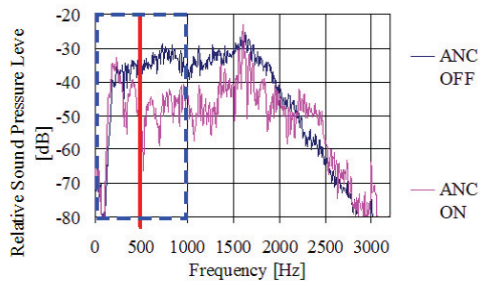
(b) Error point 1 (Expanding)



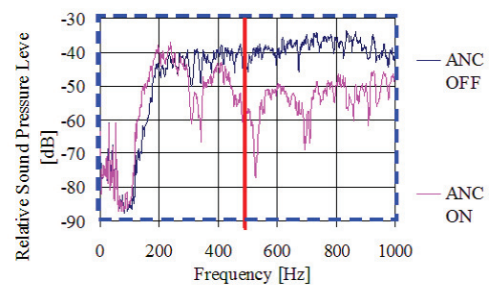
(c) Error point 2



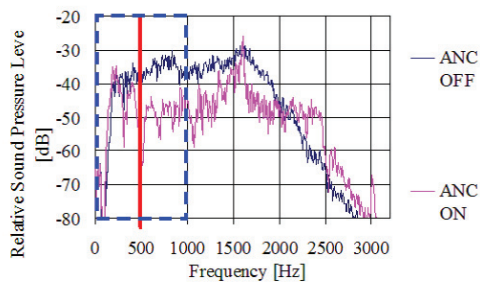
(d) Error point 2 (Expanding)



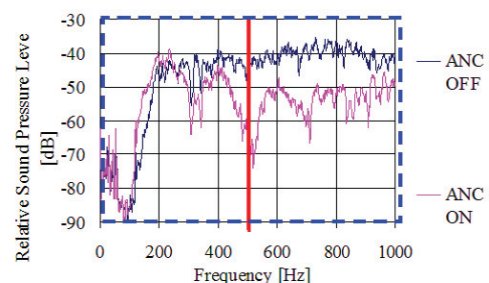
(e) Error point 3



(f) Error point 3 (Expanding)



(g) Error point 4



(h) Error point 4 (Expanding)

Fig. 4.4 : The sound pressure spectrum error points under the condition of ANC ON and OFF

4.6 高・低周波帯域複合型 AAS(Type2) の概要

本章では，本研究で新たな低周波帯域での減音性能改善を狙い，新たに高周波帯域・低周波帯域複合型 AAS(Type2) を提案する．基本コンセプトは，1つの窓に対して2種類の AAS ユニットを使う手法である．ひとつのユニットは高周波帯域の減音を担当し，もう片方のユニットは低周波帯域の減音を担当する．両方のユニットを同時に作動することにより，幅広い周波数帯域での減音効果を得ることを可能にする方法である．Fig.4.5に AAS Type2 のコンセプト概要図を示す．

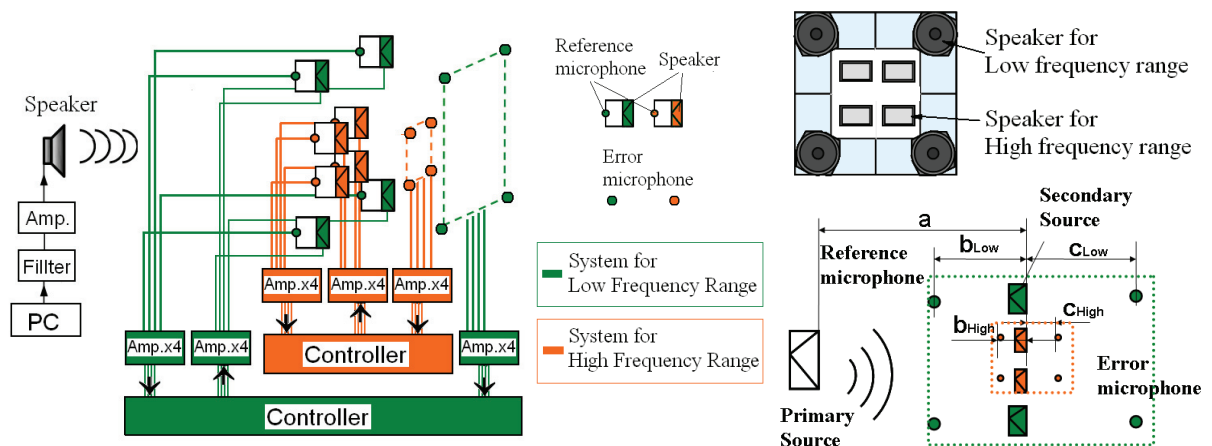


Fig. 4.5 : System arrangements of AAS-Window Type2

制御方法は多数考えられるが，本研究では，各ユニットにそれぞれ4(1-1)-4の Filtered-X-LMS アルゴリズム使用し独立に制御する方法を提案する．手順は3.4節と同様に，まず，各ユニットの誤差伝達経路（制御スピーカから誤差マイクロホンまでの伝達関数）を同定する．そして，騒音の音源として，100[Hz]~ 2[kHz]のランダムノイズを発生させ，各ユニット同時に制御フィルタの適応同定を開始し更新する．各制御フィルタが収束すれば更新を止め，固定フィルタとして各セルを独立に制御する．

4.6.1 高周波用 AAS ユニット (Type H)

高周波用 AAS セルには従来型 AAS(Type1) を使用する．制御ユニット，配置も Type1 と同じで，制御方法も基本的には4(1-1)-4の Filtered-X-LMS アルゴリズムを用いる．主に 500[Hz]~ 2[kHz] に対しての減音効果を狙うユニットとしている．

4.6.2 低周波用AASユニット (Type L)

低周波用AASセルは、窓枠に埋込む形にしており、制御スピーカには100[Hz]あたりから発音能力のあるスピーカを用いる、制御方法は4(1-1)-4のFiltered-X-LMSアルゴリズムを用いる。対象周波数は主に100[Hz]~ 500[Hz]とする。

4.7 低周波帯域用AASユニット (TypeL) 試験

本節では、高・低周波帯域複合型AAS (Type2) 実験を行うための予備実験について記述する。まず、低周波帯域用AASユニットの製作・試験を行い、低周波帯域用AASセルの効果を確認する。

4.7.1 低周波用AASセル製作

低周波帯域用AASユニットの組立図、セルの形状をFig.4.6に示す。

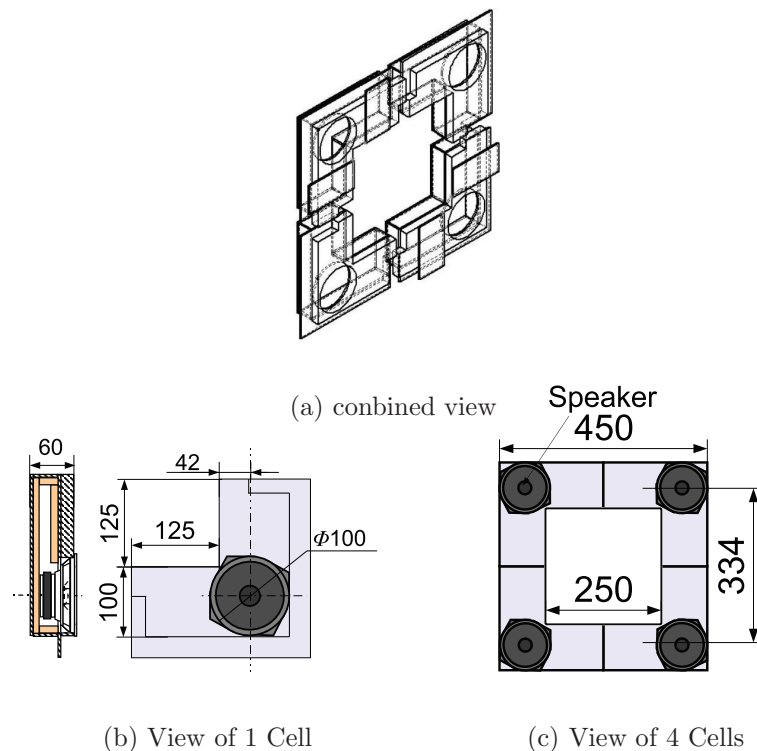


Fig. 4.6 : Fabricated AAS-Unit for low frequency

制御スピーカにはコーン径100[mm]のコーン型スピーカを使用する。100[Hz]以上の周波数帯域から発音可能である。エンクロージャは窓サイズ250[mm]のふちにな

るようにL字型にし、枠幅は100[mm]、奥行き60[mm]として、ボックス内部には吸音材を貼る。そして、4つのセルを製作し、組み合わせることで1つのユニットとなる。

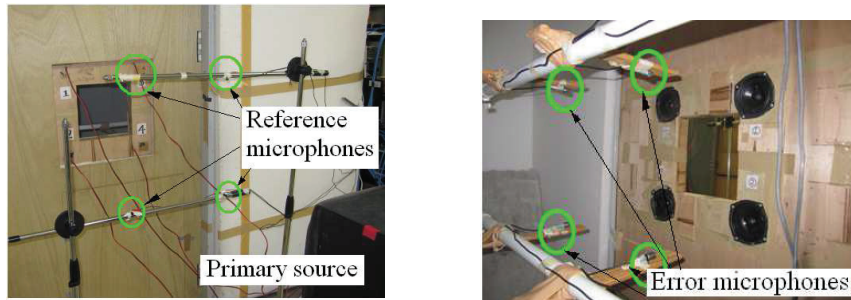
また、スピーカ間隔は334[mm]にしており、対象周波数100[Hz]~500[Hz]とした場合 $w/\lambda=0.0982\sim 0.491$ となり、条件 $w/\lambda<0.75$ を十分に満たしている。また検出マイクロホンは別途スピーカボックス背面に配置（外付）する。

4.7.2 制御方法

3.4節と同様に4(1-1)-4Filtered-X-LMSアルゴリズムを使用した制御を行う。先行研究の実験結果より、Filtered-X-LMSを使用する場合、低周波帯域の減音効果を得るために制御フィルタHのタップ長（インパルス応答の長さ）を長く取る必要がある[51]。そのため現在使用しているコントローラの制限によりサンプリング周波数48[kHz]では十分なタップ長が取れない。よって、サンプリング周波数を下げることによってタップ長を確保している。サンプリング周波数：12[kHz] アンチエイリアジングフィルタ周波数：5[kHz]とする適応フィルタHは、タップ数:1800、ステップサイズ:0.00001とし、誤差経路フィルタCタップ数：300、ステップサイズ:0.0001とした。また、ハウリングキャンセラー(F)は用いない。

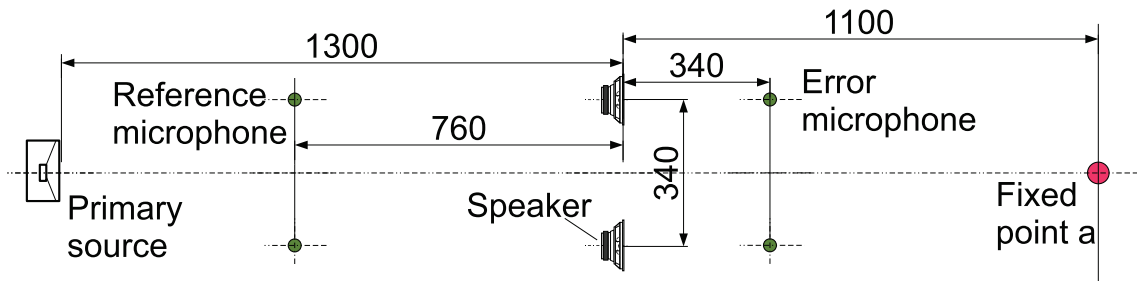
4.7.3 測定方法

Fig.4.7に低周波帯域用AAS(TypeL)の試験配置図を示す。検出マイクロホンの位置が760[mm]と遠くなっている。この理由は、4.7.2節で述べたように、サンプリング周波数を12[kHz]に落としたために、因果律を成り立たせるためにスピーカまでの距離が必要となるからであるよって、本試験では基本コンセプトにあたるcolocate（検出マイクロホンと制御スピーカがほぼ同位置であること）が達成されていないので、正面音源に対しての結果のみについて議論する。また、高サンプリング周波数でタップ長を確保できるコントローラの実現はFPGA(Field-Programmable Gate array)等の並列処理により高速処理可能なコントローラで可能である。各誤差マイクロホン（制御点）は各制御スピーカ正面340[mm]に設置する。モニター点と各制御点での音圧スペクトルを騒音源のみ（ANC OFF状態）とANC-ON状態で測定する。



(a) View of 1 Cell

(b) Inside view



(c) Plane view

Fig. 4.7 : Test setup AAS-Unit for low frequency (Type L)

4.7.4 試験結果

Fig.4.8(d)に各制御点での音圧スペクトル, Fig.4.9にモニター点aでの音圧スペクトルを示す.

Fig.4.8(b), Fig.4.9より, 各制御点とその後方のモニター点aにおいて, 対象周波数帯域 100[Hz]~ 500[Hz]の範囲で 10~ 20[dB]の減音効果が得られた. よって3.6.3節と同様の減音分布が得られていると考えられる. よって, 低周波用AASセルは500[Hz]以下の騒音を減音可能であることが確認された.

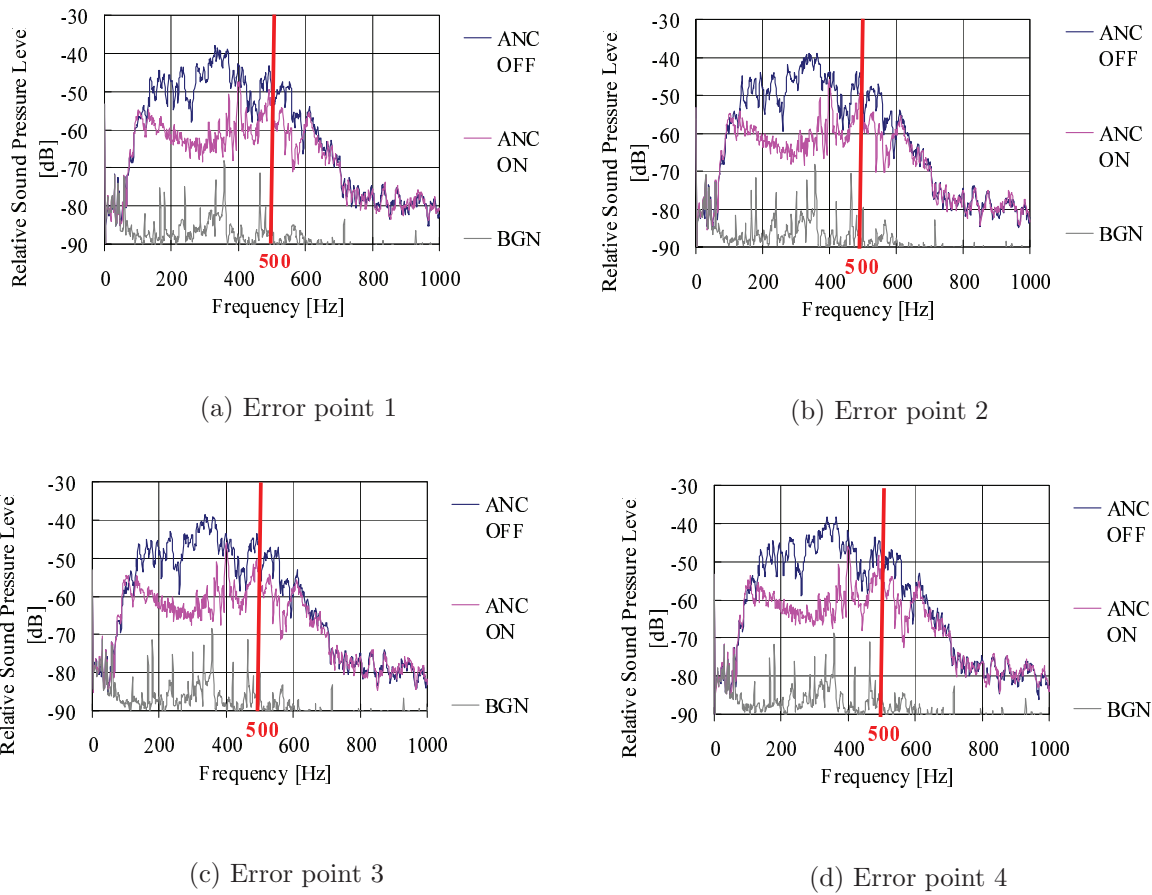


Fig. 4.8 : The sound pressure spectrum error points under the condition of ANC ON and OFF (Type L)

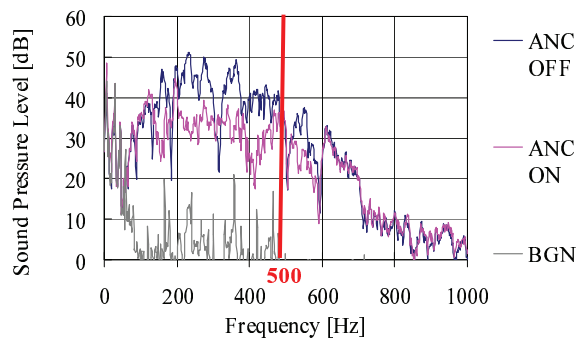


Fig. 4.9 : The sound pressure spectrum Fixed point a under the condition of ANC ON and OFF

4.8 複合型 AAS (Type2) 実験

本節では、4.6節で決定した制御方法を使用して、高周波用 AASセルと低周波用 AASセルを各4チャンネルに拡張して、無響室の窓に取り付けたモデルで実験を行う。つまり Type2は Type H (Type 1 と同一) と Type L を組み合わせ、同時に制御を行うものである。

4.9 実験方法

4.9.1 AAS Type 2 装置概要

Fig.4.10 に実験装置図を示す。

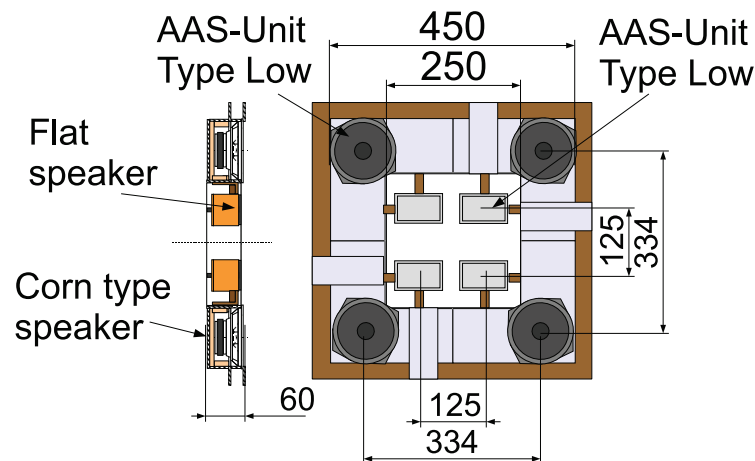
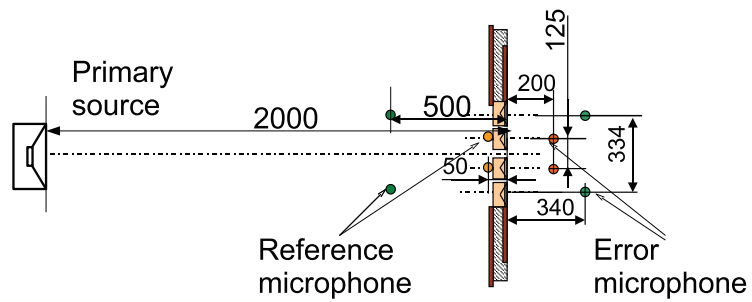
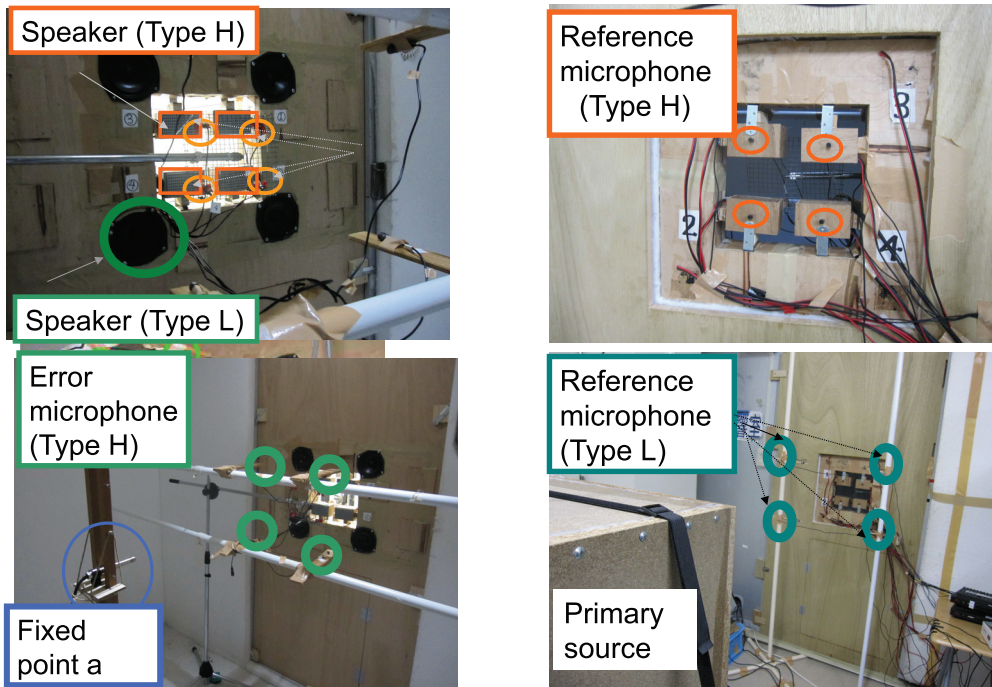


Fig. 4.10 : Fabricated AAS-Window(Type2)

無響室扉に 450[mm] 四方の穴を設け、製作した窓枠型の低周波用 AASセルを取り付けると、250[mm] 四方の窓になる。その窓に高周波用 AASセル (Type 1) を取り付ける。Fig.4.11 に実験配置図を示す。検出マイクロホンと制御スピーカまでの距離はそれぞれ、高周波用セルは 50[mm]、低周波用セルは 500[mm] とする。制御スピーカから誤差マイクロホン (制御点) までの距離はそれぞれ、高周波用セルを 200[mm]、低周波用セルを 340[mm] とした。1次音源は窓の面から 2000[mm] 背面に正面入射するように配置する。



(a) Plane View



(b) Outside vie

(c) Inside view

Fig. 4.11 : Test setup Type2

4.9.2 制御方法

各 AASセルの制御方法は4(1-1)-4の Filtered-X-LMS アルゴリズムを使用する．高・低周波用 AAS ユニットのそれぞれに別のコントローラを使用して独立に制御する．各パラメータは以下のように設定する．高周波用 AAS は，サンプリング周波数：48[kHz] アンチエイリアジングフィルタ周波数24[kHz] とする適応フィルタ H は，タップ

数:220, ステップサイズ:0.00001とし, 誤差経路フィルタCタップ数:120, ステップサイズ:0.0001とする. 低周波用AASは, サンプル周波数:24[kHz] アンチエイリアジングフィルタ周波数:10[kHz]とする適応フィルタHは, タップ数:700, ステップサイズ:0.00001とし, 誤差経路フィルタCタップ数:300, ステップサイズ:0.0001とした. また両方とも, ハウリングキャンセラー(F)は用いない

1次音源には100[Hz]~2[kHz]のランダムノイズを使用する.

制御方法は各AASセルを同時に(独立で)4(1-1)-4のFiltered-X-LMSアルゴリズムで各制御フィルタを更新して, 収束後固定する. 今回の実験では, 2台のコントローラを独立に作動させる. さらに, 各フィルタがほぼ同じようフィルタに収束した場合, それぞれの各フィルタの平均をフィルタを作り, 同一化フィルタとして制御する.

4.9.3 測定方法

Fig.4.12に測定平面と測定点の位置関係図を示す. 各制御点(8点)での音圧ス

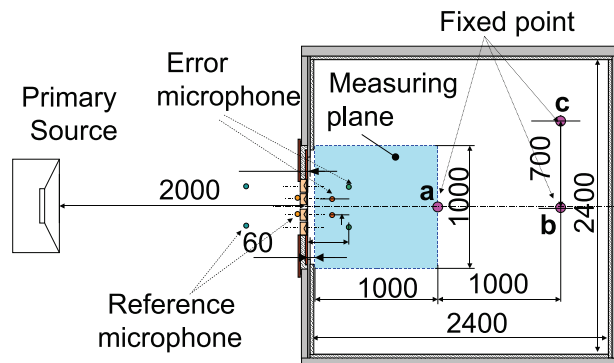


Fig. 4.12 : Plane view of measuring point

ペクトルを測定する. モニター点は3点測定する. 窓中心の正面1060[mm]にa点, 2060[mm]にb点, b点から直角に700[mm]にc点とする. トラバース装置により窓中心正面60[mm]位置の水平面上(xy面)1[m]四方を100[mm]間隔で11×11点1/3オクターブバンド分析で測定し, 各周波数ごとの減音分布を作成する.

4.10 試験結果

4.10.1 各フィルタ係数

Fig.4.13に高周波用AASセルの各制御フィルタHのインパルス応答, GAIN, PHASEを示し, Fig.4.14に低周波用AASセルの各制御フィルタHのインパルス応答, GAIN, PHASEを示す. 高周波用, 低周波用の各制御フィルタについてGAINとPHASEがほぼ近い値を示す, よって, 平均化したフィルタを同一化フィルタとして使用した場合についても同様に実験を行う.

4.10.2 制御点と定点での減音効果

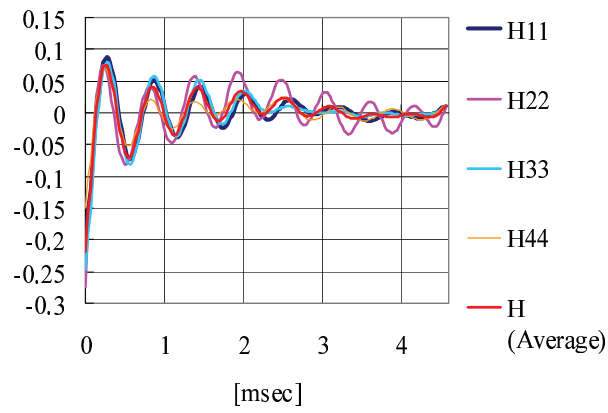
Fig.4.15, Fig.4.16に高周波用AASと低周波用AASの各制御点での音圧スペクトル, Fig.4.17に各モニター点での音圧スペクトルを示す.

4.10.3 減音分布

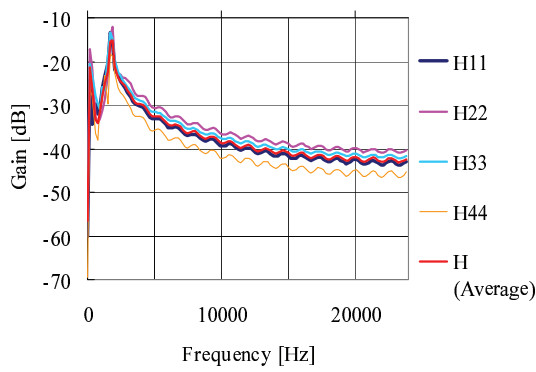
Fig.4.18~ 4.20に各1/3オクターブバンド周波数帯での減音分布, Fig.4.21~ 4.25に音圧分布(ANC-OFF・ON)を示す. また, Fig.4.26~ 4.28に同一化フィルタを使用した場合の減音分布, Fig.4.29~ 4.33をに音圧分布(ANC-OFF・ON)を示す.

Fig.4.15~ 4.16より, 各制御点について, それぞれ高周波AASでは300[Hz]~ 2[kHz], 低周波用AASでは200[Hz]~ 2[kHz]の帯域で, 5~ 20[dB]の減音効果を得た. また, Fig.4.17より, 後方のモニター点a, b, cにおいても同様な結果を得た. Fig.4.18~ 4.20, Fig.4.26~ 4.28によりモデル室内での広い減音分布を160[Hz]~ 2[kHz]の帯域で5~ 18[dB]得ることが確認された.

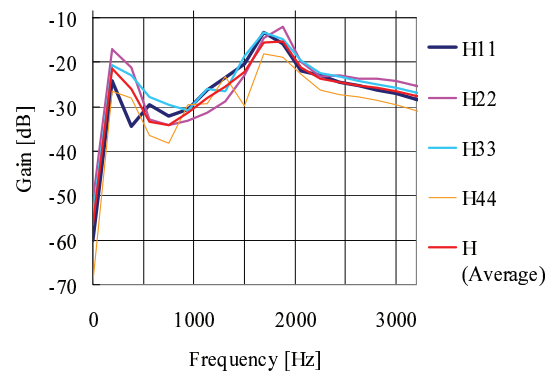
さらに, 各制御フィルタを同一化した場合においても, 3~ 5[dB]の劣化はあるものの, 十分な減音・分布を得ることができ, 低周波帯域における減音性能改善がなされた.



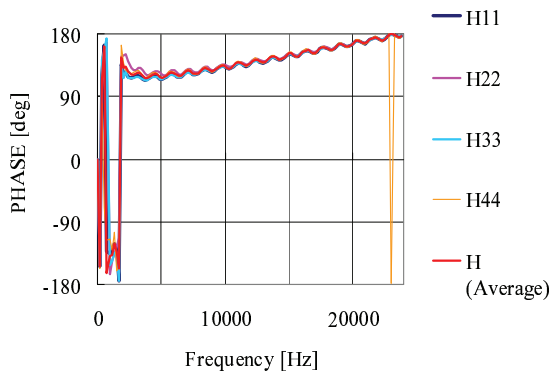
(a) Impulse response



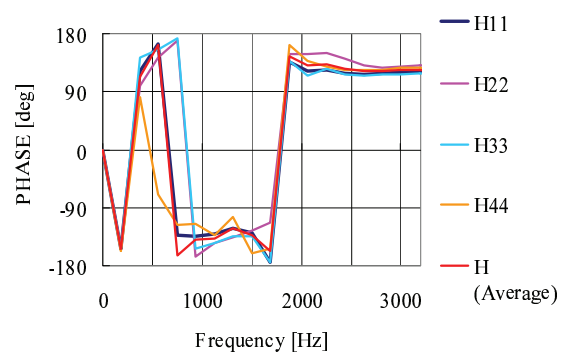
(b) GAIN



(c) GAIN (Expanding)

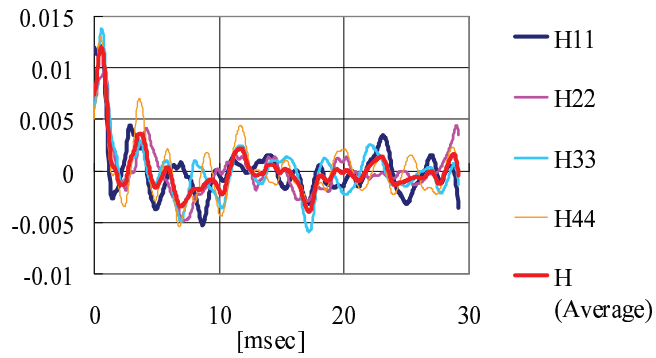


(d) PHASE

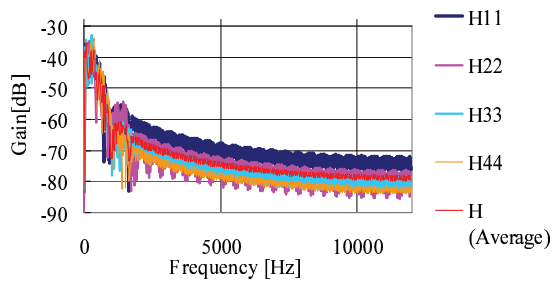


(e) PHAS (Expanding)

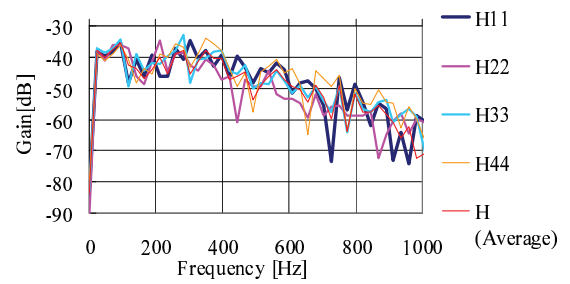
Fig. 4.13 : Fixed filter for AAS-Unit Type H



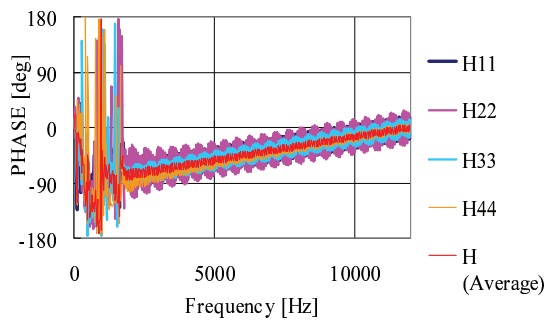
(a) Impulse response



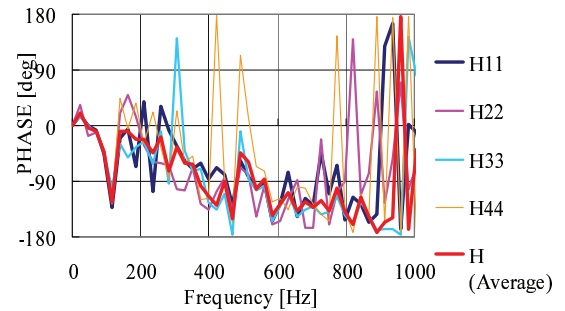
(b) GAIN



(c) GAIN (Expanding)

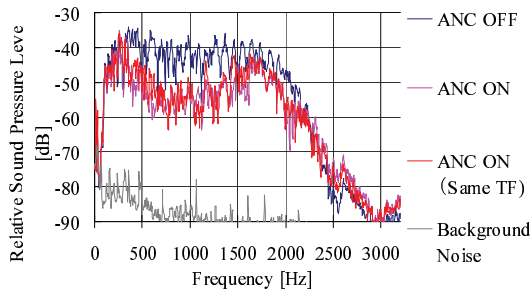


(d) PHASE

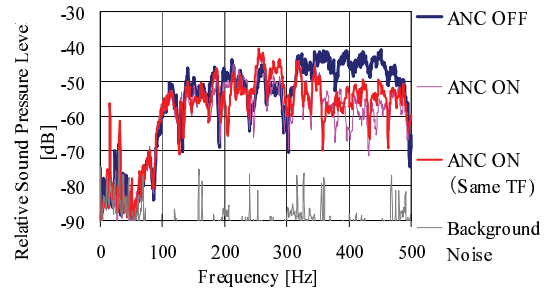


(e) PHAS (Expanding)

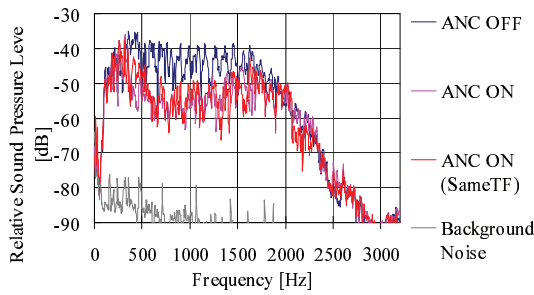
Fig. 4.14 : Fixed filter for AAS-Unit Type L



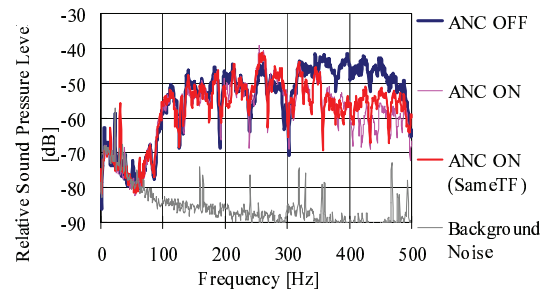
(a) Error point 1



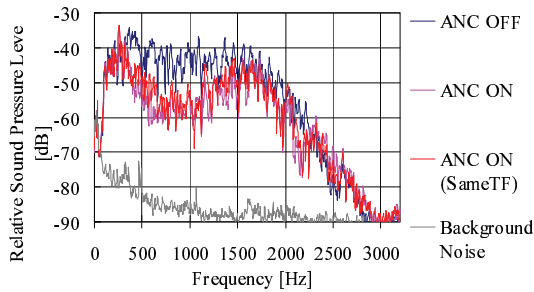
(b) Error point 1 (Expanding)



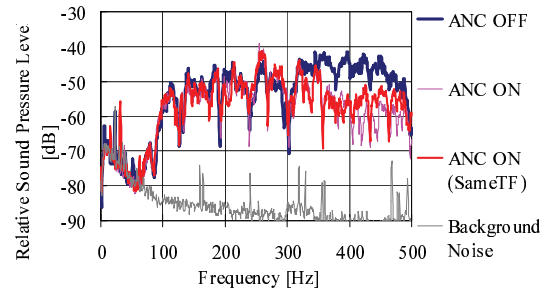
(c) Error point 2



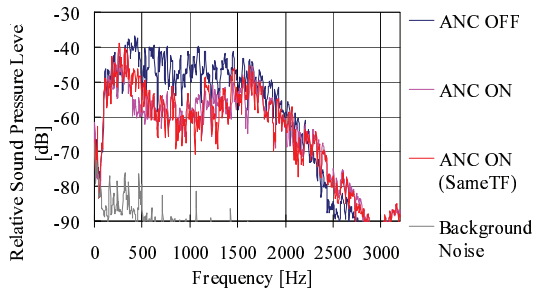
(d) Error point 2 (Expanding)



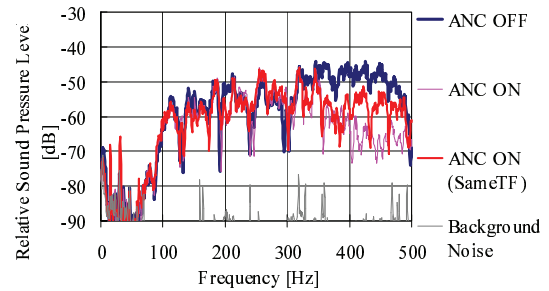
(e) Error point 3



(f) Error point 3 (Expanding)

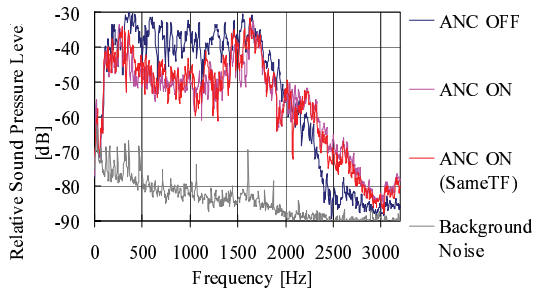


(g) Error point 4

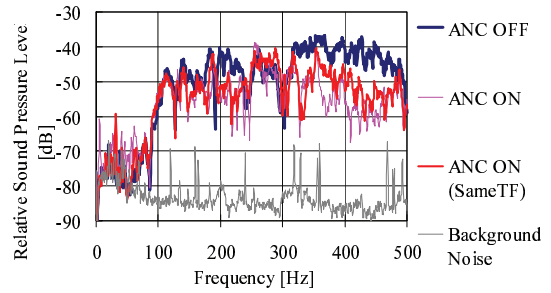


(h) Error point 4 (Expanding)

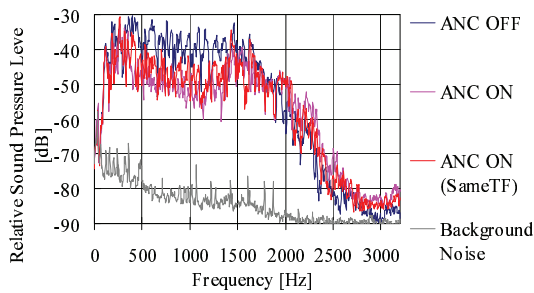
Fig. 4.15 : The sound pressure spectrum at the error points of AAS Type H under the condition of ANC ON and OFF



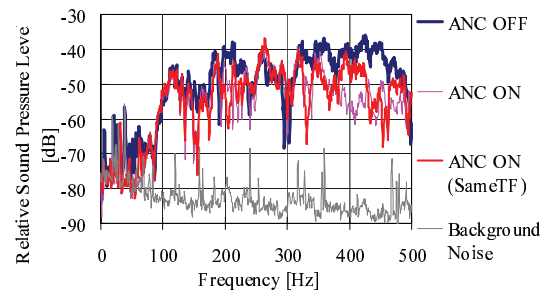
(a) Error point 1



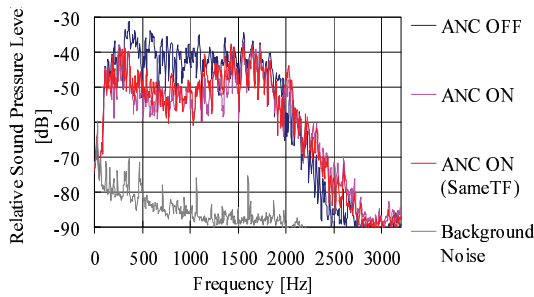
(b) Error point 1 (Expanding)



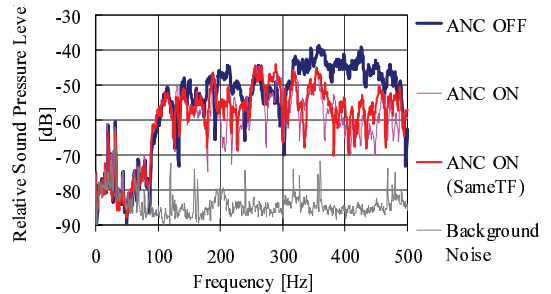
(c) Error point 2



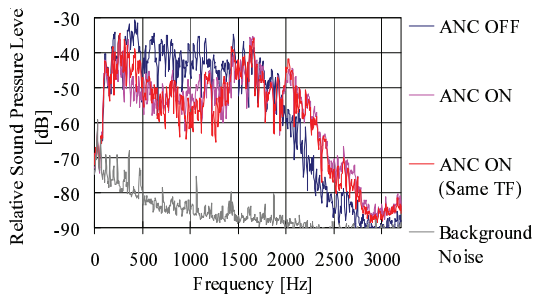
(d) Error point 2 (Expanding)



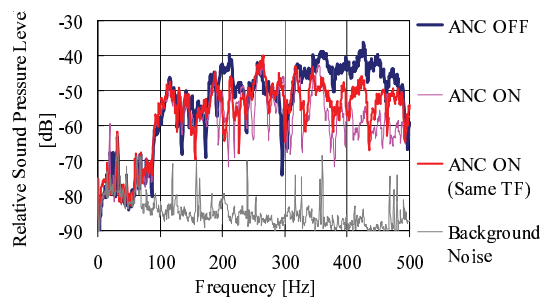
(e) Error point 3



(f) Error point 3 (Expanding)

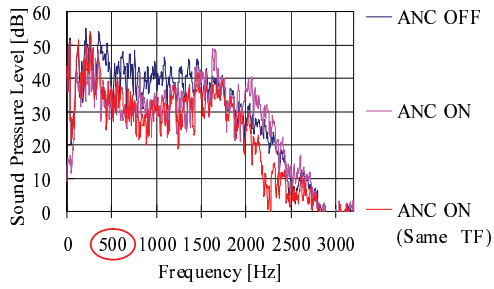


(g) Error point 4

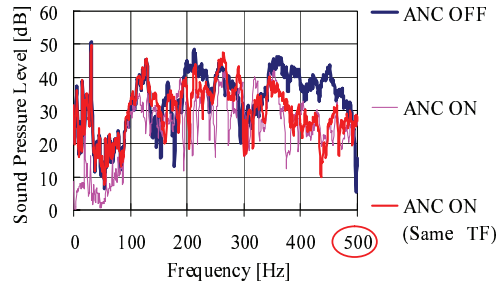


(h) Error point 4 (Expanding)

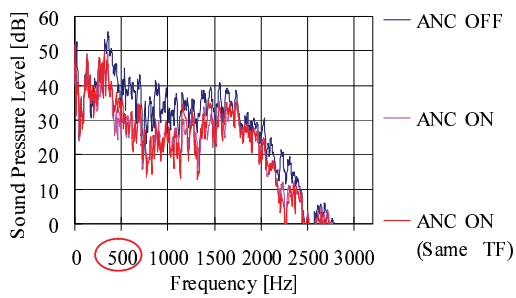
Fig. 4.16 : The sound pressure spectrum at the error points of AAS Type L under the condition of ANC ON and OFF



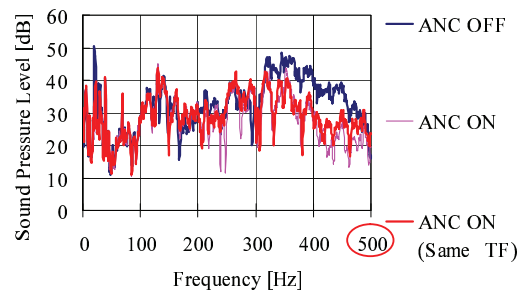
(a) Fixed point a



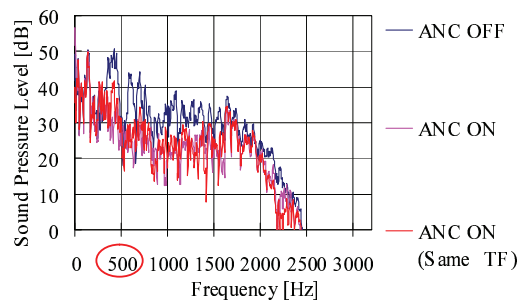
(b) Fixed point a(Expanding)



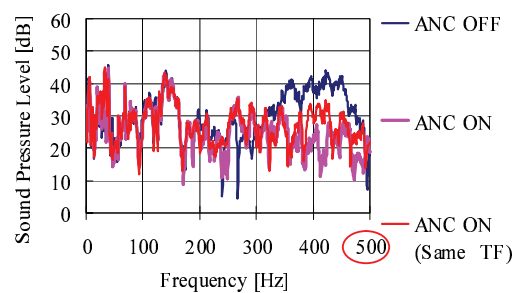
(c) Fixed point b



(d) Fixed point b (Expanding)

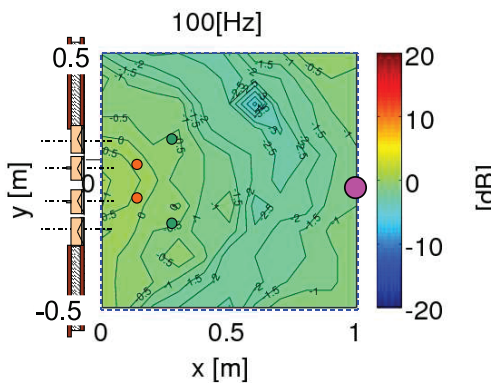


(e) Fixed point c

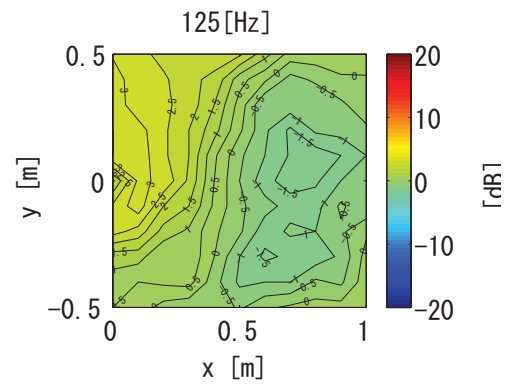


(f) Fixed point c (Expanding)

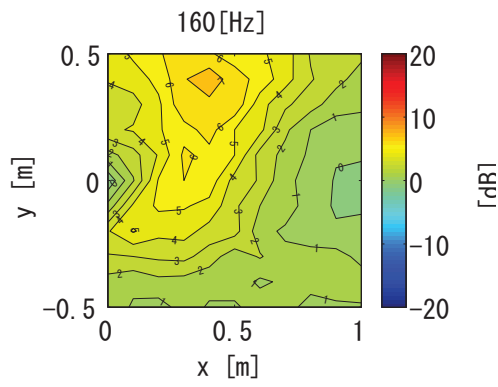
Fig. 4.17 : The sound pressure spectrum at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF



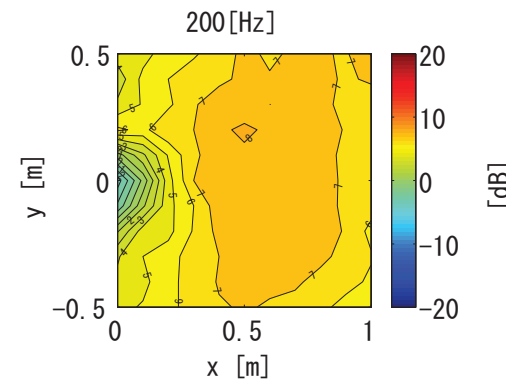
(a) 100Hz



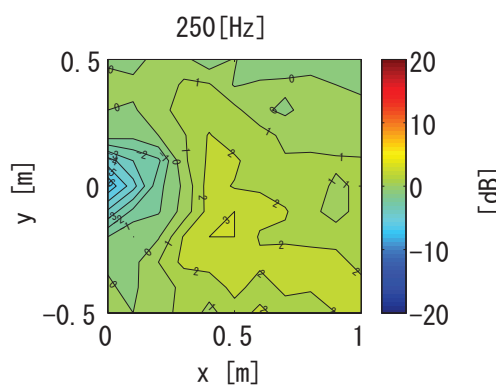
(b) 125Hz



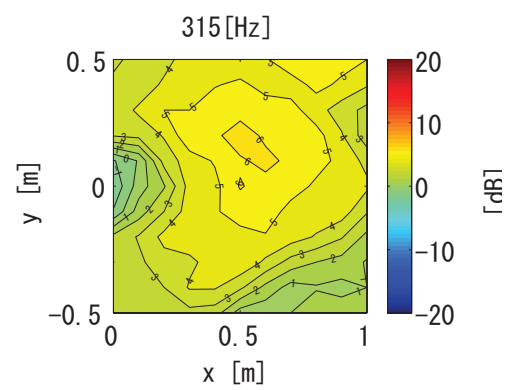
(c) 160Hz



(d) 200Hz

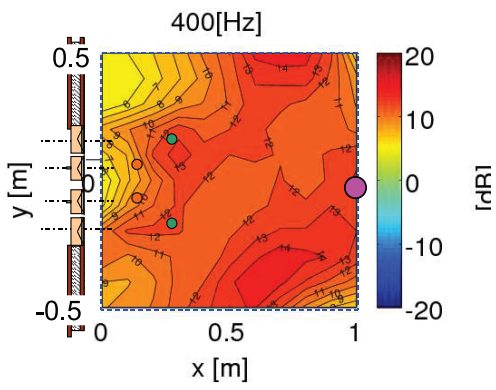


(e) 250Hz

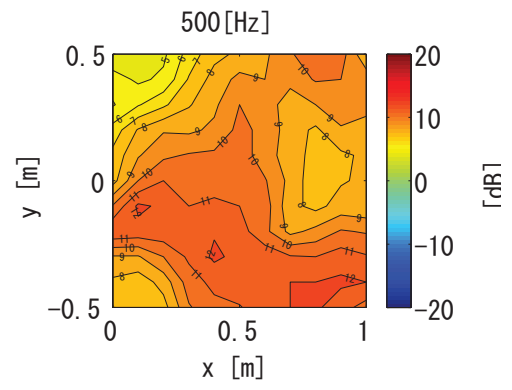


(f) 315Hz

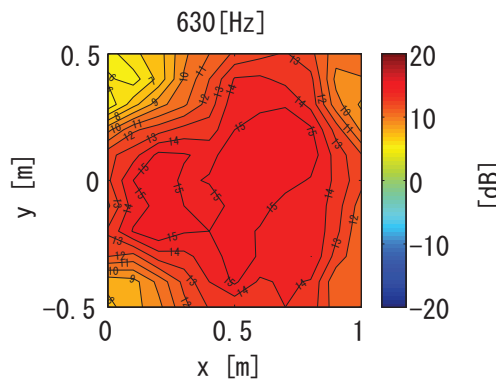
Fig. 4.18 : Sound attenuation level contours under Normal filter (100~ 315Hz)



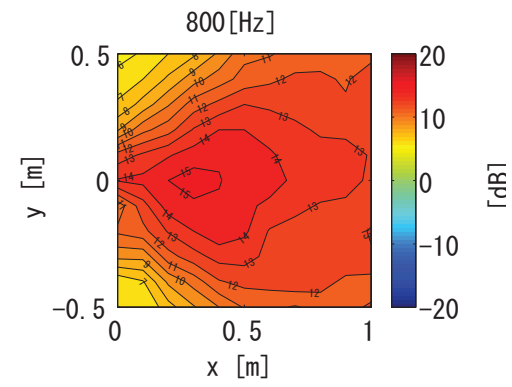
(a) 400Hz



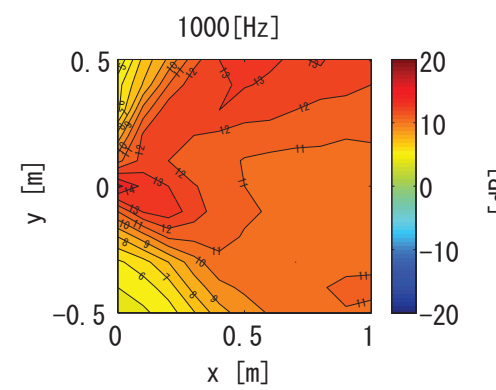
(b) 500Hz



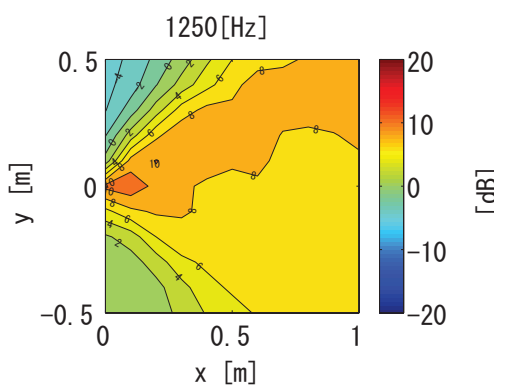
(c) 630Hz



(d) 800Hz



(e) 1000Hz



(f) 1250Hz

Fig. 4.19 : Sound attenuation level contours under Normal filter (400~ 1250Hz)

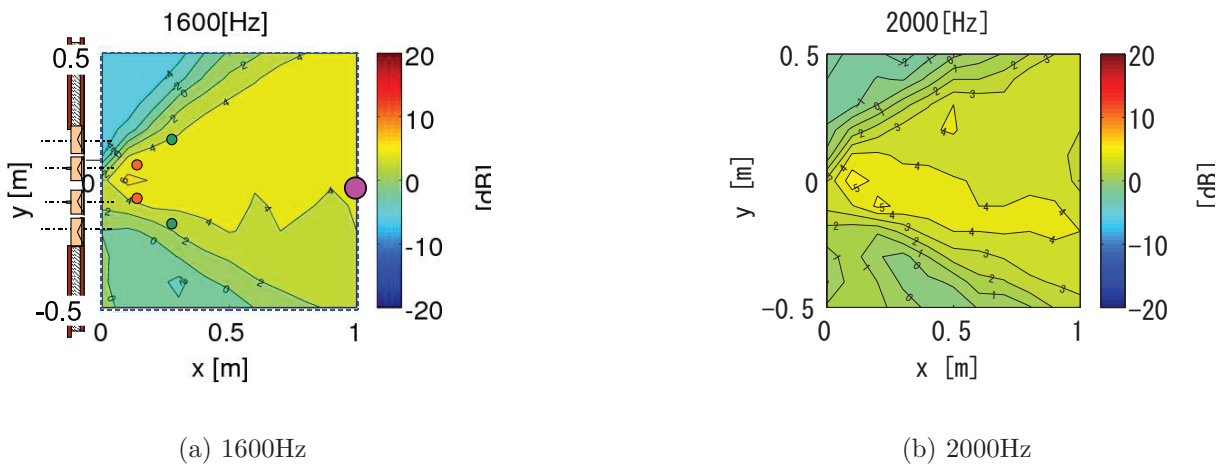


Fig. 4.20 : Sound attenuation level contours under Normal filter (1600, 2000Hz)

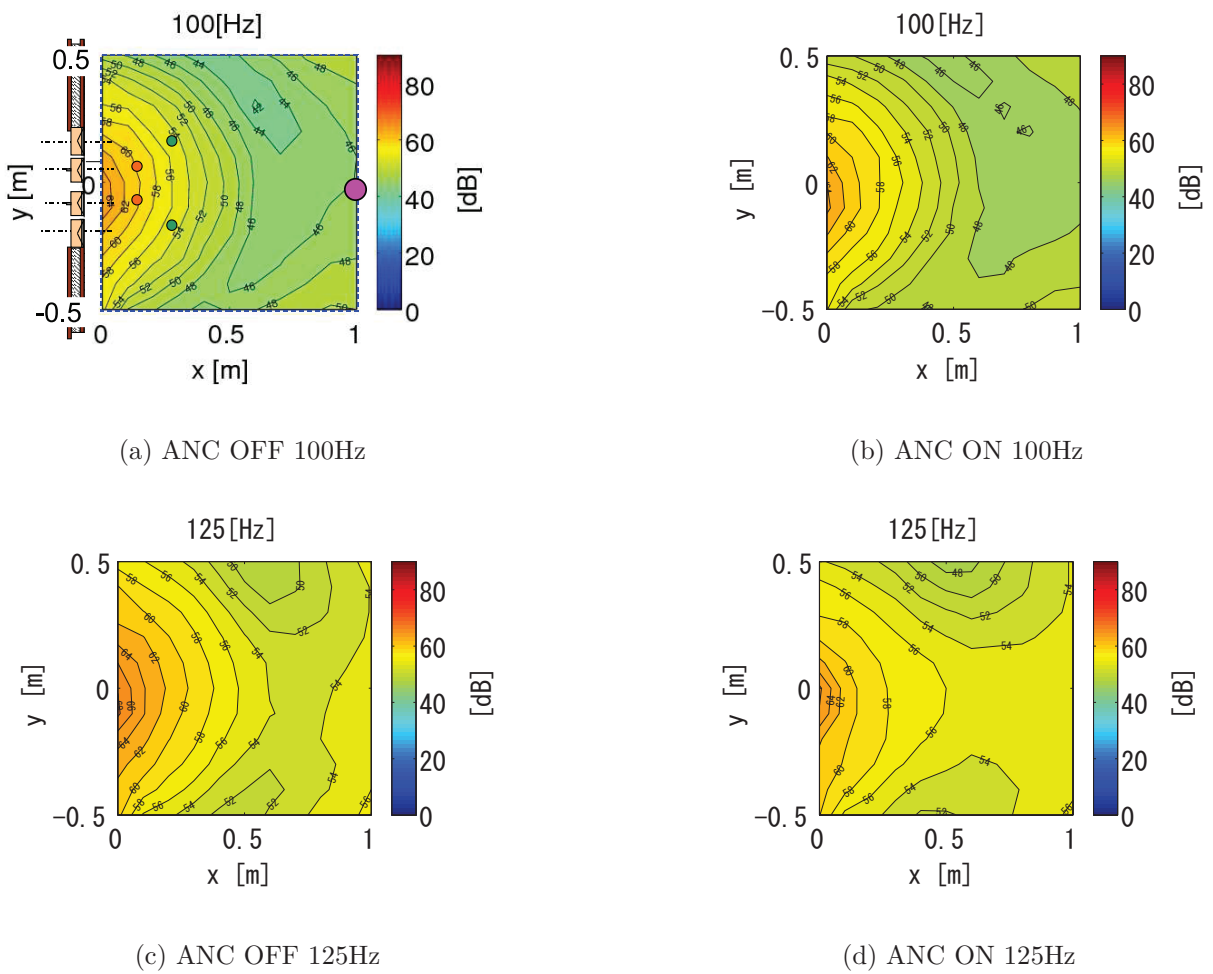
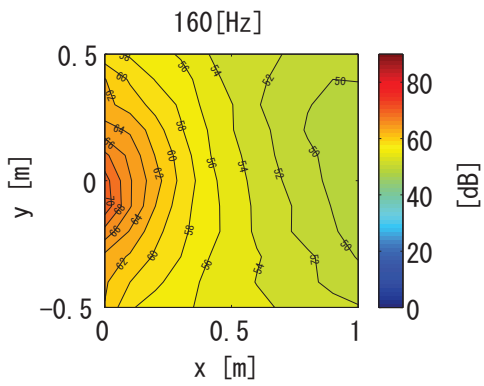
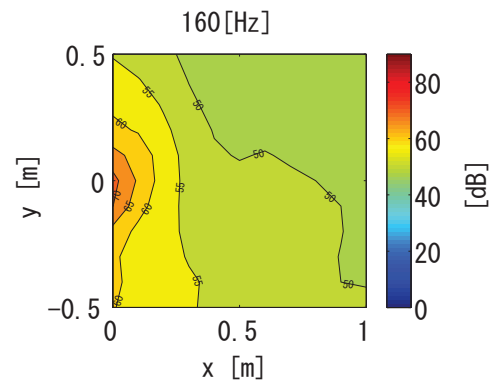


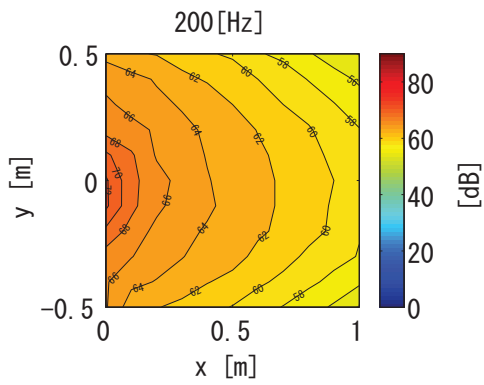
Fig. 4.21 : Sound pressure level contours under Normal filter (100, 125Hz)



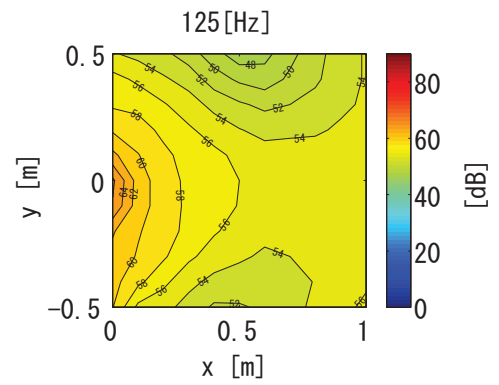
(a) ANC OFF 160Hz



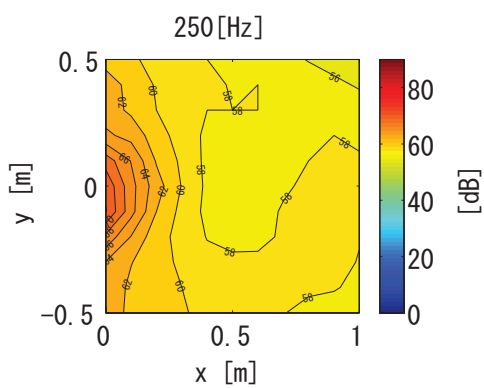
(b) ANC ON 160Hz



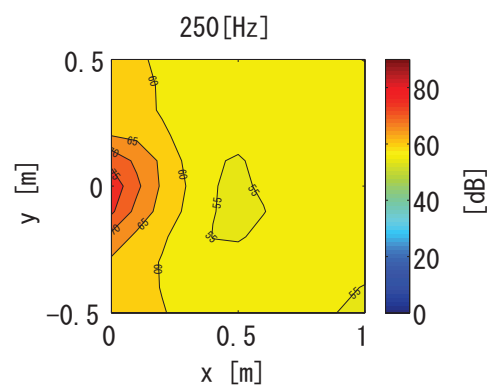
(c) ANC OFF 200Hz



(d) ANC ON 200Hz

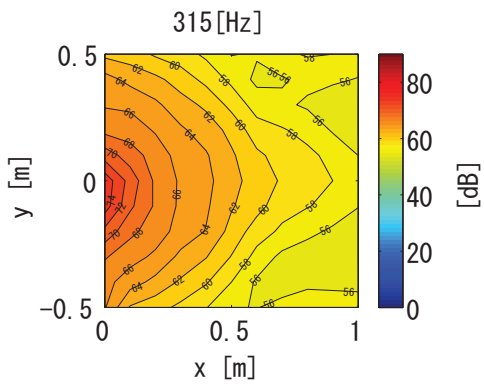


(e) ANC OFF 250Hz

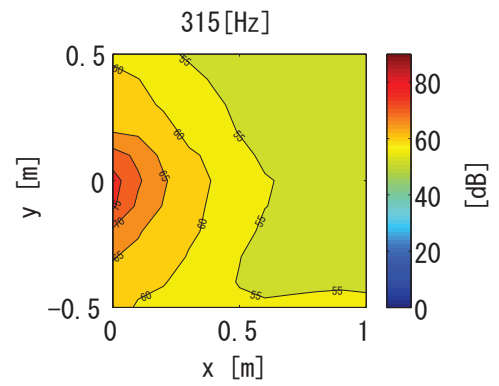


(f) ANC ON 250Hz

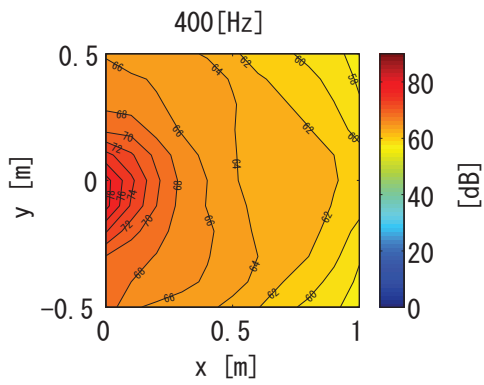
Fig. 4.22 : Sound pressure level contours under Normal filter (160, 200, 250Hz)



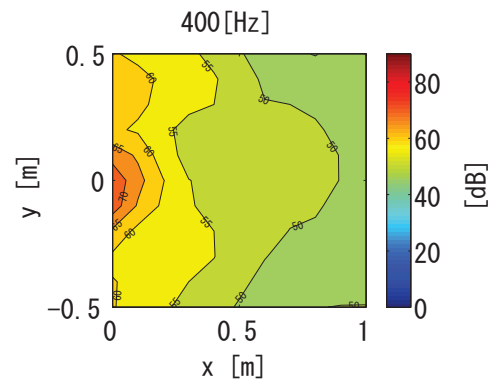
(a) ANC OFF 315Hz



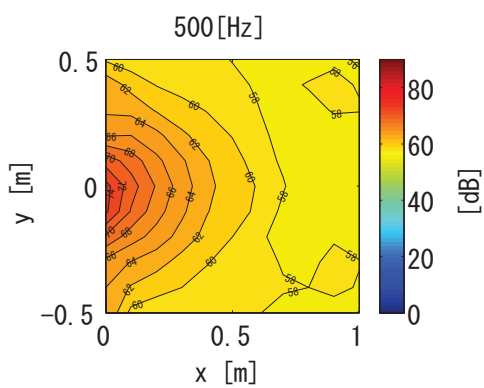
(b) ANC ON 315Hz



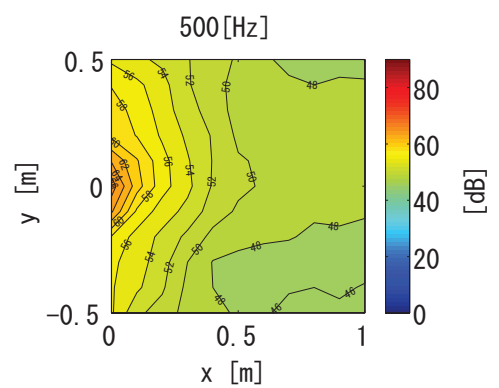
(c) ANC OFF 400Hz



(d) ANC ON 40Hz

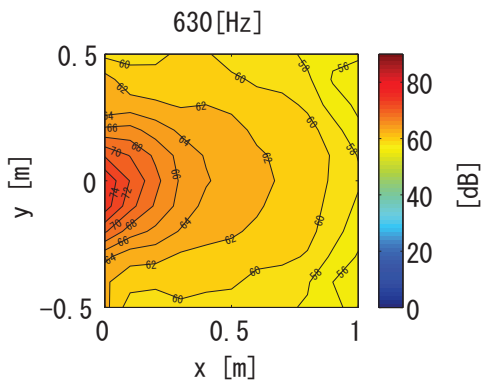


(e) ANC OFF 500Hz

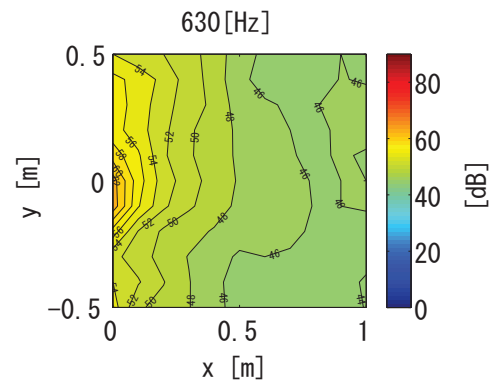


(f) ANC ON 500Hz

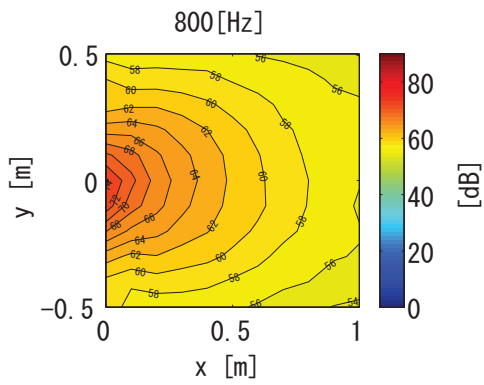
Fig. 4.23 : Sound pressure level contours under Normal filter (315, 400, 500Hz)



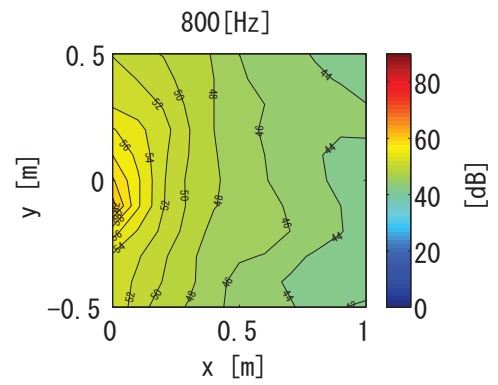
(a) ANC OFF 630Hz



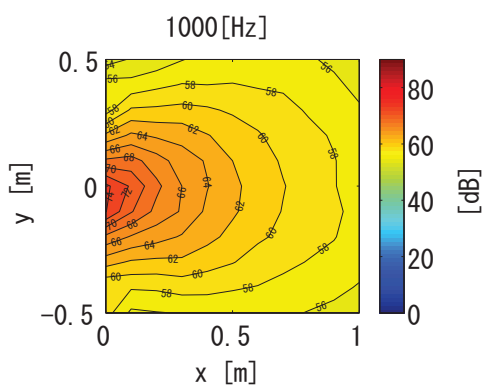
(b) ANC ON 630Hz



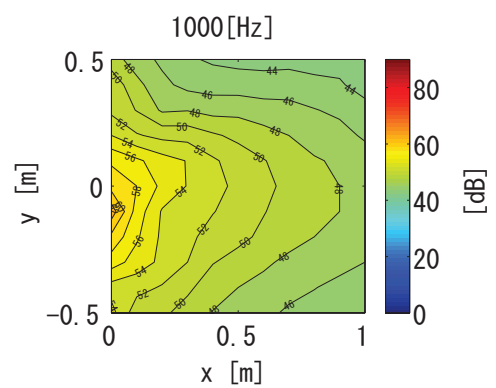
(c) ANC OFF 800Hz



(d) ANC ON 800Hz

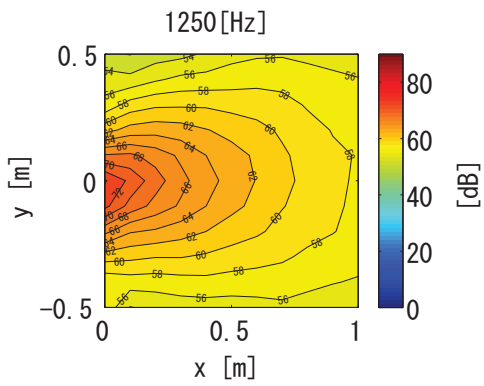


(e) ANC OFF 1000Hz

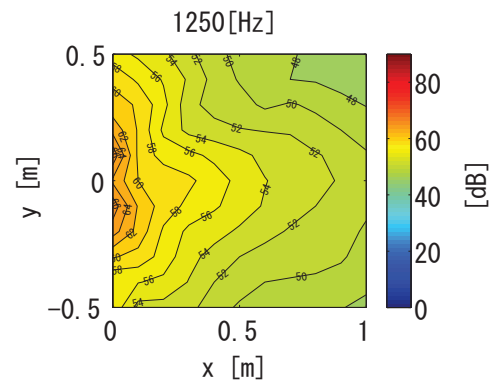


(f) ANC ON 1000Hz

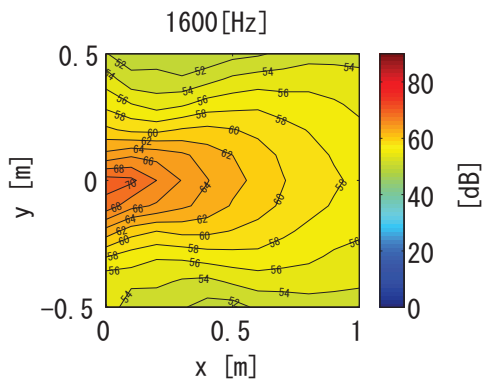
Fig. 4.24 : Sound pressure level contours under Normal filter (630, 800, 1000Hz)



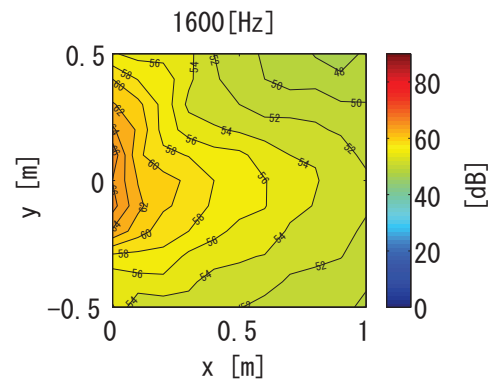
(a) ANC OFF 1250Hz



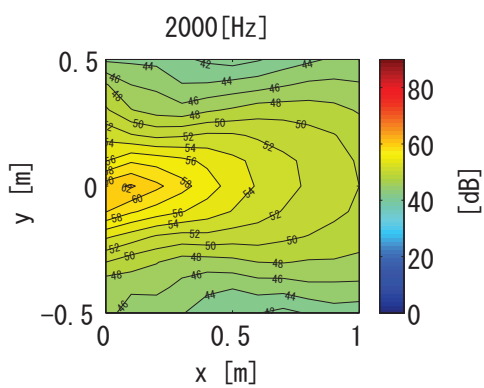
(b) ANC ON 1250Hz



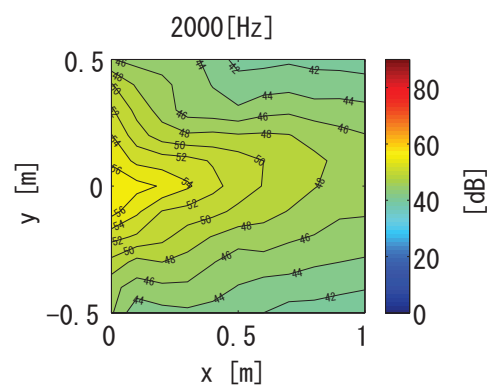
(c) ANC OFF 1600Hz



(d) ANC ON 1600Hz

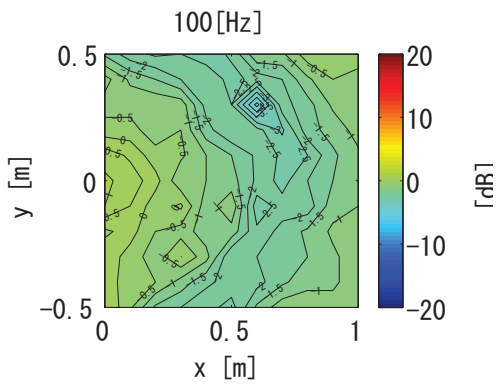


(e) ANC OFF 2000Hz

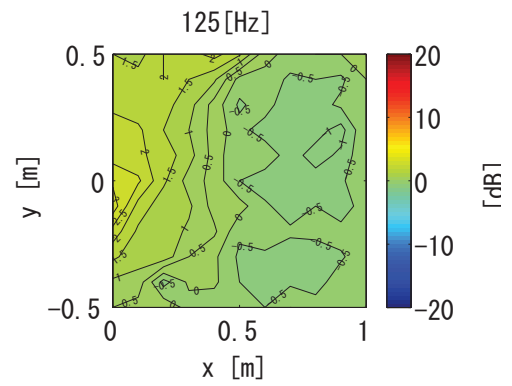


(f) ANC ON 2000Hz

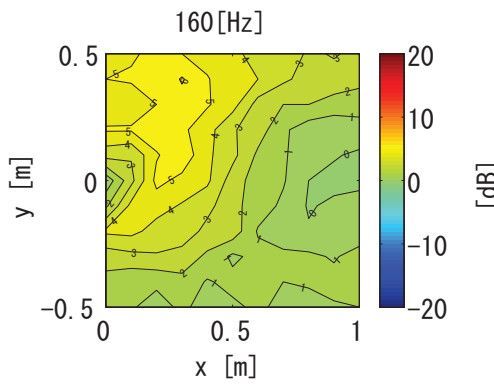
Fig. 4.25 : Sound pressure level contours under Normal filter (1250, 1600, 2000Hz)



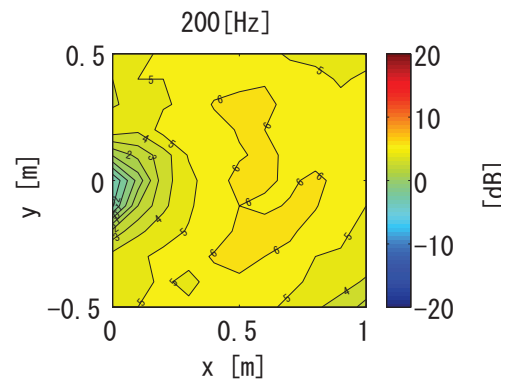
(a) 100Hz



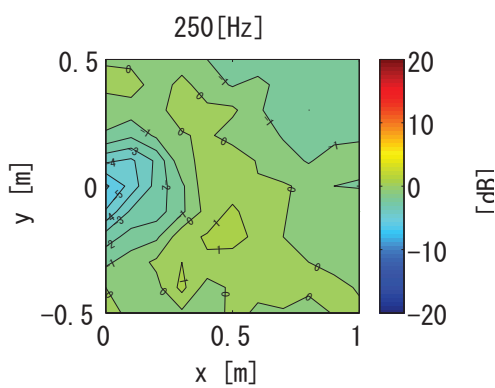
(b) 125Hz



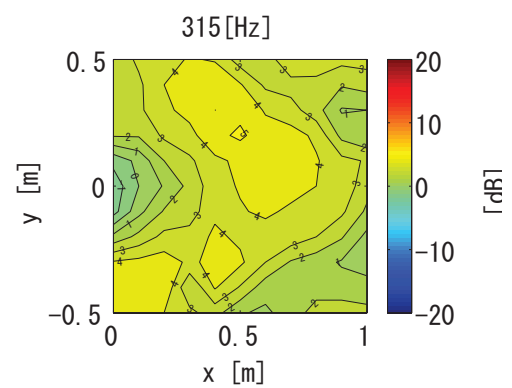
(c) 160Hz



(d) 200Hz

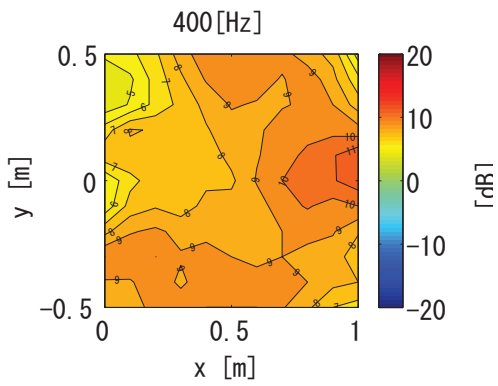


(e) 250Hz

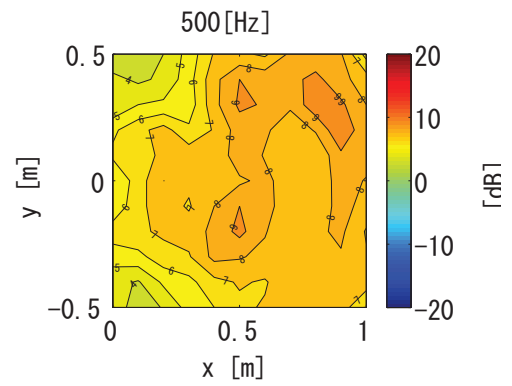


(f) 315Hz

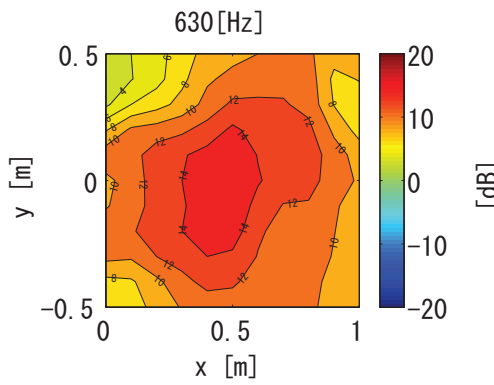
Fig. 4.26 : Sound attenuation level contours under same filter (100~ 315Hz)



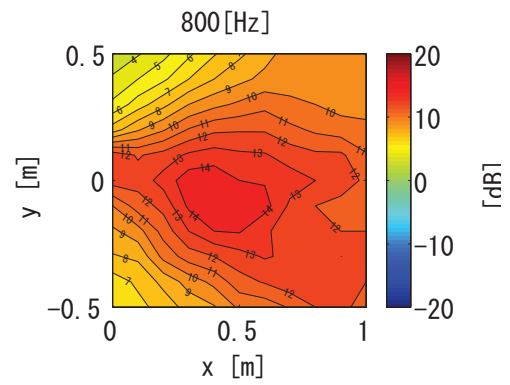
(a) 400Hz



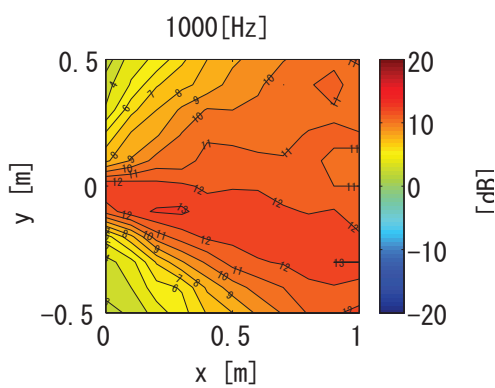
(b) 500Hz



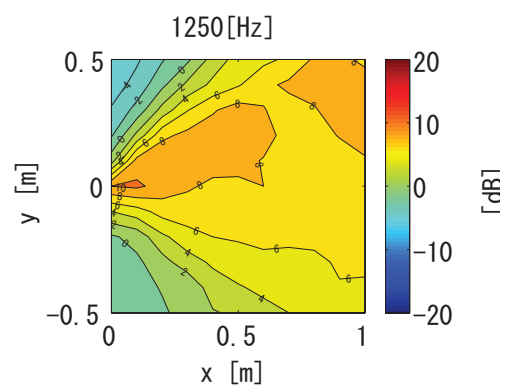
(c) 630Hz



(d) 800Hz



(e) 1000Hz



(f) 1250Hz

Fig. 4.27 : Sound attenuation level contours under same filter (400~ 1250Hz)

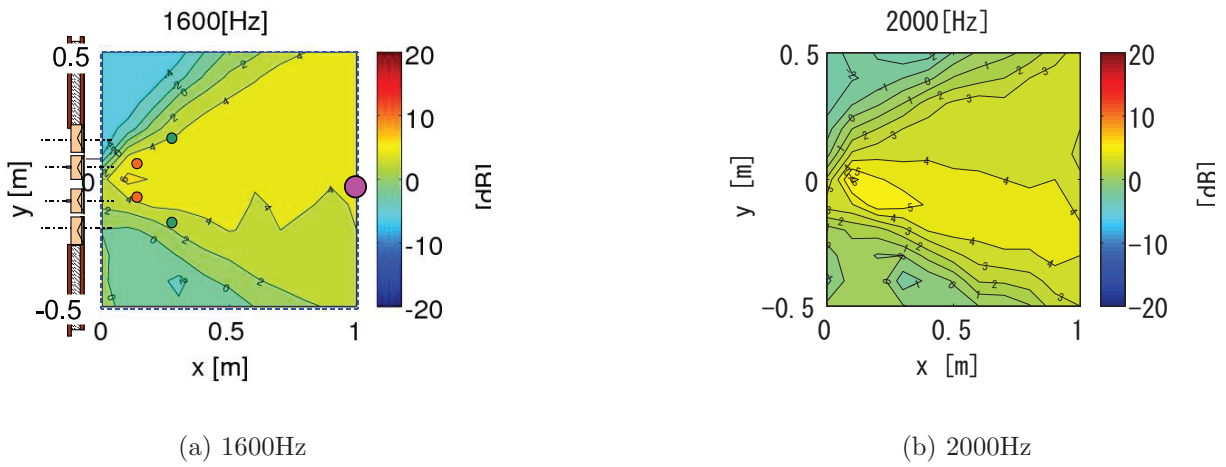


Fig. 4.28 : Sound attenuation level contours under Same filter (1600, 2000Hz)

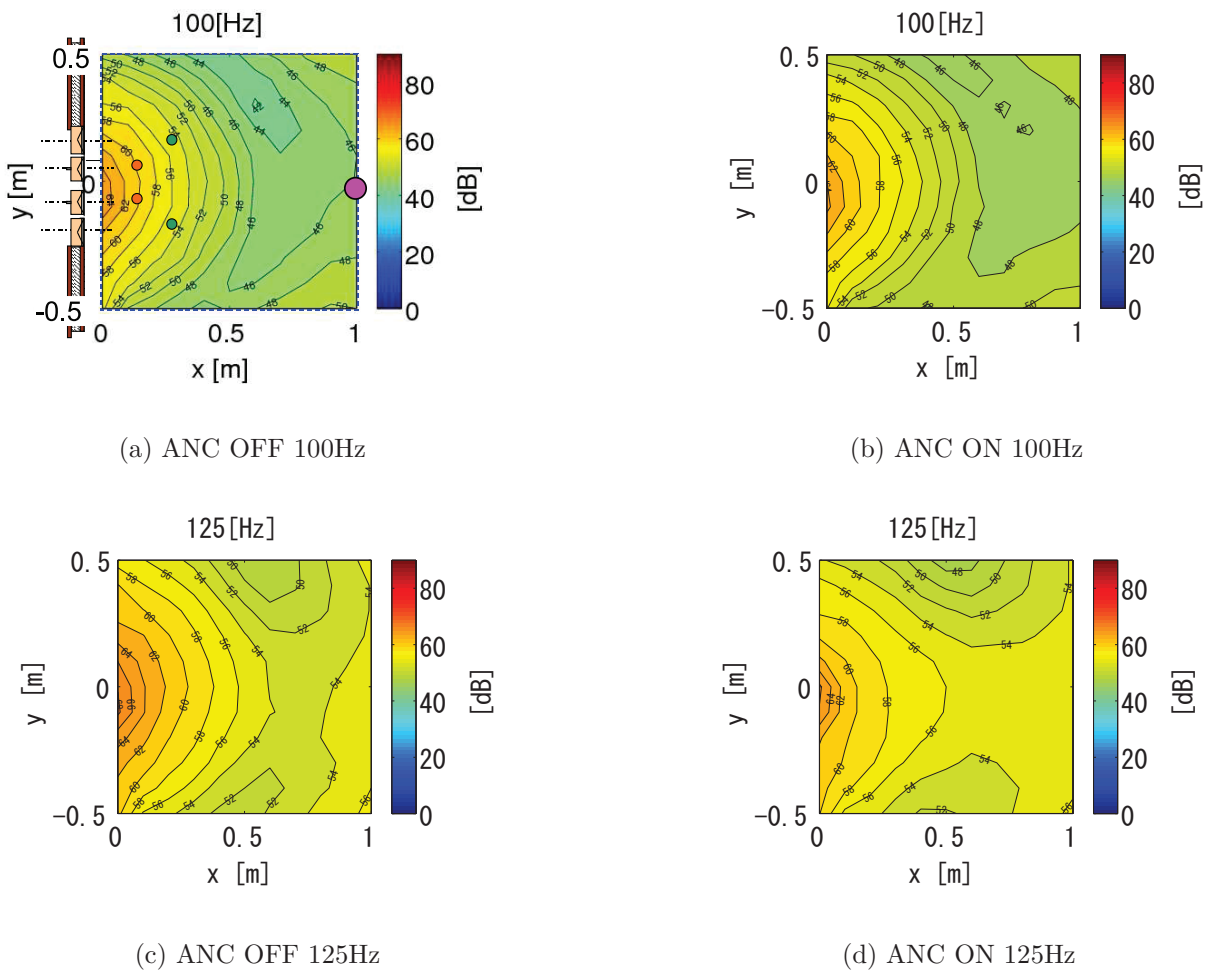
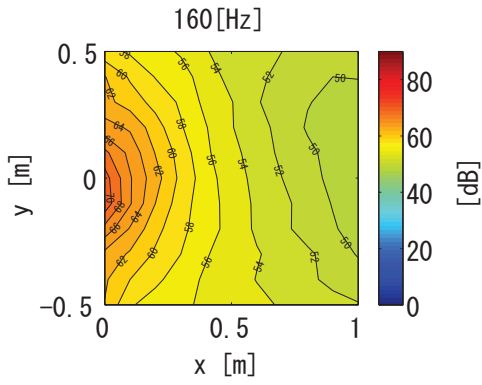
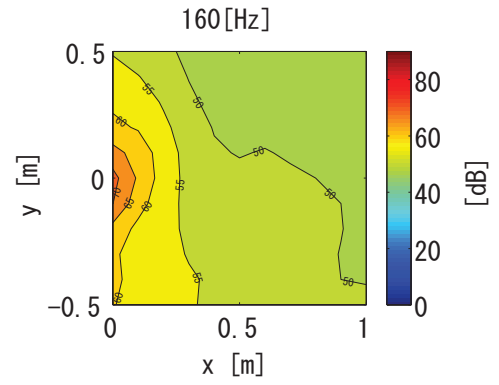


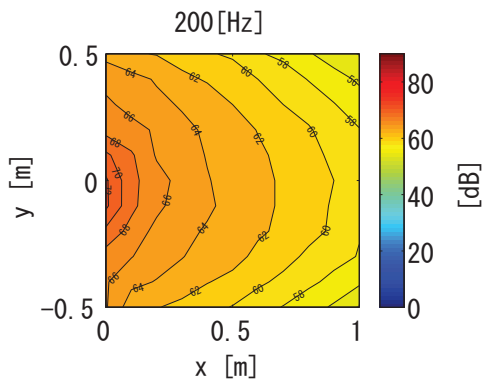
Fig. 4.29 : Sound pressure level contours under Same filter (100, 125Hz)



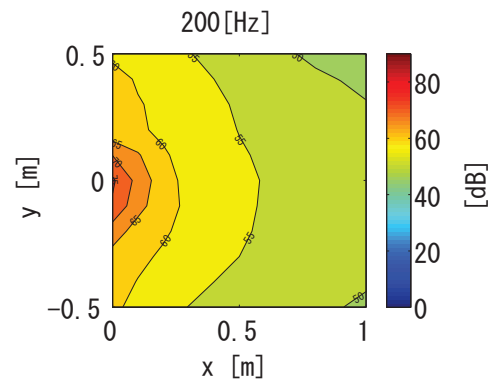
(a) ANC OFF 160Hz



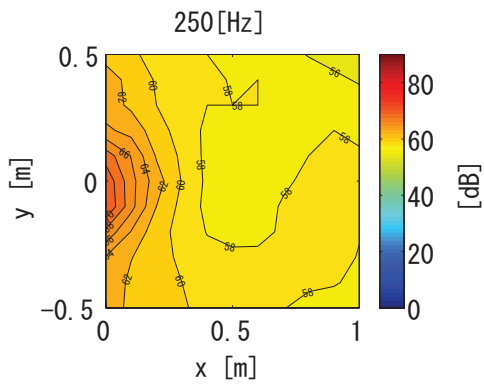
(b) ANC ON 160Hz



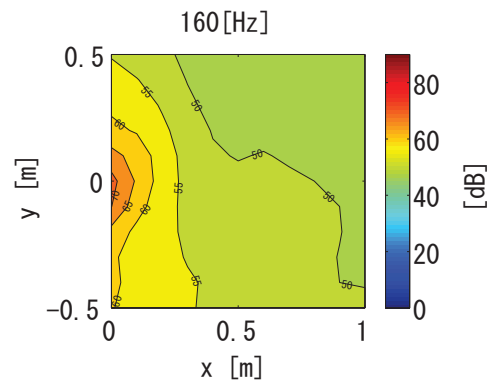
(c) ANC OFF 200Hz



(d) ANC ON 200Hz

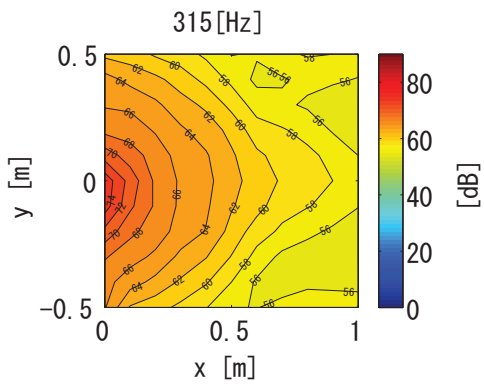


(e) ANC OFF 250Hz

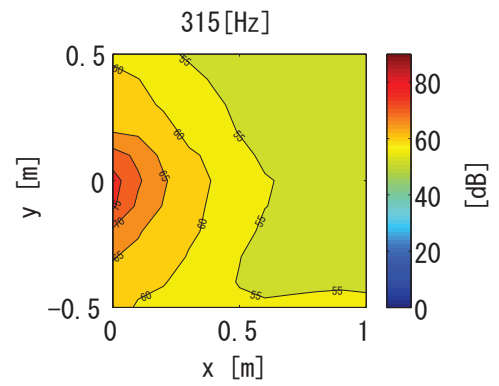


(f) ANC ON 250Hz

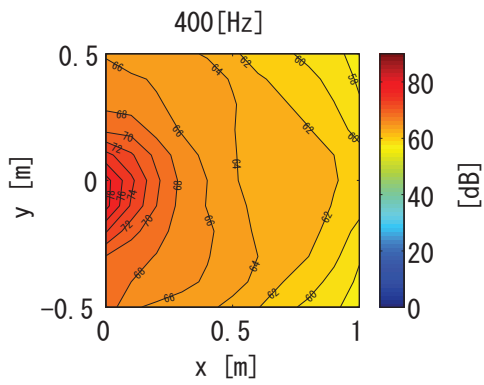
Fig. 4.30 : Sound pressure level contours under Same filter (125, 200, 250Hz)



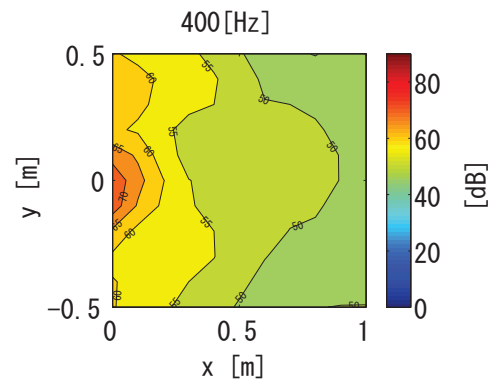
(a) ANC OFF 315Hz



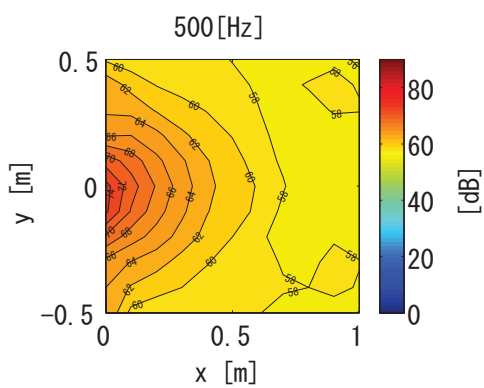
(b) ANC ON 315Hz



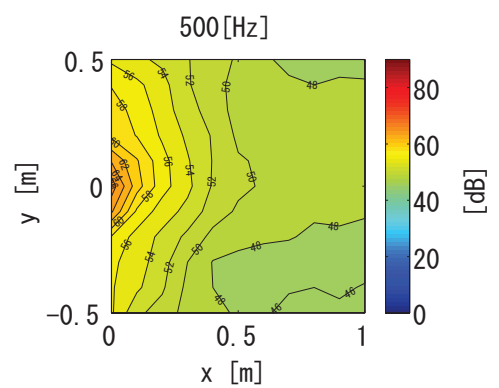
(c) ANC OFF 400Hz



(d) ANC ON 400Hz

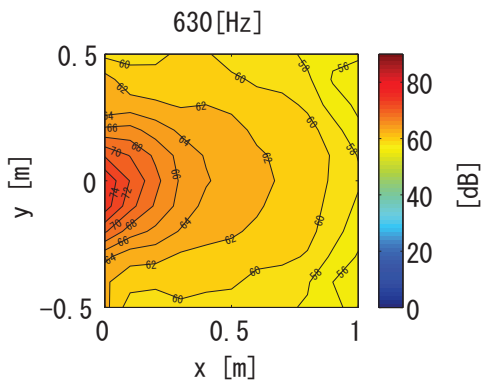


(e) ANC OFF 500Hz

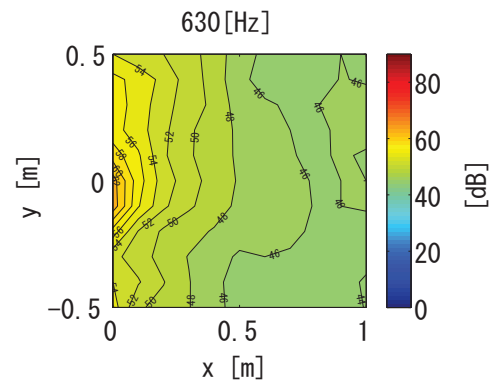


(f) ANC ON 500Hz

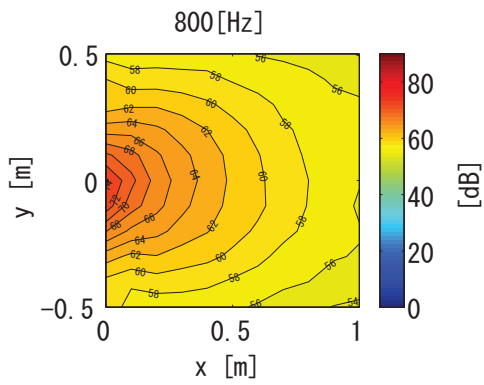
Fig. 4.31 : Sound pressure level contours under Same filter (315, 400, 500Hz)



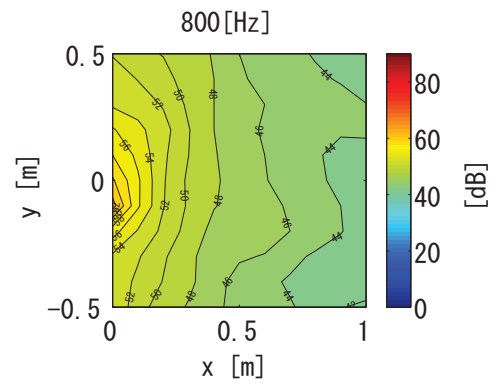
(a) ANC OFF 630Hz



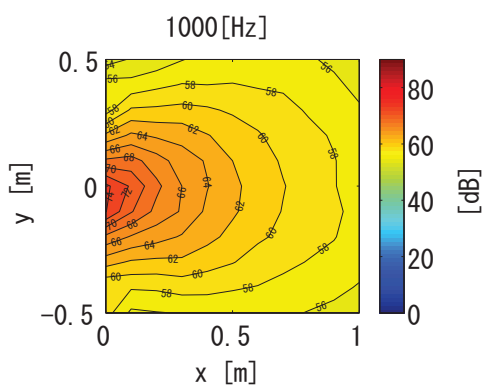
(b) ANC ON 630Hz



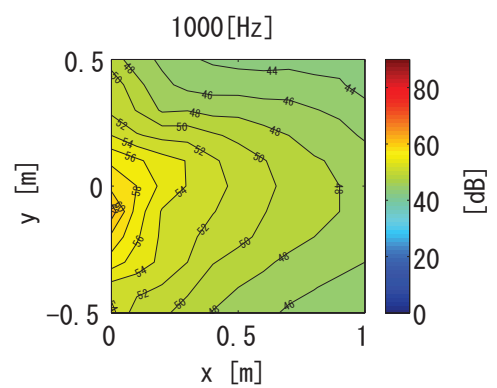
(c) ANC OFF 800Hz



(d) ANC ON 800Hz

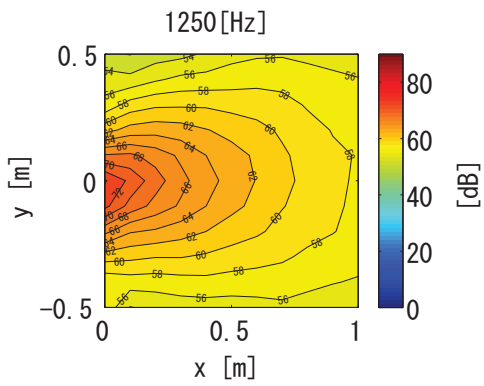


(e) ANC OFF 1000Hz

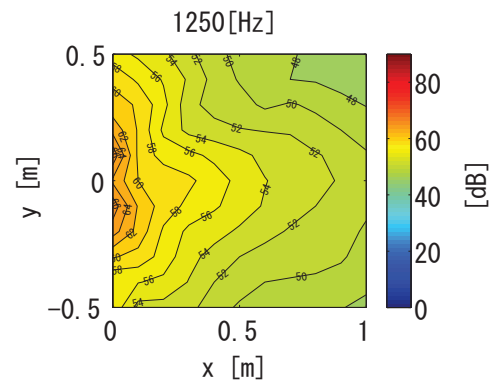


(f) ANC ON 1000Hz

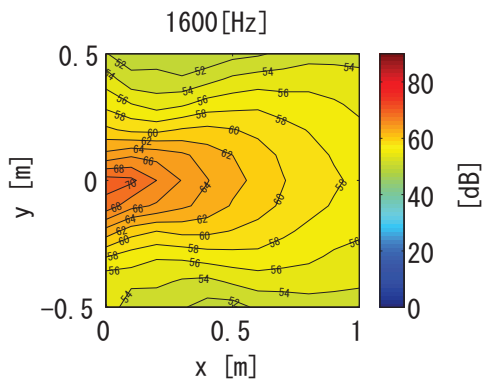
Fig. 4.32 : Sound pressure level contours under Same filter (630, 800,1000Hz)



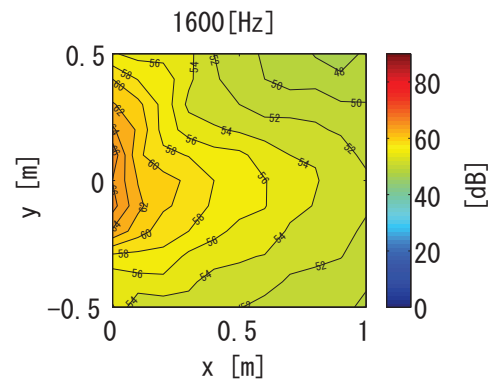
(a) ANC OFF 1250Hz



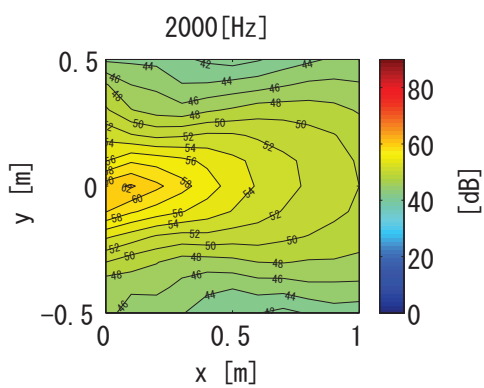
(b) ANC ON 1250Hz



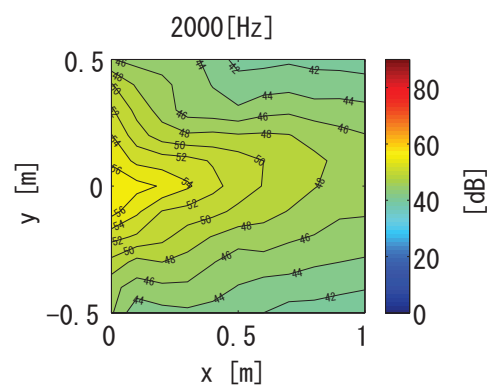
(c) ANC OFF 1600Hz



(d) ANC ON 1600Hz



(e) ANC OFF 2000Hz



(f) ANC ON 2000Hz

Fig. 4.33 : Sound pressure level contours under Same filter (1250, 1600, 2000Hz)

4.11 考察

AAS Type2によって300[Hz]~ 2[kHz]の帯域で5~ 18[dB]の減音効果を得ることができ、広い帯域での減音効果と減音分布を確認でき、目標の500[Hz]以下の減音性能の改善が可能となった。また、同一化フィルタの実験でも同様な結果を得る。しかし、4.7節での低周波用AASの試験結果、3.6節の高周波用のAASでの結果とAAS Type 2の結果を比較すると、150~ 500[Hz]と1.6~ 2[kHz]の周波数帯域で、減音効果が5[dB]程の劣化する。その理由は以下のように考えられる。まず、第2章の結果より、正面入射において、減音可能な周波数は $w/\lambda \leq 0.75$ で決まるので、TypeHのユニットでは2040[Hz]以下を減音可能だが、TypeLのユニットでは763[Hz]以下を減音可能となる。また低周波側はスピーカ性能によって決定され、TypeLのユニットでは120[Hz]から発音でき、TypeHでは300[Hz]以下の発音が難しい。しかしながら、Fig.4.13より、500[Hz]以下を発音させるフィルタを生成している。結果、スピーカの発音性能によりゲインは小さいものの500[Hz]以下の音波を発生している。その証拠にFig.4.18, 4.19より、Type Hの誤差マイクロホン位置付近は減音量が劣化していることがわかる。そのため、低周波側の劣化の原因は、Type Hの制御セルによる低周波の音波が外乱となり、Type Lの検出マイクロホンの信号とコヒーレントがない信号として誤差マイクロホンに入るため、減音することができず劣化が生じる。同様に高周波についても、Type Lが高周波の波面を生成できない状態で高周波を発音することにより、減音量が劣化する。しかし、低周波より減音劣化が少ない。その原因は、Type Hが誤差マイクロホン位置で制御波面を生成可能であり、後方のType Lの誤差マイクロホンに減音した音波が到達するためである。結果、誤差マイクロホンでのゲインが小さく、Filtered-X-LMSアルゴリズムによる適応同定では、Fig.4.14が示すとおり、制御フィルタの高周波成分のゲインが増えない。言い換えれば、高周波成分はあまり発音しないフィルタとなる。

以上ことから、各ユニットの制御フィルタが収束し、固定フィルタにより減音可能であり、300[Hz]~ 500[Hz]における減音効果が改善された。よって、AASの対象周波数帯域の広域化する改善方法となった。また、減音性能をさらに改善するには、AAS Type1'では小型かつ低周波における発音性能の高いスピーカを開発する必要がある。AAS Type2では各種類のAASユニット本来の性能を最大限にするためには、2つ（または3つ以上の）適切なユニット間隔 w を選定し、制御方法の改良が必要と考えられる。

4.12 結言

本研究では、アクティブ音響シールドング (Active Acoustic Shielding:AAS) の低周波帯域における減音性能改善をするために、従来型スピーカ変更タイプと新しいコンセプトとして高・低周波帯域複合型 AAS Type 2 を発案し、各 AAS ユニットの製作、また、その減音性能を実験により確認し、以下の結論を得た。

- ・ 従来型 AAS セルのスピーカ変更型 AAS Type1' では、300[Hz]~ 2[kHz] において 10~ 20[dB] の減音効果が確認された。しかし、スピーカサイズと AAS セル配置間隔の兼ね合いにより、この方法での更なる性能改善は限界がある。
- ・ 高・低周波帯域複合型 AAS Type 2 を発案し各ユニットを製作した。
- ・ 低周波用帯域用 AAS ユニット (Type L) 単体での実験を行い、150[Hz]~ 500[Hz] 帯域を 10~ 20[dB] の減音効果を得ることができ、低周波用帯域用 AAS は 100[Hz] 帯域付近から減音可能であることが確認された。
- ・ 高・低周波複合型 AAS (Type 2) による実験を行い、後方モニター一点で 300[Hz]~ 2[kHz] の帯域で 5~ 20[dB] の減音効果が確認され、減音分布についても、160[Hz] ~ 2[kHz] の帯域で 5~ 18[dB] 得ることが確認された。
- ・ 各制御 (固定) フィルタ平均化した同一フィルタを用いた実験においても同様な結果が得ることができた。

以上の結果より、AAS の低周波帯域における減音性能改善が確認された。

課題としては、AAS Type 2 の各ユニット間の影響を考慮した制御手法の改善が必要である。

第5章

AAS大規模化における制御方法の改善

5.1 緒言

本章では、AASの窓面積が増加した場合、システムの大規模化を防ぐ手法として提案した、 $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズムによる制御方法の改善について述べる。第1章で述べたAASのコンセプトより、AASの減音可能な周波数帯域の上限はAASのセル配置間隔によって決まる。そのため、窓のサイズが増加する場合、性能を保つためには、配置間隔を保ち、セル数を増やす必要がある。第3章では窓サイズは250[mm]と小さなモデルで行われ、4(1-1)-4Filtered-X-LMS アルゴリズムにより制御可能であった。しかしながら、実用的にはさらに大きな窓が必要である。この場合、AASセルの配置間隔 w を変えずにAASセルの個数は増やす必要がある。第3章で述べた上記手法では、最終的には各AASセルが適応同定で求まる伝達関数 $H(\omega)$ により独立に制御可能ではあるが、制御セルが M 個の場合、各制御伝達関数 $H(\omega)$ を適応同定するために、各AASセルは M 個の誤差伝達経路 $\hat{C}(\omega)$ を同定する必要があり、計 M の2乗個の誤差経路伝達特性の同定が必要となってしまう、システムが大規模になる。そこで、多チャンネル制御システムの規模増大を防ぐ、新たな制御手法として $M[(1-1)-L']$ FX-LMS アルゴリズムを提案し、実験とシミュレーションにより性能とその有用性を確認する。

本来のコンセプトである、最終的に1セル（検出マイクロホンと制御スピーカのセット）を伝達関数 $H(\omega)$ で独立に制御するための適応同定方法を改善する。上記の新アルゴリズムは、各AASセルが近傍の誤差マイクロホンの信号と近傍の誤差経路伝達関数のみ使用して制御伝達フィルタが適応同定される。その他の制御点信号を省く理由として、配置の条件より、各セルが発生する音波が遠方へ与える寄与は小さく、同様に遠方のセルから自セル正面の誤差マイクロホンへの寄与は小さいと考えられ、この手法に至った。この場合、適応同定時には、 M 個のセルが各々 L' チャンネルの誤差経路通過信号のみを考慮する。つまり、各々が1-1- L' Filtered-X-LMS アルゴリズムで動作させる。また各々のシステムは独立に平行して動作させる。最終的には従来と同様に1-1のシステム（検出マイクロホンと制御スピーカ）となり各セルは固定フィルタでフィードフォワード制御することで、減音分布を得る。本章ではまず $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズムについて述べる。次に6チャンネル

AASモデルを製作し、新手法の実験を行う。つづいて数値シミュレーションによって制御点における減音効果に及ぼす各制御パラメータの影響を確認する。最後にその結果を比較・検討することにより、新制御手法の実現性を検討する。

5.2 分散制御を用いた ANC 手法 ($M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズム)

本章では、分散制御を用いた能動騒音制御手法として、 $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズムを提案し、そのコンセプトと制御方法について述べる。

各セルが独立したコントローラや制御手法で分散制御可能なシステムを目指した。各本制御アルゴリズムは、Multiple filtered-X-LMS アルゴリズムをベースとしており、Fig5.1に概要を示す。各制御セルは、各自セル近傍の誤差マイクロホン信号のみ使用し、遠くの誤差マイクロホン信号は使用せず、各自の適応同定で制御フィルタを決定する。各セルの各変数と制御の流れを以下に述べる。

まず、各誤差経路特性 $C_{kl}(\omega)$ (各 k 番の制御スピーカから各 l 番の誤差マイクロホンまでの特性) をホワイトノイズにより同定する。次に各制御フィルタ $H_1(\omega)$ から $H_M(\omega)$ をエラースキミング法により、最小二乗した誤差信号を使い適応同定する。例えば、 m 番の制御フィルタを更新するときには、正面の誤差マイクロホン信号 $e_m(n)$ 、その近傍の誤差マイクロホン信号を使用する。次の式に適応フィルタの更新式を示す。

$$\mathbf{h}_{jk}(n+1) = \mathbf{h}_{jk}(n) + \mu \cdot \sum_{l=m-P}^{m+P} \mathbf{r}_{jkl}(n) \cdot e_l(n) \quad \left(j = k = m, P = \frac{L' - 1}{2}, 0 < l < M \right) \quad (5.1)$$

$$\mathbf{h}_{jk}(n) = [h_{jk}^{(0)} \ h_{jk}^{(1)} \ \cdots \ h_{jk}^{(hl)}] \quad (hl : \text{Number of tap}) \quad (5.2)$$

$$\mathbf{r}_{jkl}(n) = [r_{jkl}(n) \ r_{jkl}(n-1) \ \cdots \ r_{jkl}(n-hl+1)]^T \quad (5.3)$$

$$r_{jkl}(n) = x_j(n) * \hat{c}_{kl} = \sum_{a=0}^{\hat{c}l-1} x_j(n-a) \cdot \hat{c}_{jk}^{(a)} \simeq \mathbf{x}(n)^T \hat{\mathbf{c}}_{kl} \quad (\hat{c}l : \text{Number of TAP}) \quad (5.4)$$

$$\mathbf{x}_j(n) = [x_j(n) x_j(n-1) \cdots x_j(n-\hat{c}l)]^T \quad (5.5)$$

$$\hat{\mathbf{c}}_{jk} = [\hat{c}_{kl}^{(0)} \hat{c}_{kl}^{(1)} \cdots \hat{c}_{kl}^{(\hat{c}l-1)}]^T \quad (5.6)$$

(1-1)はAASセルの1セルを表し、最終的に1つのAASセルとして、検出マイクロホンを1つと制御スピーカ1つを持ち、独立に動くことを示す。L'については、使用する制御点信号(誤差マイクロホン信号)の数を示している。使用する誤差マイクロホンの位置は自セル正面の制御点とその近傍の制御点信号を使い、近傍の制御点のみを考慮して制御伝達関数 $H(\omega)$ が適応同定される。さらにL'の'部分は各セルの使用が重なった誤差マイクロホン数を表す。よって、実際の誤差マイクロホン数は、セルの正面のみ設置するので、M個の誤差マイクロホンのみで可能となる。そして、各セルは独立に1-1-L'Filtered-X-LMSアルゴリズムにより同時に適応同定し、各制御フィルタ $H(\omega)$ を決定する。この手法が安定する場合、各制御フィルタを固定し、フィードフォワード制御が可能であり、誤差マイクロホンは取り除くことが可能となり1-1のみで制御できる。

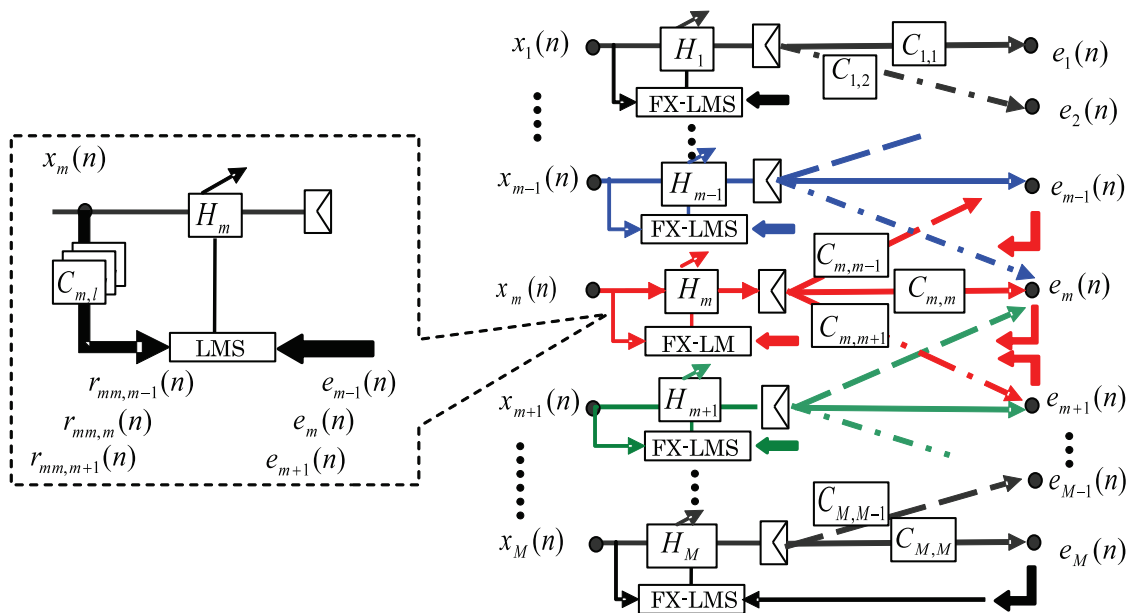


Fig. 5.1 : M[(1-1)-L'] Filtered-X-LMS algorithm

5.3 実験 (6[(1-1)-3'] Filtered-X-LMS アルゴリズム)

本節では $M[(1-1)-L]$ Filtered-X-LMS アルゴリズムの実現性を確認するため、簡易的な AAS モデルとして横一列に並べた 6 チャンネルでの実験結果と、6 チャンネル実験と同じモデルについてのシミュレーション結果を比較する。さらには妥当性のあるシミュレータが作成可能ならば、 $M[(1-1)-L]$ Filtered-X-LMS アルゴリズム以外に、3章で行った従来の AAS で使用した制御方式の 6(1-1)-6 Filtered-X-LMS アルゴリズムまたは 6-6-6 チャンネルの Multiple filtered-X-LMS アルゴリズムでの制御結果を計算により求め、比較することで、制御方法の有効性を確認する。

5.3.1 実験装置製作

Fig.5.2 に本章で使用する実験装置 (AAS Type 3) 図を示す。使用する AAS セル

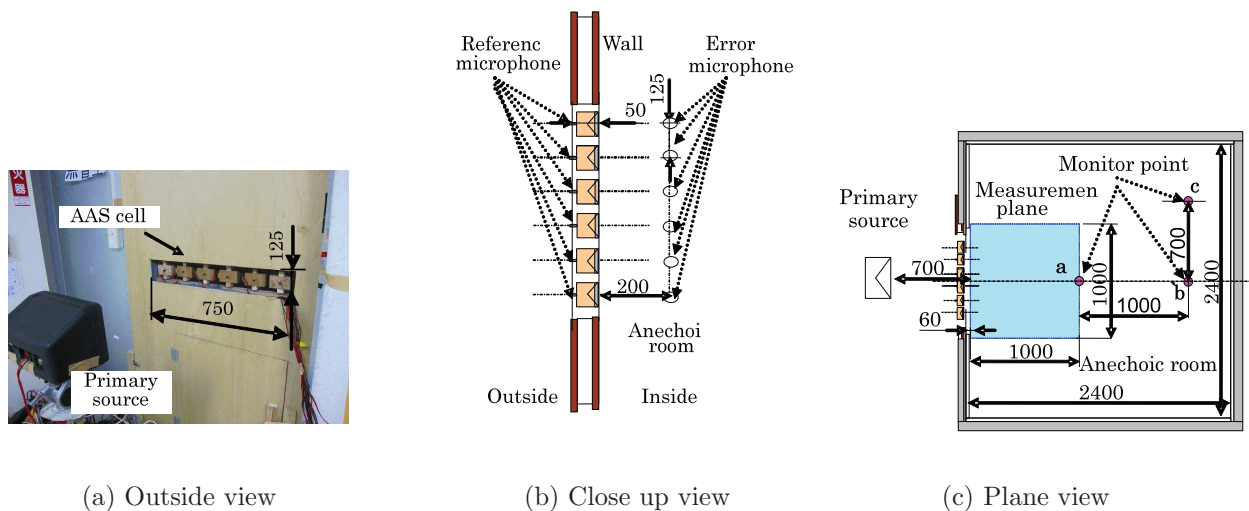


Fig. 5.2 : Test setup AAS Type 3 for 6ch system)

は 3 章で使用した AAS セル Type1 を 6 つ製作した。また、6 つの AAS セルは y 軸方向に間隔 $w = 125$ で配置され、 $(x, y, z=0)$ 平面上のみを対象とするため、AAS を取り付ける窓のサイズを $125 \text{ [mm]} \times 750 \text{ [mm]}$ に製作した。検出マイクロホンとスピーカの距離は 50 [mm] となる。1 次音源は扉の正面 700 [mm] に配置して実験を行う。

5.3.2 実験方法と測定方法

本実験では $6[(1-1)-3']$ filtered-X-LMS アルゴリズムを使用する。検出マイクロホンで検出された信号に $H_m(\omega)$ を通して出力される。 $H_m(\omega)$ は以下のように決定する。

はじめに、誤差マイクロホンを Fig.5.2(b) で示す、制御スピーカ正面 200[mm] に配置する。次に、1つのセルは、自セルの検出マイクロホン信号と正面誤差信号とその近傍の誤差信号のみによって制御フィルタ $H_m(\omega)$ が適応同定される。本節では正面と隣接する2つの点の計3点の誤差信号を使用した ($L'=3$)。コントローラの設定値は、サンプリング周波数: 48[kHz] アンチエイリアジングフィルタ周波数: 20[kHz] とする。適応フィルタ $H_m(\omega)$ は、タップ数:200, ステップサイズ:0.00001 とし、誤差経路フィルタ $C_{kl}(\omega)$ タップ数: 200, ステップサイズ:0.0001 とした。また、ハウリングキャンセラーは使用しない。検出マイクロホンと制御スピーカで独立に制御するため、クロストーク成分 (他のスピーカからの音) は使用しない。各制御点で ANC を行い、ある程度収束してきた時点で適応フィルタの行進を止め、固定フィルタにする。

5.3.3 実験結果

各フィルタ係数 (H11~ H66)

次の Fig.5.3 に固定後の各フィルタ係数をインパルス応答と GAIN・PHASE で示す。各伝達関数は独立に制御されるので本章では全伝達関数は各自の適応同定後の固定制御フィルタを使用する。

Fig.5.3(a)~ Fig.5.3(c) より、収束した各伝達関数を比べると、近い値になる周波数帯域もあり、第3章のように、平均値をとった伝達関数をすべてに使用する手法も可能であるが、3章の場合よりもばらつきが強いので、性能の劣化が大きくなると考えられる。また本章の手法では、各々のセルは独立に制御フィルタを生成するので、各々の収束したフィルタをそのままの使用する。

各制御点と定点での減音効果

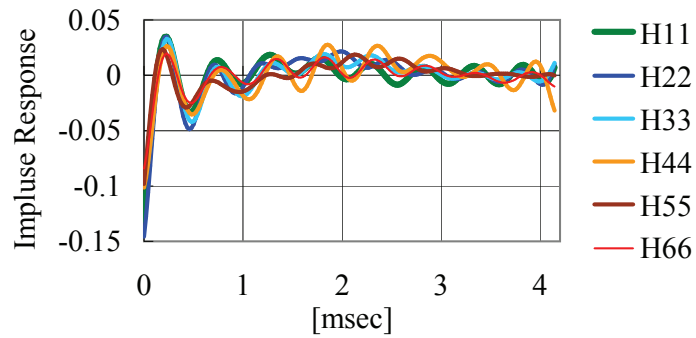
Fig.5.4 に各定点での実験結果、Fig.5.5 に各制御点での実験結果を示す。

Fig.5.4, 5.5 より、本手法 6[(1-1)-3] Filtered-X-LMS アルゴリズムにより制御点とその後方の定点で減音効果を得ることが確認できた。減音効果については、3章の結果と同様に 500[Hz]~ 2[kHz] を 10~ 20[dB] 減音可能である。

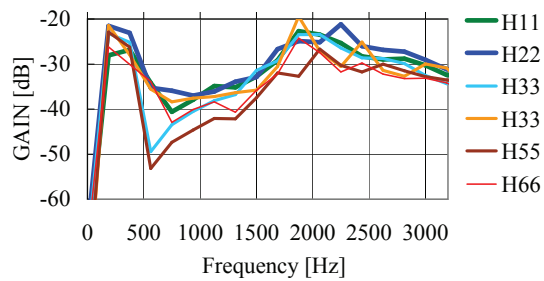
減音分布 (一次音源, 正面 500[mm] 位置)

Fig.3.6 に示す測定平面の減音分布を 1/3 オクターブバンド分析で測定して、周波数帯域 630[Hz], 800[Hz], 1[kHz], 1.25 [kHz], 1.6[kHz], 2[kHz] での減音分布を示す。Fig.3.6 より、第3章と同様に各 1/3 オクターブバンド周波数帯で減音分布を得るこ

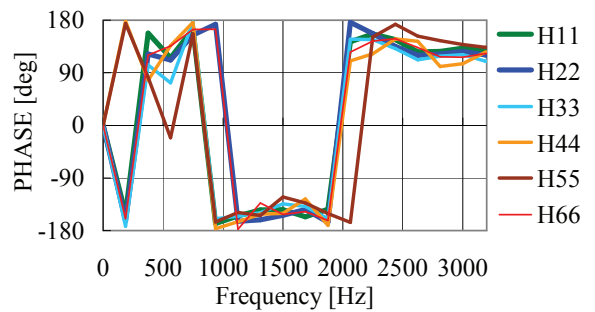
とが確認された。また、窓の幅が広がった箇所も減音しており、本手法での窓拡張が可能となった。



(a) Impulse Response

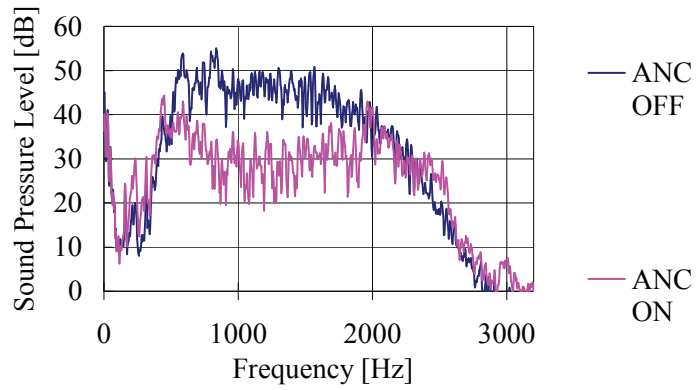


(b) Gain

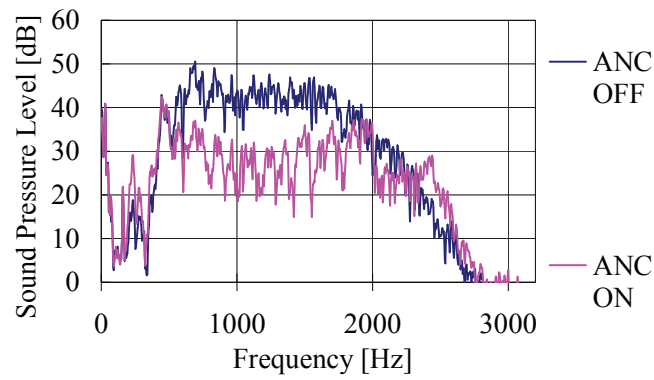


(c) Phase

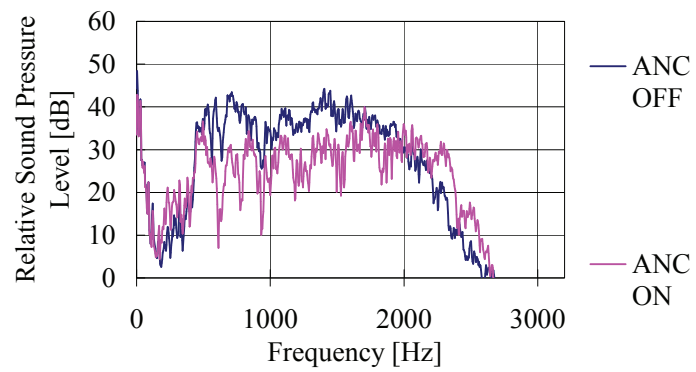
Fig. 5.3 : Converged filters in AAS Type 3



(a) Fixed point a



(b) Fixed point b



(c) Fixed point c

Fig. 5.4 : The sound pressure spectrum at the fixed points under the condition of ANC ON and OFF

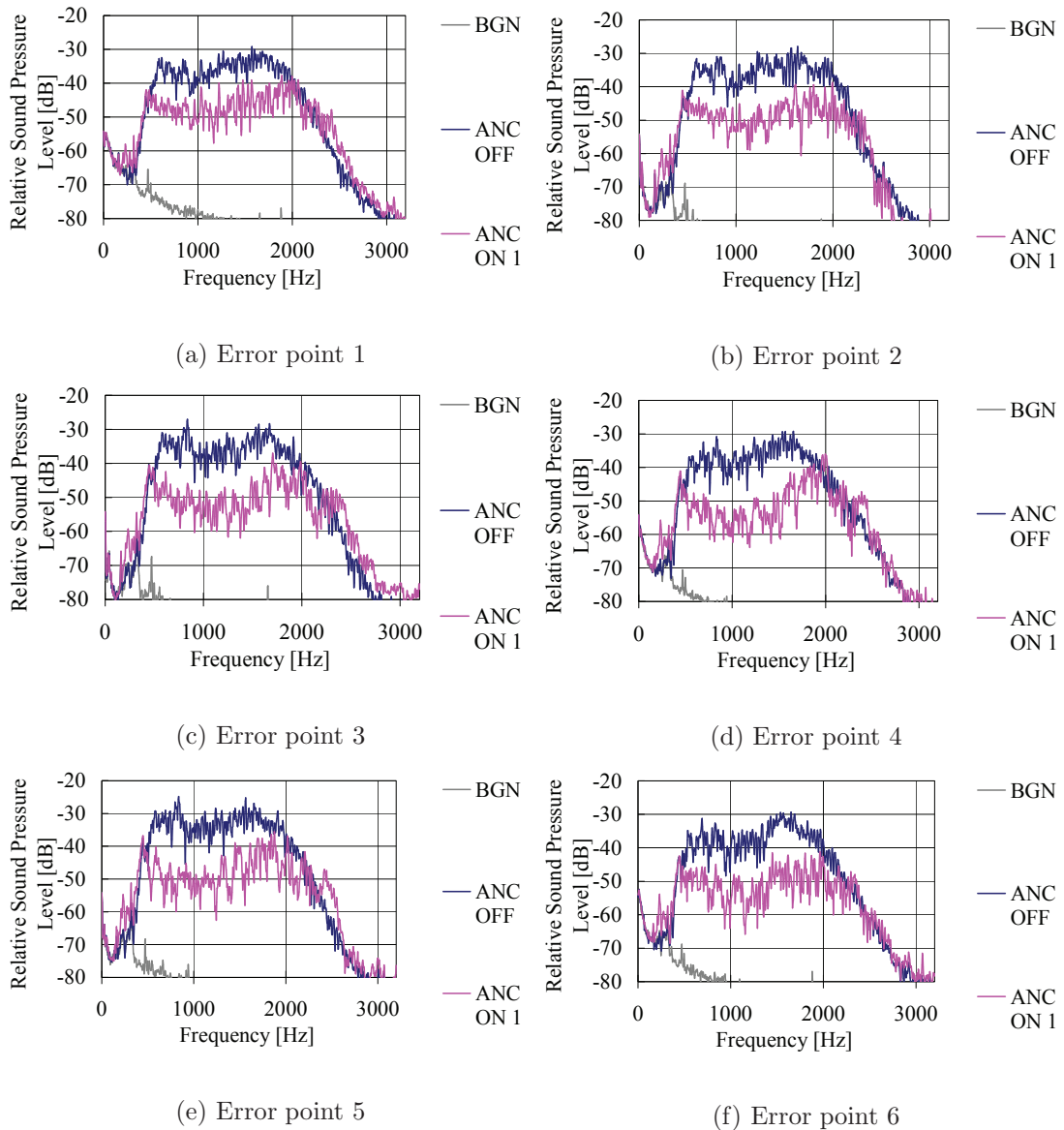
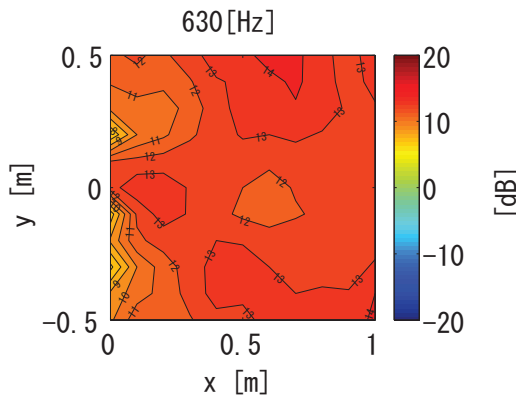
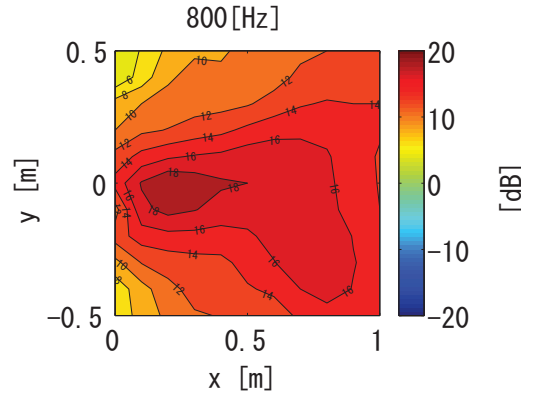


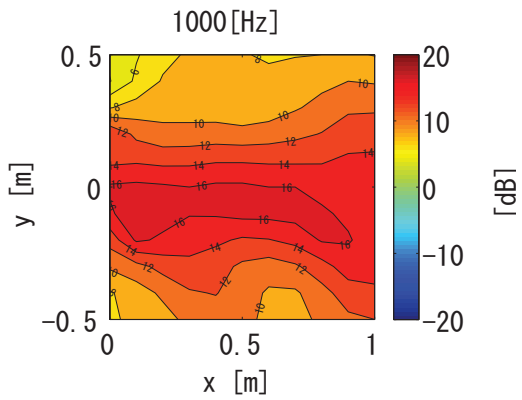
Fig. 5.5 : The Relative sound pressure spectrum at the error points under the condition of ANC ON and OFF



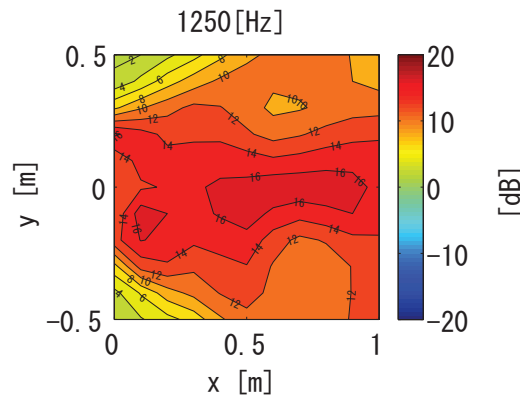
(a) 630Hz



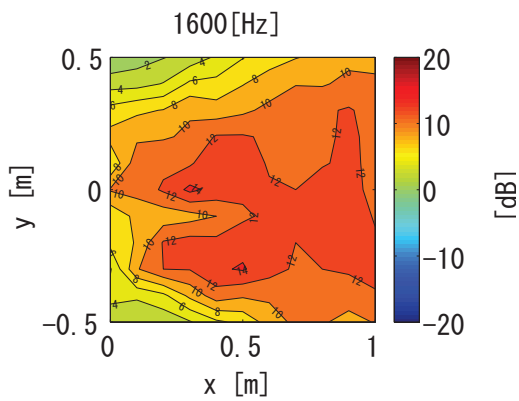
(b) 800Hz



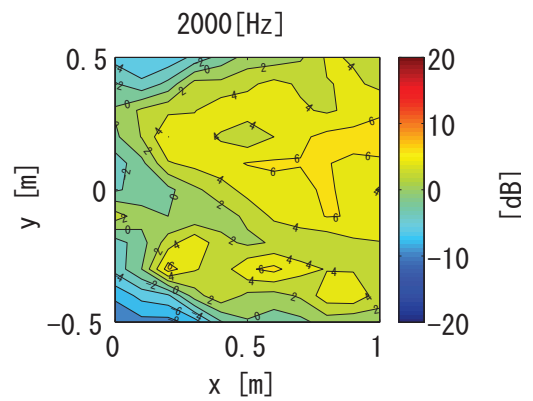
(c) 1000Hz



(d) 1250Hz



(e) 1600Hz



(f) 2000Hz

Fig. 5.6 : Typical 1/3-octave-band sound attenuation level contours in Case 1

5.4 減音量数値シミュレーション

本節のシミュレーションでは，本章の制御手法である $M[(1-1)-L]$ FX-LMS アルゴリズムと，従来の制御手法である $M[(1-1)-M]$ FX-LMS との性能差を比べる．さらに，最大の減音効果を得ると考えられる，全チャンネル使用の $M-M-M$ FX-LMS アルゴリズムを比べることで，本手法の性能が有用であるかを検討する．また，実験ではコントローラの仕様により，各制御フィルタ \mathbf{H} と疑似誤差経路 $\hat{\mathbf{C}}$ の TAP 数の限界がある．そこで，シミュレーションにより大きな TAP 数を使用することで，実験の TAP 数が十分に足りているかを検討する．

5.4.1 基礎モデル (Multiple Filtered-X LMS モデル)

減音量を比較するため M チャンネルの Multiple filtered-X-LMS アルゴリズムを MATLAB の数値シミュレーションにより計算する．次の Fig.5.7 にモデルのブロック線図を示し，Table5.1 に各伝達関数のインパルス応答の TAP 数を示す． J, K, L は

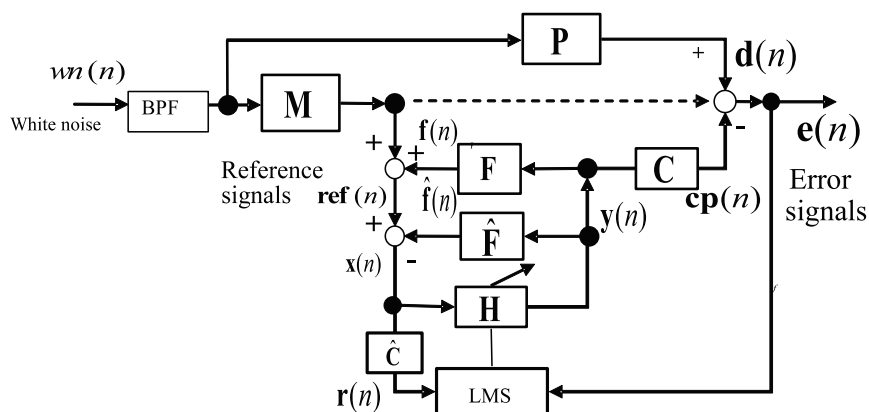


Fig. 5.7 : Multiple filtered-X-LMS model

Table 5.1 : Size of identified filters

$J = K = L = 6$	\mathbf{P}	\mathbf{M}	\mathbf{F}	\mathbf{C}
Number of tap	600	600	600	500
Size of matrix	$L \times P_{TAP}$	$J \times M_{TAP}$	$K \cdot F_{TAP} \times J$	$K \cdot C_{TAP} \times L$

それぞれ，検出マイクロホンの数，スピーカの数，誤差マイクロホンの数を表している．各伝達関数 $\mathbf{M}, \mathbf{P}, \mathbf{C}$ については，前節に示した 6ch 実験の際にホワイトノイズ使用し，FFT アナライザにより求めた，インパルス応答を FIR フィルタとして代入する． $6[(1-1)-3]$ Filtered-X-LMS アルゴリズムにより各信号の計算を実行する．

5.4.2 計算結果と実験結果の比較

次のTable5.2に各実験条件のパラメータを示し、Fig5.8~ 5.10に各条件下での制御点(誤差マイクロホン)信号の3と6について、計算結果と実験結果の比較を示す。また、Table5.3には各図の比較対象(変動値と固定値)について示す。各図に示すCase0は、第5.3.3節における実験結果の音圧スペクトルを表す。Case1~ 12は各条件下におけるシミュレーション結果の音圧スペクトルを表す。Fig.5.8では、使用アルゴリズムと \hat{C} は固定し、 H を200, 600, 1200[TAP]と変化させる。Fig.5.9については \hat{C} のみ変動を与えた。Fig.5.10とFig.5.11では、各フィルタ H と \hat{C} のTAPが違い、アルゴリズムのみを変更し、比較する。

Table 5.2 : Conditions and size of filters

Condition	Number	H [TAP]	\hat{C} [TAP]	algorithm
Experiment	case 0	200	200	6[(1-1)-3'] ch
Simulation	case 1	200	200	6[(1-1)-3'] ch
	case 2	600		
	case 3	1200		
	case 4	200	500	6[(1-1)-3'] ch
	case 5	600		
	case 6	1200		
	case 7	200	200	6(1-1)-6 ch
	case 8	600		
	case 9			
	case 10	200	200	6-6-6 ch
	case 11	600		
	case 12			

Table 5.3 : Conditions and size of filters

Figure	Fig.5.8	Fig.5.9	Fig.5.10	Fig.5.11
Cases	0,1,2,3,4	0,2,5	0,1,7,10	0,5,9,12
Fixed parameter	Algorithm, \hat{C}	Algorithm, H	H :200, \hat{C} :200	H :600, \hat{C} :500
Variable parameter	H	\hat{C}	Algorithm	Algorithm

次のFig. 5.8には制御フィルタ H , Fig. 5.9には疑似誤差経路 \hat{C} のTAP数を変更した条件で、本章の分散制御手法による減音性能を示す。

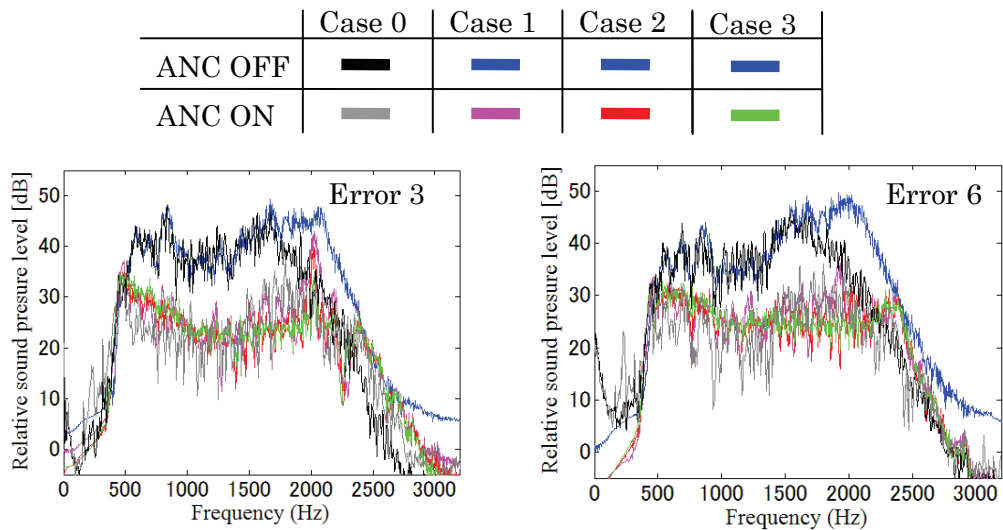


Fig. 5.8 : The relative sound pressure spectrum at the error point and sound pressure spectrum at the fixed point under the condition of ANC ON and OFF in Case 0, 1, 2 and 3

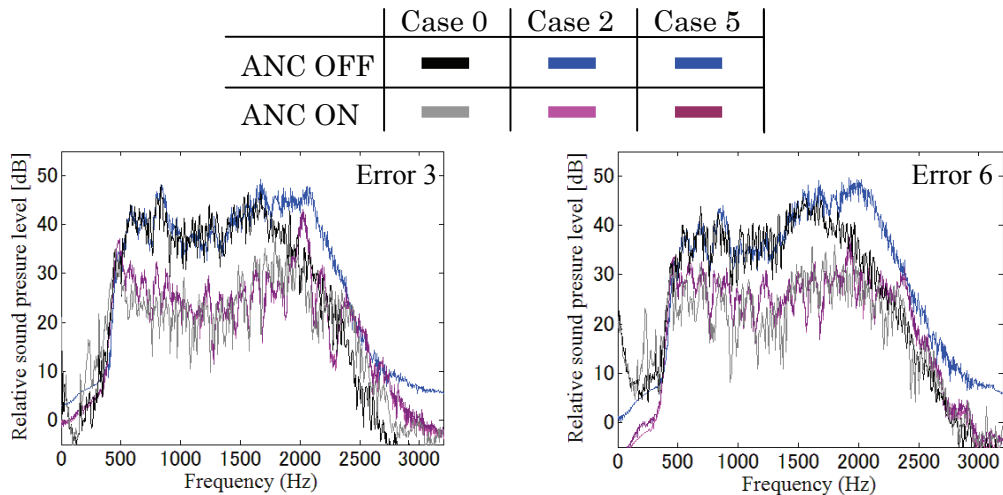


Fig. 5.9 : The relative sound pressure spectrum at the error point and sound pressure spectrum at the fixed point under the condition of ANC ON and OFF in Case 0, 2 and 5

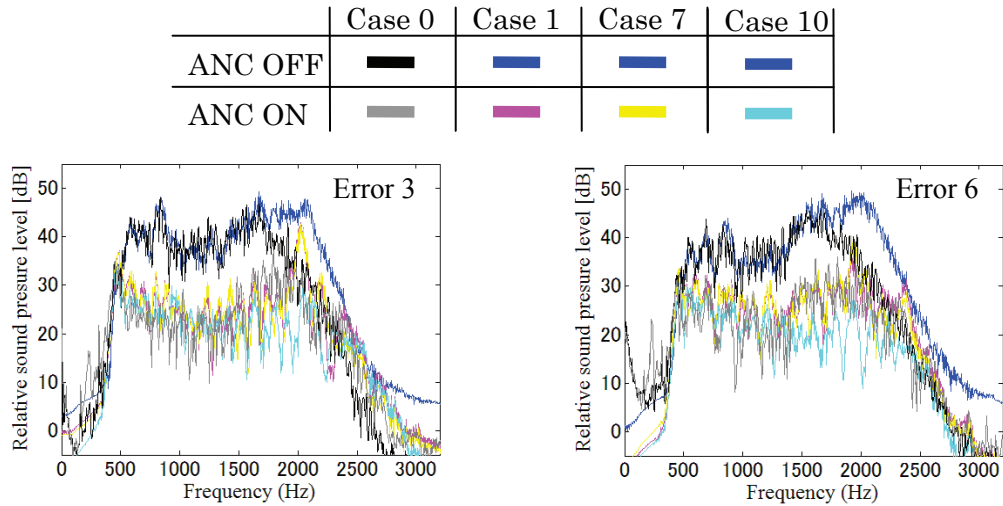


Fig. 5.10 : The relative sound pressure spectrum at the error point and sound pressure spectrum at the fixed point under the condition of ANC ON and OFF in Case 0, 1, 7 and 10

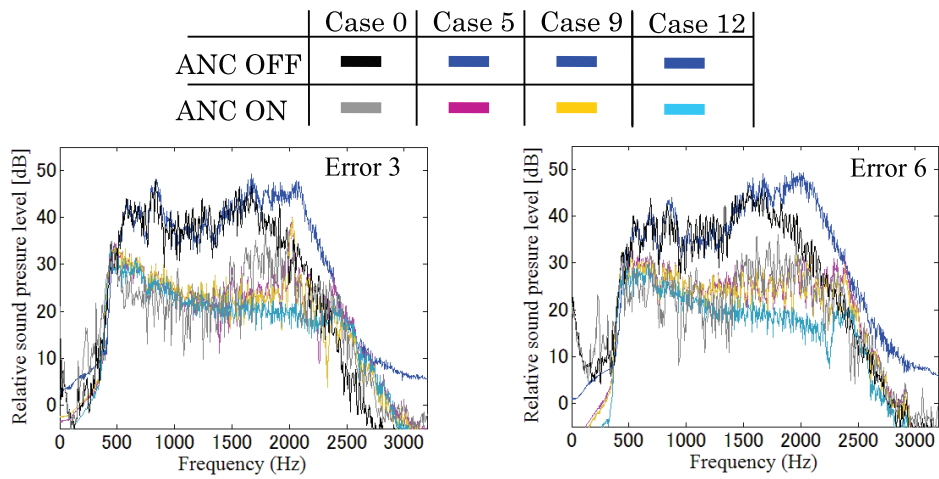


Fig. 5.11 : The relative sound pressure spectrum at the error point and sound pressure spectrum at the fixed point under the condition of ANC ON and OFF in Case 0, 5, 9 and 12

Fig. 5.8より、実験とシミュレーションが同条件の場合、減音量がほぼ一致し、シミュレーションの整合性が確認できる。また、制御フィルタ \mathbf{H} のTAP数による性能はほぼ変わらず、対象周波数の高周波側2[kHz]での増音が5[dB]程度変わる。よって制御フィルタのTAP数は十分足りていると考えられる。

Fig.5.9より、本手法の実験条件の疑似誤差経路 $\hat{\mathbf{C}}$ のTAP数で制御には十分足りていると考えられる。また、Fig. 5.8とFig. 5.9より、本手法の実験における各フィルタのTAP数は十分な減音性能を得ることが可能である。

結果、Fig. 5.10とFig. 5.11より、従来手法と同等の減音量を維持したまま、計算に使用する疑似誤差経路 $\hat{\mathbf{C}}$ の数を減らすことが可能であることが明らかとなった。なお、6-6-6のフルチャンネルシステムと比較すると、本手法と従来手法ともに、2[kHz]における減音性能の劣化が見られるが十分な減音量を得ることができた。

5.5 結言

本章ではAASを大規模化する際にシステムの大規模化を防ぐ制御方法として、 $M[(1-1)-L]$ Filtered-X-LMSアルゴリズムを提案した。上記アルゴリズムは、 M チャンネルのセル数を必要とする場合を想定しており、各AASセルは検出マイクロホン1つ、制御スピーカ1つ、そして近傍の誤差マイクロホン L 個により制御(1-1- L のFX-LMS)を行い、各々が独立に制御フィルタを適応同定する手法である。また誤差マイクロホンは重複して使用しているため L' と表し、総数は M 個とする。最終的に、各セルは1つの検出マイクロホンと1つの制御スピーカを1つの固定したフィルタ(1-1)によりフィードフォワード制御する。この手法の有効性をシミュレーションと6チャンネル実験をにより確認した。実験では縦125[mm]横750[mm]の窓を製作し、6つのAASセルを並べ制御する。シミュレーションでは実験装置の各空間の伝達関数を計測した値を使用し計算を行い、以下の結論を得た。

- 6[(1-1)-3'] FX-LMSアルゴリズム実験により、制御点では500[Hz]~ 2[kHz]を10~ 20[dB]減音可能であり、制御点後方の広範囲の空間の減音分布が確認された。
- シミュレータによる6[(1-1)-3'] FX-LMSアルゴリズムの計算結果と実験結果の整合性が確認された。
- 6[(1-1)-3']FX-LMSアルゴリズムでは、制御フィルタのTAP長により、制御可能周波数の高周波側での影響があり、制御フィルタが200TAPでは1200TAPとくらべて2[kHz]での5~ 10[dB]の減音性能の劣化が生じる。
- 6[(1-1)-3']FX-LMSアルゴリズムでは、疑似誤差経路フィルタ $\hat{\mathbf{C}}$ のTAP長の変化では性能の劣化は発生しない。

- ・ シミュレーションにより, $6[(1-1)-3']$ FX-LMS アルゴリズム以外に, 従来手法の $6(1-1)-6$ FX-LMS アルゴリズムと $6-6-6$ FX-LMS の減音量の比較が可能となった.
- ・ $6[(1-1)-3']$ FX-LMS アルゴリズムは, $6-6-6$ FX-LMS に比べ周波数帯域では $1.5[\text{kHz}] \sim 2[\text{kHz}]$ で $5 \sim 10[\text{dB}]$ の劣化が生じる.

以上の結果より, $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズムによる減音効果は $2000\text{Hz}(w/\lambda = 0.75)$ 付近での $5 \sim 10\text{dB}$ の劣化があるもののシステムは安定し広範囲での減音効果を得ることができた. その結果, Fig.5.12 に示すように, 分散制御による各セル独立制御が可能となり, 窓が拡大して制御セルが増えた窓についても, 大規模化した際の改善手法として有効であることが明らかとなった.

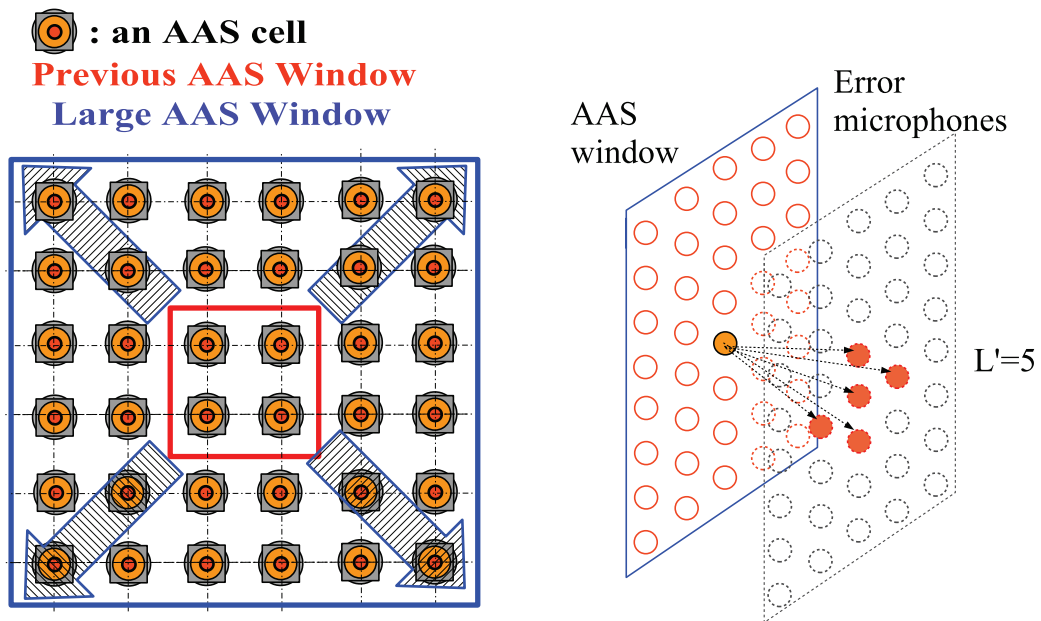


Fig. 5.12 : AAS window by decentralized system

第6章

総括

環境意識の高まりにより、自動車・鉄道等の交通騒音や発電プラント・工場等からの工場騒音から家庭電器製品等に至るまで様々な静粛化が行われ、様々な種類の騒音に対して騒音低減が望まれている。その結果、機械などの音源自体の静音化、受け手側の対策が進みつつあるが、静粛性に加えて省エネルギー性や快適な音響空間に対する要望が増え、高度な騒音対策技術が要求されている。その中でも、見通せる場所から聞こえる騒音の低減が挙げられる。具体的には、窓から入る騒音を窓を閉めずに静かにしたいという要望である。その解決方法として本研究では、音で音を制御する、能動騒音制御 (Active Noise Control :ANC) を利用した、「風は通すが音は通さない窓」の実現を目標とした、アクティブ音響シールドング (Active Acoustic Shielding:AAS) を提案した。本論文では、提案した AAS のコンセプトと理論を証明するため、シミュレーションと実験により検証し、実現性を明らかにした。また AAS を実用するにあたり問題となる、対象可能な周波数帯域についての改善手法を提案し、実験により効果を検証した。最後に、もう一つの問題として、窓のサイズが変わった (大規模化した) 場合、分散制御を使用した $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズムによりシステムの複雑・大規模化を防ぐ手法を提案し、シミュレーションと実験により、その減音性能を検証した。

第1章では、研究の背景・流れ・概要そして AAS のコンセプトについて述べた。第2章では、シミュレーションにより理論的な減音効果を計算し、空間の減音分布を予測した。モデルは3次元空間とし、一次音源 (騒音) を波長 λ [m] の平面波とし音圧を与え、xy 平面には制御用の点音源を格子状に w [m] 間隔で配置し後方 d [m] 位置 (制御点) での音圧が0となるように信号を与えた。実験条件として、 λ , d を w で除算した無次元値に整理した値を変動させ、さらに一次音源の入射角 θ についても比べた。結果、制御点後方の広範囲での減音分布が確認され、制御音源の配置と対象可能な波長との関係は $w/\lambda \leq 0.5$, 制御点位置については $d/w=1$ 以上で、入射角度については $\theta \leq 60[\text{deg}]$ での減音が可能であることが予測された。

第3章では、2章の結果をもとに小型の AAS 窓を作成し、正面入射音源、斜め入射音源、複数音源、移動音源、室内の反射音、内部音源についてモデルを作成し、モデル試験を行った。その結果、各条件下での減音効果、減音分布を得ることができ、AAS の有用性を確認することができた。

第4章の低周波帯域の性能改善においては、低周波用ユニットと高周波用ユニット同時作動によって300[Hz]~ 2[kHz]の帯域で5~ 18[dB]の減音効果を得ることができ、目標の500[Hz]以下の減音性能の改善が可能となった。また、同一化フィルタの実験でも同様な結果を得た。しかし、低周波用、高周波用、ソロぞれ単独での減音効果に比べ、両者を同時に作動した場合の減音効果には劣化が見られる。そこで2種類のAASユニット本来の性能を最大限にするためには、便宜的に使用した2ユニットを同時に制御する手法の改善として、各ユニットのクロストーク成分を考慮した手法が必要である。

第5章ではAASを大規模化する際に必要となる制御方法として、 $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズムを提案した6チャンネルAASモデルを製作し、新手法の有効性を実験的に検証した。また、シミュレーションによって、制御点における減音効果を、他手法と比較検・検討し、新手法の有効性を検証した。結果、各制御セルを独立に制御すれば各セルに必要な伝達関数を適応同定できる手法となり、セル数が増えたとしても各セルは1-1- L' のFiltered-X-LMSアルゴリズムの制御で広い減音分布を得ることが可能となった。

以上より、課題として挙げた、検出マイクロホンと制御スピーカ位置による同一位置化と、実際の配置距離による影響については、斜め入射音源において、同一位置とする場合との距離差により、生成する音波の波面が騒音となる音波の波面とずれが生じ、減音効果の若干の劣化が確認されたが、全体的には十分な減音効果を得ることができた。また、高サンプリング周波数を使うことで、検出マイクロホンと制御スピーカを近距離に配置しても、因果律を満たすことが可能となった。

減音可能な対象周波数帯域 f については、2種類のユニットを同時に独立に制御する手法により低周波成分の性能改善が可能となった。

そして、制御セルの数が増加によるシステムの複雑・大規模化防止については、各セルが独立に制御され、近傍の制御点を対象にする分散制御手法を使用することで、AASの性能を劣化を抑え、多チャンネル制御と同等の減音効果・分布を得ることができた。

今後の課題としては、まず、検出マイクロホンと制御スピーカの距離をより近づけることで、斜め入射音源に対する性能を向上する必要がある。そのため、より高速な信号処理を可能とするコントローラ開発が必要であり、FPGAを用いた高速信号処理ボード開発が行われている[52]。また、高サンプリング周波数を使うことで確保できなかったインパルス応答のフィルタ長さも、FPGAにより改善され低周波帯域の性能が向上する[51]。よって、FPGAの開発と普及により大幅な改善が見込まれる。次に、対応可能な周波数拡大の課題としては、より小型かつ低周波の発音性能の高いスピーカの開発が必要である。さらに本論文で発案した2種類のユニットを使用する手法の制御方法を改善する必要がある。また適切な各ユニットの適切な対

応周波数の選定（セル間隔とスピーカ）が必要となる．最後に，本論文で発案した，システムの大規模化を防ぐ AAS 分散制御手法については，5 章末に示した Fig.5.12 ように，本来の配置である格子状に並べ，大型の窓に適応することを目指す．そのため， $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズムの L' 部分は増やす必要があり， L' の選定（近傍の誤差信号をどこまで対象とするか），制御セルの効率的な配置方法など検討する必要がある．さらに，システムの大規模化を防ぐ手法として，窓枠周辺と中央部付近での制御フィルタの収束値（固定フィルタ）を求め，場所により種類の違う同一固定フィルタを使用する方法により，適応同定部分の省略できる可能性が挙げられる．これらについても検討していく必要がある．

謝 辞

本研究を遂行するにあたり、研究方針を与えていただき、いつも丁寧なご指導、ご指摘をいただいた西村正治特任教授、西田信一郎教授、後藤知伸教授ならびに桜間一徳准教授に深く感謝いたします。

また、普段から多々御協力いただきました制御・ロボティクス研究室の皆様に対して、心から御礼申し上げます。

参考文献

- [1] 社団法人日本騒音制御工学会編“騒音用語事典”(株)技報堂出版(2010)
- [2] 久保祥三, 木村仁美, “交通騒音問題への行政的取り組み”日本音響学会誌, Vol.66, No.11, pp.555-558 (2010)
- [3] 山田一郎, “環境騒音としての航空機騒音の問題への取り組み”日本音響学会誌, Vol.66, No.11, pp.565-570 (2010)
- [4] 長倉清, “鉄道騒音問題への取り組み”日本音響学会誌, Vol.66, No.11, pp.571-576 (2010)
- [5] 環境省水・大気環境局大気生活環境室, “平成24年度騒音規制法施行状況調査について”, 環境省ホームページ(2014), (最終閲覧日2014年12月17日)
http://www.env.go.jp/air/noise/kujou_h24/index.html
- [6] 門屋真希子, 塩田正純, “建設作業振動の現状とその動向 その1建設作業振動の原因と今後の課題について”日本騒音制御工学会平成24年秋季研究発表会講演論文集, pp.145-148 (2012)
- [7] 大島恵, “自動車の低騒音化への取り組み”騒音制御, Vol.27, No.6, pp.399-406 (2003)
- [8] 押野康夫, “車両, タイヤ, 道路の騒音低減対策の複合効果”騒音制御, Vol.27, No.6, pp.418-422 (2003)
- [9] 岩瀬昭雄, 上田麻里, 植田知孝, 岡田恭明, 田近輝俊, 福島昭則, “道路騒音対策のあゆみからみた静音車両の影響について”日本騒音制御工学会平成22年秋季研究発表会講演論文集, pp.1-4 (2010)
- [10] ハイブリッド車等の静穏性に関する対策検討委員会, “ハイブリッド車等の静穏性に関する対策について(報告)”, pp.1-3(2010)
- [11] 山内勝也, “ハイブリッド車・電気自動車などの静音性対策の動向-車両接近報知音のデザイン-”, 日本音響学会誌, Vol.68, No.1, pp.31-36 (2012)

- [12] 北川敏樹, 長倉清, “鉄道騒音における伝搬系対策” 日本音響学会誌, Vol.68, No.12, pp.622-627 (2012)
- [13] 前川純一, “障壁(壁)の遮音設計に関する実験的研究”, 日本音響学会誌, Vol.18, No.4, pp.187-196 (1962)
- [14] 岩瀬昭雄, “吸音材量の特性とそのもう一読み”, 騒音制御, Vol.36, No.4, pp.243-248 (2012)
- [15] 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”, 日本音響学会編 音響テクノロジーシリーズ9 (2006)
- [16] P.Lueg, “Process of silencing sound oscillation”, U.S.Patent No.2043416
- [17] M.J.M.Jessel and G.A.Mangiante, “Active sound absorbers in an air duct”, J.Sound and Vib.,Vol.23,No.3(1972)
- [18] M.A.Swinbanks, “The active control of sound propagation in long ducts”, J.Sound and Vib.,Vol.27,pp.411-436(1973)
- [19] J.H.B. Pole and H.G.Leventhall, “An experimental study of Swinbanks Method of active attenuation of sound in duct”, J.Sound and Vib.,Vol.49,pp.257-266(1976)
- [20] G.Canevet, “Active sound absorption in an air conditioning duct”, J.Sound and Vib.,Vol.58,pp.333-345(1978)
- [21] G.B.B.Chaplin and R.A.Smith, “Waveform Synthesis The Essex solution to repetitive noise and vibration”, Proc.of Internoise'83,(1983)
- [22] C.F.Ross, “An algorithm for designing a broad band active sound control system”, J.Sound and Vib.,Vol.80,pp.373-380(1983)
- [23] S.J.Elliott,I.M.Stothes and P.A.Nelson, “A multiple error algorithm and its application to active control of sound and vibration”, IEEE Trans.Acoust,Speech and Signal Process,Vol.ASSP-35,No.10,pp.1423-1434(1987)
- [24] H.Iwata, M.Nishimura, F.Aoi, M.Abe and S.Watabe, “Development of active noise control duct system”, Proc. of International Symposium on Active Control of Sound Vibration,pp.493-496(1991)
- [25] M.Nishimura, “Some problems of active noise control for practical use”, Proc. of International Symposium on Active Control of Sound Vibration, pp.157-164(1991)

- [26] 阿部真一, 栗栖清浩, “IPP ガスタービン排気音等の ANC による低減”, 騒音制御, Vol.27, No.4, pp.247-251 (2003)
- [27] 井上敏郎, 高橋彰, 佐野久, “低周波ロードノイズのアクティブ制御システムの開発”, 自動車技術会学術講演会前刷集, No.111-00(20005554), pp.13-16(2000)
- [28] 井上敏郎, 高橋彰, 佐野久, “適応ノッチフィルタを応用したアクティブこもり音制御システムの開発”, 自動車技術会学術講演会前刷集, No.84-03(20035578), pp.1-4(2003)
- [29] 井上敏郎, “自動車への標準適用を実現した車室内音の騒音制御技術”, 騒音制御, Vol.34, No.5, pp.336-341(2010)
- [30] 柴田勝彦, 上野篤, 松崎克也, 山本圭子, 西村正治, 新井隆範 “ヘリコプター機内音のアクティブ音響制御”, 日本航空宇宙学会第30回関西中部支部合同秋季大会講演論文集, (1991)
- [31] H.Sano, “Modern advancements in passive and active noise and vibration control technology in automobiles”, Proc. of Inter noise 2011, CD-ROM(2011)
- [32] 宇佐川毅, 西村義隆, 荻木禎史, “DXHS アルゴリズムによる救急車電子サイレン音の制御”, 日本騒音制御工学会平成16年春季研究発表会講演論文集, pp.93-96 (2004)
- [33] 橋本裕之, 寺井賢一, “アクティブノイズコントロールのオーディオへの応用-新幹線「Max」のシートオーディオシステム-” 情報処理, Vol.40, No.1, pp.14-17 (1999)
- [34] S.Ise, H.Yano and H.Tachibana, “Basic Study on Active Noise Barrier”, J.acoust.Soc.Jpn(E), Vol.12, No.6, pp.299-306(1991)
- [35] 尾本章, 藤原恭司, “防音塀エッジポテンシャルの能動消去”, 日本音響学会誌, Vol.47, No.11, pp. 801-808(1991)
- [36] 前田将太郎, 西村正治, 山口達也, 茂木建二 “多チャンネル波形同期法を用いた ANC の基礎研究” 日本機械学会 D&D2011, CD-ROM (2011)
- [37] 梶川嘉延 “MR 騒音のためのアクティブノイズコントロールシステムの検討”, 日本騒音制御工学会平成22年春季研究発表会講演論文集, pp.5-8 (2010)

- [38] 山川航平, 梶川嘉延 “MR室内外での音声会話を目的としたヘッドマウント型ANCシステム”, 日本騒音制御工学会平成25年春季研究発表会講演論文集, pp.117-120 (2013)
- [39] M.Nishimura, K.Ohnishi, W.P.Patrick and A.C.Zander, “Development of Active Acoustic Treatment (Phase1, Basic concept and development of AAT-Cell)”, Proc. of ACTIVE'97, pp.319-330(1997)
- [40] W.P.Patrick, A.C.Zander, P.G.Mehta and M.Nishimura, K.Ohnishi, “Development of Active Acoustic Treatment (Phase2, Duct Test of AAT Sheet)”, Proc. of ACTIVE'97, pp.331-344(1997)
- [41] M.Nishimura, T.Goto and N.Kanamori, “Basic Research of Active Sound Insulation Unit”, Proc. of ICA 2004, III pp.2169-2172(2004)
- [42] Y.Umebayashi, M.Nishimura, N.Kanamori and N.Furuyashiki, “Basic Research of Active Sound Insulation Unit for Floor Impact Noise”, Proc. of INTERNOISE 2006, CD-ROM(2006)
- [43] 有本渉, 西村正治, 和田信敬, “平面スピーカを用いたアクティブ遮音ユニットの開発(最適構造の検討)”, 日本機械学会D&D, CD-ROM(2010)
- [44] K.Ohnishi, T.Saito, S.Teranishi, Y.Namikawa, T.Mori, K.Kimura and K.Uesaka “Development of proto-type active soft edge noise barrier”, Proc. of ICA 2004, II pp.1041-1044(2004)
- [45] K.Ohnishi, S.Teranishi, M.Nishimura, K.Uesaka, K.Hachimine and H.Ohnishi “Development of the Noise Barrier Using Active Soft Edge, Part 1: Control Algorithm, Consistency with Active and Passive Performance and 2m Length Prototype Test in Anechoic Room”, Proc. of ACTIVE99, pp.596-606(1999)
- [46] 大西慶三, 寺西進, 西村正治, 上坂克巳, 大西博文 “アクティブソフトエッジ遮音壁の基本コンセプトと無響室実験による減音効果”, 日本音響学会誌, Vol.57, No.2, pp.129-138(2001)
- [47] 上坂克巳, 木村健治, 並河良治, 大西博文, 大西慶三, 寺西進, 西村正治, “アクティブソフトエッジ遮音壁の開発と減音効果の評価”, 日本音響学会誌, Vol.58, No.12, pp.753-760(2002)

- [48] 河崎博秋, 西村正治, 金森直希, 渡辺敏幸 “防音壁用 ANC システムの高性能化に関する基礎検討 (第 2 報: 無響室実験)”, 日本機械学会第 18 回環境工学総合シンポジウム 2008, CD-ROM(2008)
- [49] S.M.Kuo,D.R.Morgan, “Active Noise Control Systems algorithmes and DSP implementations”,Wiley-Interscience(1996)
- [50] 鈴木昭次, 西村正治, 雉本信哉, 御法川学 “機械音響工学”, (株) コロナ社 (2004)
- [51] 達可裕己, 西村正治, 茂木健二, “FPGA を用いた ANC 用高速信号処理ボードの開発 (低周波域での減音効果の改善)” 日本機械学会 Dynamics and Design Conference2011(高知) CD-ROM 論文集, No.627 (2011)
- [52] 西村正治, 西影研一, 村尾達也, 和田信敬 “検出マイクロホン・制御スピーカ一体型 ANC ユニットの開発”, 日本機械学会第 20 回環境工学総合シンポジウム 2010, CD-ROM(2010)

関連報告

第 1,2,3 章

- (1) 村尾 達也, 西村 正治, 和田信敬 “アクティブ音響シールドディングに関する基礎研究 第2報 小窓に設置した場合の減音性能”, 日本騒音制御工学会平成22年春季研究発表会講演論文集, pp.13-16 (2010)
- (2) Masaharu Nishimura, Tatsuya Murao and Nobutaka Wada, Basic Study on Active Acoustic Shielding : Phase 2 Noise Reducing Performance for a Small Open Window, Proc. of INTER NOISE 2010, CD-ROM (2010)
- (3) Tatsuya Murao and Masaharu Nishimura, “Basic Study on Active Acoustic Shielding ” Journal of Environment and Engineering, Vol.7, No.1, pp. 76-91 (2012)

第 4 章

- (4) Tatsuya Murao and Masaharu Nishimura, Basic Study on Active Acoustic Shielding: phase 3 Improving Noise Reducing Performance in Low Frequency Region, Proc. of INTER NOISE 2011, CD-ROM (2011)
- (5) Tatsuya Murao, Masaharu Nishimura and Kazunori Sakurama, “ Basic Study on Active Acoustic Shielding: Phase 4 improving noise reducing performance in low frequency-2 ”, Proc. of INTER NOISE 2012, CD-ROM (2012)
- (6) Tatsuya Murao, Masaharu Nishimura, Kazunori SAKURAMA and Shin-ichiro Nishida “Basic study on active acoustic shielding (Improving noise-reducing performance in low-frequency range)” Mechanical Engineering Journal, Vol.1, No.6, pp. EPS0065 (2014)

第 5 章

- (7) 村尾 達也, 西村 正治, “アクティブ音響シールドディングに関する基礎研究 第3報 低周波帯域における減音性能改善”, 日本騒音制御工学会平成25年春季研

究発表会講演論文集, pp.101-104 (2013)

- (8) Tatsuya Murao, Masaharu Nishimura and Kazunori Sakurama “Basic study on active acoustic shielding: phase 5 improving the method to enlarge AAS window ” Proc. of INTER NOISE 2013, CD-ROM (2013)
- (9) Tatsuya Murao, Masaharu Nishimura, Kazunori SAKURAMA and Shin-ichiro Nishida “Basic study on active acoustic shielding: phase 6 improving the method to enlarge AAS window-2 ” Proc. of INTER NOISE 2014, USB flash memory (2014)

付録A

基礎制御手法

本章では、適応フィルタの原理とアルゴリズムについて紹介し、一次元ダクトにおけるANC制御システムを例に挙げ、基礎制御手法について述べる。

A.1 適応フィルタの原理

本章では、適応フィルタとして多く用いられている有限インパルス応答 (Finite Impulse Response : FIR) 型適応デジタルフィルタを考える。本来、 N_h 次の FIR フィルタの場合、 N_h 次連立方程式の解としてフィルタ係数が導き出される。この方程式を FIR フィルタの正規方程式と呼び [15]、直接解く手法では、フィルタの次数が多くなると演算量が増大する。この問題を解決するために逐次的に最適解を求める方法が提案されておられ、その一つに最急降下法がある。最急降下法は、あるフィルタ係数に対して二乗平均誤差の一次導関数から勾配を求め、その勾配が負の方向に係数を更新することで、最小二乗平均に到達することを利用している。しかし、勾配ベクトルを求める際に二乗誤差の期待値が必要となり、演算量は少なくはない。そこで、代わりに二乗平均誤差の瞬時値を用いたアルゴリズムが LMS アルゴリズムである。Fig.A.1(a) はある目標信号 $d(n)$ を適応フィルタの出力信号 $y(n)$ で推定する例を示す。適応フィルタの役割は、その伝達特性すなわちフィルタ係数を変えながら $y(n)$ を $d(n)$ に近づけることである。すなわち、Fig.A.1(b) の推定誤差信号 $e(n)$ は

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (\text{A.1})$$

を最小にすることが適応フィルタの役割といえる。いま適応フィルタとして、Fig.A.2 の h_k を係数とする FIR フィルタを用いるとするとその出力信号 $y(n)$ は、たたみ込み和で表され、

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x(n-k) \quad (\text{A.2})$$

となる。Eq.(A.2) より、同じ入力信号 $x(n)$ でも係数を変えることにより、フィルタ出力 $y(n)$ が変化することが分かる。ところで誤差評価量が、Eq.(A.1) の誤差信号 $e(n)$ のままであると、 $e(n) = 0$ となるフィルタ係数 h_k の組み合わせは数多く存在する。そこで、 $e(n)$ の自乗値 $e^2(n)$ を推定誤差の評価量としてみる。

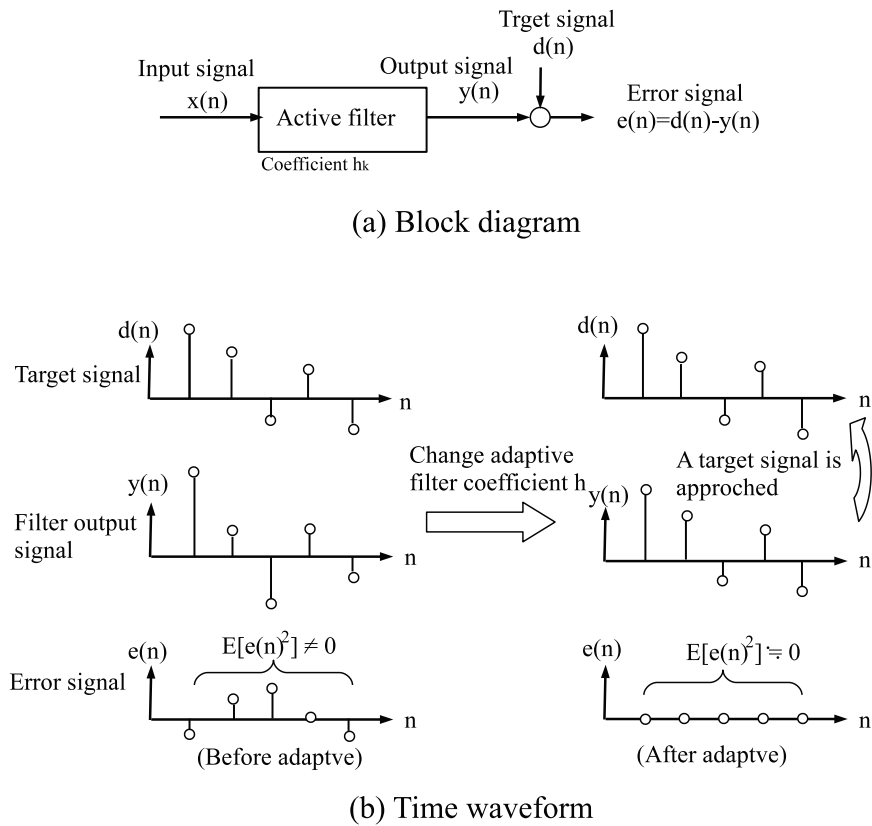


Fig. A.1 : Presumption of the Signal Using Adaptive Filter

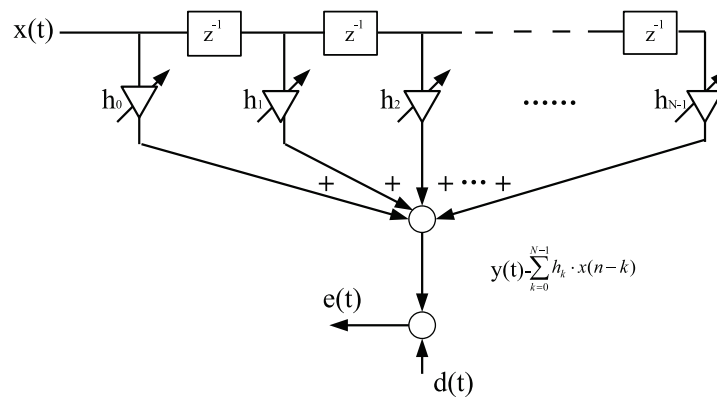


Fig. A.2 : FIR Adaptive Filter

$$e^2(n) = \{d(n) - y(n)\}^2 = d^2(n) - 2d(n)y(n) + y^2(n) \quad (\text{A.3})$$

Eq.(A.3)にEq.(A.2)の $y(n)$ を代入すると

$$e^2(n) = d^2(n) - 2d(n) \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} h_k x(n-k) \right\} + \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} h_k x(n-k) h_m x(n-m) \quad (\text{A.4})$$

となる．例えば， $N=2$ とし，フィルタ係数が h_0, h_1 の二つであるとするとき，Eq.(A.4)は

$$e^2(n) = d^2(n) - 2d(n) \{h_0 x(n) + h_1 x(n-1)\} + x^2(n) h_0^2 + x^2(n-1) h_1^2 + 2h_0 h_1 x(n) x(n-1) \quad (\text{A.5})$$

となり，フィルタ係数 h_0, h_1 を変数とする二次関数となっている．誤差評価量 $e^2(n)$ が二次関数であるということは，Fig.A.3に示すように下に凸なすりばち状の二次曲面と考えられ，誤差の最小点 $e_{\min}^2(n)$ が唯一存在するということである． $e_{\min}^2(n)$ における係数 $h_0^{\text{opt}}, h_1^{\text{opt}}$ が，時刻 n における最適なフィルタ係数となる．

ところで，Eq.(A.3)では最適係数値が時間的に変化してしまうのでEq.(A.3)に代わる別の誤差評価量として，二乗平均誤差 $E[e^2(n)]$ を用いる[15]．

$$E[e^2(n)] = \sum_{k=0}^n e^2 = \sum_{k=0}^n \{d(k) - y(k)\}^2 \quad (\text{A.6})$$

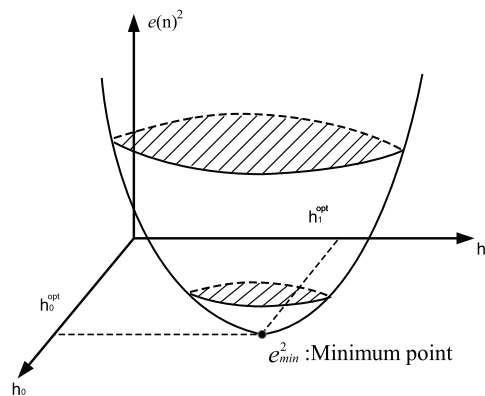


Fig. A.3 : The Amount of Evaluations of Square Error

A.2 適応フィルタのアルゴリズム

適応フィルタは，A.1節で述べたように Fig.A.1 の信号推定において，その推定誤差評価量となる Eq.(A.6) の二乗平均誤差 $E[e^2(n)]$ を最小にするシステムと定義できた．そこで，ここでは，適応フィルタを Fig.A.2 の FIR 型と限定し，二乗平均誤差を最小にする最適な係数の求め方について検討する．

○最急降下法による係数更新アルゴリズム

FIR 型適応フィルタのタップ数 N が，例えば 2 の場合，Fig.A.3 に示したように $e^2(n)$ は，すりばち状の二次曲面であった． N が 2 より大きくなっても，Eq.(A.4) より明らかかなように， $e^2(n)$ は同様にフィルタ係数を変数とする多次元空間上で二次曲面を成す．したがって， $x(n)$ ， $d(n)$ が定常であれば， N に関わらず二乗平均誤差 $E[e^2(n)]$ は二次曲面となる．

ここで，二乗平均誤差を簡単に表すため

$$J(n) = E[e^2(n)] \quad (\text{A.7})$$

とおいておく．いま $N=2$ として， $J(n)$ を Fig.A.4(a)， $e(n)$ を紙面に垂直に眺めた図を Fig.A.4(b) に示す．Fig.A.4(b) の同心円は， $J(n)$ が同じ値となる等高線を表す．適応フィルタにおける問題は，図の最小点 J_{\min} を与える最適係数 h_0^{opt} ， h_1^{opt} を見いだすことである．ここでは，初期係数 $h(n) = (h_0(n), h_1(n))$ から逐次的に J_{\min} にたどり着く方法について考える．

まず，山登りを例にあげて考える．山頂にたどり着くには，等高線に対し垂直に頂上方向に登れば最短コースとなる．適応フィルタの場合は，山登りとちょうど逆のいわば谷下りであるので (Fig.A.4(b))，等高線に垂直に谷底 J_{\min} 方向へ進めば最短コースとなる．

ここで， $J(n)$ のグラディエント・ベクトル $\nabla J(n)$ は方向を向く等高線に対して垂直なベクトルを表す．したがって， $-\nabla J(n)$ 方向に進むように係数を更新していけば， $J(n)$ をもっとも速く減少させることができる．

以上の考え方は，最急降下法と呼ばれ，次式で係数をサンプル時刻ごとに更新することにより達成される．

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) - 0.5\mu\nabla J(n) \quad (\text{A.8})$$

ただし，

$$\mathbf{h}(n) = \begin{bmatrix} h_0(n) \\ h_1(n) \\ \vdots \\ h_{N-1}(n) \end{bmatrix}^t, \nabla J(n) = \begin{bmatrix} \partial J(n) / \partial h_0(n) \\ \partial J(n) / \partial h_1(n) \\ \vdots \\ \partial J(n) / \partial h_{N-1}(n) \end{bmatrix}^t \quad (\text{A.9})$$

μ はステップサイズと呼ばれる定数であり，係数ベクトル $\mathbf{h}(n)$ の更新量を表す．Eq.(A.8) に基づき係数を更新していくと， $J(n)$ は例えば Fig.A.4(b) のように J_{\min} に近づき，最適係数解が得られる．

○ LMS 法

グラディエントベクトル $\nabla J(n)$ は次式で定義されている．

$$\nabla J(n) = -2E \left[e(n) \mathbf{x}(n) \right] \quad (\text{A.10})$$

ただし， $\mathbf{x}(n) = (x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1))$

そこで，いま Eq.(A.10) において計算を簡単化するため

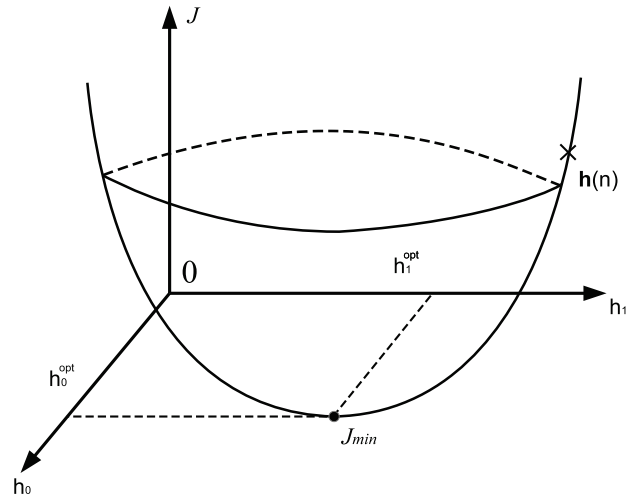
$$\nabla J(n) = -2e(n) \mathbf{x}(n) \quad (\text{A.11})$$

と期待値の計算を省いてグラディエントベクトルをおいてやる．
すなわち，係数の更新を

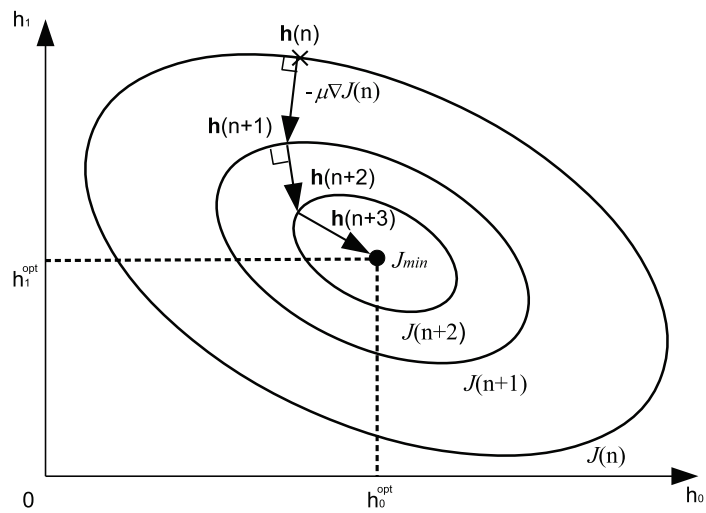
$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) + \mu e(n) \mathbf{x}(n) \quad (\text{A.12})$$

とサンプルごとに行うのである．この方法は LMS 法と呼ばれている．

この LMS アルゴリズムをアクティブノイズコントロールに適用する場合，制御スピーカから誤差マイクロホンへの誤差経路の伝達特性が存在し，考慮する必要がある．そのため，事前に誤差経路特性 \hat{c} を同定し，その誤差経路を模擬したフィルタに検出信号を通した濾波検出信号 (filtered reference signal) を $\mathbf{x}(n)$ のに代入する手法が Filtered-X-LMS アルゴリズムとなる．



(a) Average square error J



(b) Contour line

Fig. A.4 : Steepest Descent Method

A.3 能動騒音制御 (ANC) の基本構成

ここでは、能動騒音制御 (Active Noise Control:ANC) の基本構成と制御系の概要を簡単な一次元ダクトを例にとって説明する。一次元ダクトにおける ANC 制御システムの概略を Fig.A.5 に示す。図に示すように一次音源 (Primary Source) からの音を検出するための検出マイクロホン (Reference Microphone), 検出した音をもとに ANC コントローラ (ANC Controller) を介して逆位相の制御音を発生させる二次音源 (Secondary Source), ANC 制御時の音を検出する誤差マイクロホン (Error Microphone) から構成される。ダクトにおける能動騒音制御については、原理が確立している。ダクトの片方から伝播する一次音源からの音を検出マイクロホンで受音し, ANC コントローラを介して二次音源から逆位相の制御音を発生させ, 波の重ね合わせの原理により元の音を消音する方法である。ダクトの中を伝播する音波はその周波数, ダクトの大きさや形状に関係して複雑になる。しかし, Eq.(A.13) に示す周波数以下では平面波のみが伝播することになり, 一次元での取り扱いが可能になる。

$$f \leq \frac{c}{2a} \quad (\text{A.13})$$

ここで, 断面が $a \times b$ の長方形のダクトで考える。その大きい方の辺を a , 音速を c としている。これにより, 二次音源と検出・誤差マイクロホンがそれぞれ1個のみの単純なシステムによる制御が可能となる。

また, 制御音は二次音源から左右に伝播するのでハウリング防止のため, 二次音源から左に伝播する制御音を検出マイクロホンの信号から取り除く必要がある。ここでハウリングとは, 系に音響的な正のフィードバックが形成され, 信号が急激に増幅されてしまう発振現象のことである。この現象が起きないようにするために二次音源と検出マイクロホン間の伝達関数を測定し, ANC コントローラ内で測定したデータを計算させることによりハウリングを防止するという方法などがある。AAT ($\omega; x, y, z$) FigA.5 中に示す破線部内がコントローラにあたる。A.5 に示す検出マイク信号 $x(t)$, 対応する制御出力 $y(t)$ を, 時間間隔 ΔT でサンプリングした N 個のデータを, 次のようなベクトルで示す。

$$\mathbf{X}_k = [x_k, x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-N+1}]^T \quad (\text{A.14})$$

$$\mathbf{Y}_k = [y_k, y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-N+1}]^T \quad (\text{A.15})$$

ここで, $x_k = x(k\Delta T)$, $y_k = y(k\Delta T)$ であり, 上添字 T は転置を示し, 最新のデータが配列の上になるように更新される。FigA.5 に示す図中の \mathbf{f} は二次音源からの音が検出マイクロホンにフィードバックされる経路であり, ハウリングの原因に

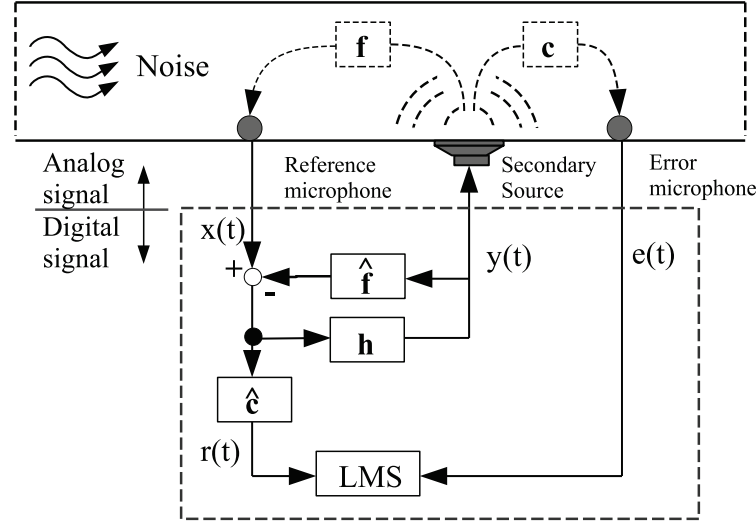


Fig. A.5 : Active Noise Control System

なる．これを防止する為に，FigA.5に示すように制御系の信号処理回路の中にハウリング防止フィルタを設置している．これを考慮すると，時刻 k における制御出力は次式のようにかける．

$$y_k = \mathbf{h}_k^T \mathbf{X}'_k \quad (\text{A.16})$$

$$x'_k = x_k - \hat{\mathbf{f}}_k^T \mathbf{Y}_k \quad (\text{A.17})$$

ここで， x'_k は，式に示すように検出信号から \mathbf{f} の伝達特性を考慮して，制御信号 y_k を引いたものである．また， \mathbf{h}_k ， $\hat{\mathbf{f}}_k$ はサンプル点 k におけるFIRフィルタ \mathbf{h} ， $\hat{\mathbf{f}}$ の縦係数ベクトルであり，次のようなベクトルで示す．

$$\mathbf{h} = (a_0(k), a_1(k), a_2(k), \dots, a_{N-1}(k))^T \quad (\text{A.18})$$

$$\hat{\mathbf{f}}_k = (b_0(k), b_1(k), b_2(k), \dots, b_{N-1}(k))^T \quad (\text{A.19})$$

本研究では，上式の \mathbf{h} ， $\hat{\mathbf{f}}$ の N はそれぞれ適応フィルタ係数タップ数，システム同定タップ数と呼ばれるもので，以降そのように呼ぶ．ところで，このFIRフィルタ \mathbf{h} (適応フィルタ)は，誤差マイクロホンの信号 $e_k = e(k\Delta T)$ を最小にするように常に調節するLMSアルゴリズムによって適応制御を行うと次のように書ける．

$$\mathbf{h}_{k+1} = \mathbf{h}_k + \mu \mathbf{R}_k e_k \quad (\text{A.20})$$

ここで μ は適応計算のための定数であり，ステップサイズという．

それから、上記の \mathbf{R}_k はアルゴリズムの参照信号であり、Filtered-X-LMS アルゴリズムの場合、以下の通りとなる。

$$r_k = \hat{\mathbf{c}}_k^T \mathbf{X}'_k \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{R}_k = [r_k, r_{k-1}, r_{k-2}, \dots, r_{k-N+1}]^T \quad (\text{A.22})$$

$$\hat{\mathbf{c}} = (c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N-1})^T \quad (\text{A.23})$$

上式の $\hat{\mathbf{c}}$ の N は先ほどと同様に、同定タップ数と呼ぶ。また、 $r_k = r(k\Delta T)$ である。制御信号出力 y_k は、直接受音点に到達するのではなく、伝達経路 \mathbf{c} を経て受音点に到達するため伝達経路 \mathbf{c} の音響特性を考慮に入れる必要がある。フィルタ $\hat{\mathbf{c}}$ はこの音響特性を考慮し、時間遅れを起こすフィルタである。そこで、Filtered-X-LMS アルゴリズムを使用する場合あらかじめ、必要な伝達経路を LMS アルゴリズム等で同定する必要がある。

付 録 B

MATLABによる計算プログラム

B.1 AAS減音量シミュレーション

以下に2.4節のプログラムを示す.

B.1.1 simulation.m

```
1 clear all
2
3 %アクティブ音響シールドディング (格子状 ANC) の減音効果
4
5 [x,y,z]=meshgrid(0:0.2:20,-10:0.2:10,-10:0.2:10); %x,y,z の meshgrid
6
7 %式の定義
8 m=101; %y 軸方向の点音源の数
9 l=m; %z 軸方向の点音源の数
10
11 ro=1.2; %空気密度
12 Gs=1; %振幅
13 ps=0;
14 t=0; %時間 t
15
16 c=340; %音速
17 omega=2*pi*2720*0.75; %角周波数
18 k=omega./c; %波数
19
20 ramuda=2.*pi./k; %波長
21 w=0.125; %点音源間の距離
22 w/ramuda %w/λ
23 f=c/ramuda %解析する周波数
```

```

24  d=0.125;
25  dd=d/w
26  thita=pi/3;          %点音源と平面波のなす角
27
28  %2次音源の定義
29  for n=1:m;
30      for o=1:l;
31          fais=2.*pi.*w./ramuda.*sin(thita).*(n-(m+1)/2);
32          Q=4.*pi./(i.*k.*ro.*c).*Gs.*exp(-i.*fais);          %点音源の強さ
33          rn=sqrt(x.^2+(y-(n-(m+1)./2).*w).^2+(z-(o-(l+1)./2).*w).^2)+eps;
34                                     %点音源までの距離
35          pn=i.*ro.*c.*k.*Q./(4.*pi.*rn).*exp(i.*(omega.*t-k.*rn));
36                                     %点音源の音圧 p(t,r) の式
37          ps=ps+pn;          %音圧の重ね合わせ
38      end
39  end
40  j=51;          %表示したいメッシュの位置
41  z2=(j-j).*0.125;
42  x2=x(:,:,j);
43  y2=y(:,:,j);
44  ps2=ps(:,:,j);
45  figure;[C,h]=contour(x2,y2,ps2,[-20:0.5:20]); %点音源のコンター図
46  axis square,colormap(jet);caxis([-20,20]);colorbar;
47
48  %1次音源の定義
49  xx=dd; yx=0; zx=0;          %減音ポイント (xx,yx,zx)
50  I=find(x==xx & y==yx & z==zx);          %減音ポイントの要素番号の抽出
51  px=ps(I)          %減音ポイントでの点音源による音圧
52  Repx=real(px); Impx=imag(px);
53  [faix,Gx] = cart2pol(Repx,Impx);          %x+yi から G*exp(i φ) へ座標変換
54  Gp=Gx
55  faix
56  faip=-omega.*t+k.*xx.*cos(thita)+faix
57  %減音ポイントでの1次音源の位相を反転
58  pp=Gp.*exp(i.*(omega.*t-k.*(x.*cos(thita)+y.*sin(thita))+faip));
59  %平面波の音圧 p(t,x) の式

```

```
60     z2=(j-j).*0.125;
61     x2=x(:,:,j);
62     y2=y(:,:,j);
63     pp2=pp(:,:,j);
64     figure;[C,h]=contour(x2,y2,pp2,[-20:0.5:20]); %平面波のコンター図
65     axis square,colormap(jet);caxis([-20,20]);colorbar;
66
67 %減音量の計算
68 p=pp-ps+eps; %平面波と点音源の合成
69 p(I) %合成後の減音ポイントの音圧
70 ATT=-20.*log10(abs(p)./abs(pp)); %減音量ATTの式
71     z2=(j-j).*0.125;
72     x2=x(:,:,j);
73     y2=y(:,:,j);
74     p2=p(:,:,j);
75     pp2=pp(:,:,j);
76     ATT2=-20.*log10(abs(p2)./abs(pp2));
77     figure;[C,h]=contour(x2,y2,ATT2,[-20:0.5:20]); %減音量のコンター図
78     axis square,colormap(jet);colorbar;caxis([-20,20]);
```

B.2 $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS アルゴリズム

Fig.B.1 に第5章で使用したプログラムの流れを示す。

mainLMS6ch	
1. hakoPP6ch	各値を収納する係数を作成
2. load('whiteN6ch402.mat')	White noise を読み込む
3. CoefRead	計測しておいた各伝達関数を読み込む
4. CidentificationPPreC	LMSアルゴリズムにより \hat{C} を同定する
5. Chatremover	指定した \hat{C} 以外を更新不可にする
6. FigMonitorC2	同定結果を表示する
7. dousakakuninES	Filtered-X-LMSアルゴリズムによる制御フィルタの適応同定と各信号の時間推移の記録
8. FigmonitorError FigMonitorH FastFTLch	各結果の計算と表示 (誤差信号, 制御フィルタ, FFT)

Fig. B.1 : simulation flow on $M[(1-1)-L']$ Filtered-X-LMS

以下に各使用プログラムを示す。

B.2.1 hakoPP6ch.m

```

1  %係数箱作り%
2  leakage=0.999999;
3  fs=48000;
4
5  l=20;
6  nTtotal=192000;
7  nTtotalCC=96000;
8  % abcdefghijklmnopqrstuvwxyz=0;
9  % filterALL=xlsread('dataT.xls'); % 範囲を指定して取り込み
10
11 hakoC=0;%箱作りカウンター%
```



```
12 J=6;%reference 個数%
13 K=6;%Speaker 個数%
14 L=6;%error 個数%
15 JKL=[J,K,L];
16 % [filter_all,filter_cha,filter_rev]=xlsread('filterConfig.xls');
17 filter_all=csvread('filterConfig6ch.csv');
18 HfilterONOFF=zeros(J,K);
19 CfilterONOFF=zeros(K,L);
20 FfilterONOFF=zeros(K,L);
21
22     for ccc=1:K
23         for cc=1:J
24             HfilterONOFF(cc,ccc)=filter_all(2+(cc-1)+J*(ccc-1),12);
25         end
26     end
27
28     for ccc=1:L
29         for cc=1:K
30             CfilterONOFF(cc,ccc)=filter_all(2+(cc-1)+J*(ccc-1),14);
31         end
32     end
33
34     for ccc=1:J
35         for cc=1:K
36             FfilterONOFF(cc,ccc)=filter_all(2+(cc-1)+J*(ccc-1),16);
37         end
38     end
39 Plength=600;
40 PP=zeros(Plength,L);
41 ppD=zeros(L,1);
42 PPD=zeros(nTtotal,L);
43 Mlength=600;
44 MM=zeros(Mlength,J);
45 Hlength=200;
46 HH=zeros(Hlength*J,K);
47 Clength=500;
```

```
48 CC=zeros(Clength*K,L);
49 Flength=500;
50 FF=zeros(Flength*K,J);
51 Chatlength=200;
52 CChat=zeros(Chatlength*K,L);
53 cphat=zeros(L,J*K);%モニタ用1~J行x1%
54 Cphat=zeros(L,J*K*Hlength);%モニタ用%
55 deltah=zeros(J*K*Hlength,1);
56 deltahNonDC=zeros(J*K*Hlength,1);
57 hDC=0;
58 %DeltaH=zeros(nTtotal,J*K*Hlength);
59 %DeltaH2=zeros(J*Hlength,K);%deltah2の蓄積%
60 cp=zeros(J,1);
61 Cp=zeros(nTtotal,J);
62 Fhatlength=200;
63 FFhat=zeros(Fhatlength*K,J);
64 fb=zeros(J,1);
65 Fb=zeros(nTtotal,J);
66 fbhat=zeros(J,1);
67 Fbhat=zeros(nTtotal,J);
68 x=zeros(nTtotal,1);
69 xc=zeros(nTtotal,1);
70 ref=zeros(J,1);
71 Ref=zeros(nTtotal,J);
72 Ref2=zeros(J*Hlength,1);
73 r=zeros(nTtotal,J);
74 rc=zeros(nTtotal,J);
75 eS=zeros(L,1);
76 ES=zeros(nTtotal,L);
77 ESS=zeros(nTtotal,L);
78 PPDD=zeros(nTtotal,L);
79 Ry=zeros(nTtotal,K);
80 Ry2=zeros(Clength*K,1);
81 Ryf=zeros(Flength*K,1);
82 Ryf2=zeros(Fhatlength*K,1);
83 yp=zeros(Flength*K,1);
```

```
84 ry=zeros(K,1);
85 rhs=zeros(nTtotal,K);
86 rhsc=zeros(nTtotal,K);
87 e=zeros(nTtotal,L);
88 ec=zeros(nTtotal,L*K);
89 dc=zeros(nTtotal,L*K);
90 RM=zeros(nTtotal,J);
91 rM=zeros(J,1);
```

B.2.2 CoefRead.m

```
1 %C係数取り込み書き込み%
2 c0=0;
3 for cc2=1:K;
4     for cc3=1:L;
5         for cc=1:Clength;
6             CC(cc+(cc2-1)*Clength,cc3)=filter_all(1+cc+(c0)*Clength,22);
7         end
8         c0=c0+1;
9     end
10 end
11
12 %F係数取り込み書き込み%
13 c0=0;
14 for cc2=1:K;
15     for cc3=1:J;
16         for cc=1:Flength;
17             FF(cc+(cc2-1)*Flength,cc3)=filter_all(1+cc+(c0)*Flength,23);
18         end
19         c0=c0+1;
20     end
21 end
22
23 %M係数取り込み書き込み%
24 c0=0;
25 for cc2=1:J;
```

```
26     for cc=1:Mlength;
27         MM(cc,cc2)=filter_all(1+cc+(c0)*Mlength,20);
28     end
29     c0=c0+1;
30 end
31
32 %P 係数取り込み書き込み%
33 c0=0;
34 cc=0;
35 cc2=0;
36 cc3=0;
37 for cc2=1:L;
38     for cc=1:Plength;
39         PP(cc,cc2)=filter_all(1+cc+(c0)*Plength,19);
40     end
41     c0=c0+1;
42 end
43
```

B.2.3 CidentificationPPreC.m

```
1 %LMS-Normalized-Leak- (平均化 $c^*$ )%
2 leakage=0.999999;
3 Pmin=(2/256)^2;%分解能+-V%
4 myu=0.070;%Normalized なし ver.%;
5 alpha=1; %0<alpha<2%
6 myulength=Chatlength;
7 % nTtotalCC=10000;
8 nTt=[0:nTtotalCC-1];%確認グラフ用%
9 ltap=[0:Clength-1];%確認グラフ用%
10 ltap2=[0:Chatlength-1];
11 cc=1;
12 yy=zeros(nTtotalCC,1);
13 chat=zeros(Chatlength,1);
14 e=zeros(nTtotalCC,1);
15 % sc=0;
16 r=1;
17 for r=1:nTtotalCC
18     x(r,1)=whitenoise.signals.values(r,1);
19 end
20 cc=1;
21 X=zeros(Clength,1);
22 X2=zeros(Chatlength,1);
23 myuMoni=zeros(nTtotalCC,1);
24 cc=0;
25 nTcount=0;
26
27 %LMS 部分%
28 for nTcount=1:nTtotalCC%各時刻の動向%
29     %システム同定 $c^*$ %
30     cc=1;
31     xc(1,1)=x(nTcount,1);%時刻 nTcount(s) を畳み込み用箱 xc(頭に入る%)
32
33 % normalizedMyu1; % Normalize%
34
```

```
35 X=xc(1:Clength,1);
36 X2=xc(1:Chatlength,1);
37
38 for cc=1:K
39     D=CC(1+(cc-1)*Clength:cc*Clength,1:L) '*X;
40     Y=CChat(1+(cc-1)*Chatlength:cc*Chatlength,1:L) '*X2;
41     dc(nTcount,1+(cc-1)*L:L*cc)=D';
42     Ec=D-Y;
43     ec(nTcount,1+(cc-1)*L:L*cc)=Ec';
44     CChat(1+(cc-1)*Chatlength:cc*Chatlength,1:L)=...
45     leakage*CChat(1+(cc-1)*Chatlength:cc*Chatlength,1:L)...
46     +myu*(X2*Ec');
47 end
48
49 xc(2:nTtotalCC,1)=xc(1:nTtotalCC-1,1); %x 信号シフト%
50 %sc=0;%カウンター初期化%
51 xc(1,1)=0; %時刻 nTcount(s) を畳み込み用箱 xc(頭に入る) %
52 end
```

B.2.4 Chatremover.m

```
1 %指定したC^以外をHの更新に使わないように0にする%
2 cck=1;
3 ccl=1;
4 for ccl=1:L
5     for cck=1:K;
6         if CfilterONOFF(cck,ccl)==0
7             CChat(1+(cck-1)*Chatlength:cck*Chatlength,ccl)=0;
8         else
9             end
10    end
11 end
```

B.2.5 FigMonitorC2.m

```
1  %図表示%
2  % [filter_all,filter_cha,filter_rev]=xlsread('filterConfig.xls');
3  % if Clength < Chatlength
4  % LtapC=[0:Chatlength-1];
5  % else
6  % LtapC=[0:Clength-1];
7  % end
8  tFontS=12;
9  xFontS=12;
10 yFontS=12;
11 gFontS=12;
12 ccK=1;
13 ccL=1;
14 cc=1;
15 xmin=0;
16 xmax=Clength;
17 for ccK=1:K;
18     for ccL=1:L;
19         FigG=figure(cc);
20         str0=['C' num2str(ccK) num2str(ccL)];
21         subplot(211)
22         stem(ltap,CC((ccK-1)*Clength+1:ccK*Clength,ccL)),
23         xlabel('TAP length', 'FontName','Times','FontSize',xFontS),
24         ylabel('', 'FontName','Times','FontSize',yFontS),
25         title(str0,'FontName','Times','FontSize',tFontS);
26         xlim([xmin xmax])
27         set( gca, 'FontName','Times','FontSize',gFontS );
28         hold on
29         str=[str0 'and C\~' num2str(ccK) num2str(ccL)];
30         stem(ltap2,CChat((ccK-1)*Chatlength+1:ccK*Chatlength,ccL),'m'),
31         xlabel('TAP length', 'FontName','Times','FontSize',xFontS),
32         ylabel('', 'FontName','Times','FontSize',yFontS),
33         title(str,'FontName','Times','FontSize',tFontS)
34         set( gca, 'FontName','Times','FontSize',gFontS );
```

```
35     hold off
36     subplot(212),plot(nTt/fs,dc(1:nTtotalCC,ccL+(ccK-1)*L)),
37     xlabel('Time[sec]', 'FontName','Times','FontSize',xFontS),
38     ylabel('', 'FontName','Times','FontSize',yFontS),
39     title('Error signal')
40     set( gca, 'FontName','Times','FontSize',gFontS );
41     hold on
42     plot(nTt/fs,ec(1:nTtotalCC,ccL+(ccK-1)*L),'m'),
43     xlabel('Time[sec]', 'FontName','Times','FontSize',xFontS),
44     ylabel('', 'FontName','Times','FontSize',yFontS),
45     title('Error signal')
46     set( gca, 'FontName','Times','FontSize',gFontS );
47     hold off
48     cc=cc+1;
49     SAVEandCloseCC
50     end
51 end
```


B.2.6 dousakakuninES.m

```

1  %FXLMS 信号動作確認%
2  leakage=0.999999;
3  Pmin=(2/256)^2;%分解能+-V%
4  myu=0.0000003;%Normalized なし ver.%;
5  alpha=0.003; %0<alpha<2%
6  myulength=Hlength;
7  x=zeros(nTtotal,1);
8  xc=zeros(nTtotal,1);
9  ESS=zeros(nTtotal,L);
10 PPDD=zeros(nTtotal,L);
11 NTCOUNT=1;
12  x(1:nTtotal,1)=SourceE.signals.values(1:nTtotal,1);
13 %  x(1:nTtotal,1)=SourceE.signals.values(961:nTtotal+960,1);
14 %各信号の動向%
15 %for nTcount=NTCOUNT:nTtotal
16 for nTcount=1:nTtotal%各時刻の動向%
17     xc(1,1)=x(nTcount,1); %時刻 nTcount(s) を畳み込み用箱 xc(頭に入る) %
18     % normalizedMyu1; % Normalize%
19     %M_source(whitenoise) から reference への信号%
20     rM=MM(1:Mlength,1:J)'*xc(1:Mlength,1);%ソース信号
21     RM(1,1:J)=rM';%ref(ソースによる) 信号の蓄積用%
22     %二次音源から reference へのフィードバック信号%
23
24     %現時刻のフィードバック信号%
25     fb=FF'*Ryf;%現時刻のフィードバック信号 fb = FF*yp%
26     Fb(1,1:J)=fb';%fb (フィードバック) 信号の蓄積用%
27
28     %ハウリング防止%
29     fbhat=FFhat'*Ryf2;%現時刻のハウリング防止信号 fbhat = FF*yp%
30     Fbhat(1,1:J)=fbhat';%fbhat (ハウリング防止) 信号の蓄積用%
31
32     %reference マイクロホンでの信号 r(n) の動向%
33     ref=rM+fb-fbhat;%現時刻での ref 信号総合 (Jx1) %
34     Ref(1,1:J)=ref';%ref (reference) 信号の蓄積用%

```

```

35     for cc=1:J
36         Ref2((cc-1)*Hlength+1:cc*Hlength,1)=Ref(1:Hlength,cc);
37     end
38
39     %H 通過信号%
40     ry=HH'*Ref2; %現時刻の H 通過信号 ry = HH 畳み込み ref%
41     Ry(1,1:K)=ry';%信号の蓄積用%
42
43     for cc=1:K
44         Ry2((cc-1)*Clength+1:cc*Clength,1)=Ry(1:Clength,cc);
45         Ryf((cc-1)*Flength+1:cc*Flength,1)=Ry(1:Flength,cc);
46         Ryf2((cc-1)*Fhatlength+1:cc*Fhatlength,1)=Ry(1:Fhatlength,cc);
47     end
48
49     %c 通過信号%
50     cp=CC'*Ry2;%現時刻の c 通過信号 c = CC 畳み込み ref%
51     Cp(1,1:L)=cp';%信号の蓄積用%
52
53     %P_source(whitenoise) から error への信号%
54     ppD=PP'*xc(1:Plength,1);%ソース信号*error までの経路 PP > 現 d 信号%
55     PPD(1,1:L)=ppD';%ppD(d) (ソースによる error) 信号の蓄積用%
56     PPDD(nTcount,1:L)=ppD';%monitor(グラフ用) %
57
58     %error 信号%
59     eS=ppD-cp;
60     ES(1,1:L)=eS';
61     ESS(nTcount,1:L)=eS';%monitor(グラフ用) %
62
63     %C^通過信号%
64     for cc=1:K
65         cphat(1:L,(cc-1)*J+1:J*cc)=
66             CChat(1+(cc-1)*Chatlength:cc*Chatlength,1:L)'. . .
67             *Ref(1:Chatlength,1:J);
68     %現時刻の c^通過信号 c^phat = CChat 畳み込み ref%
69     end
70

```

```

71     %C^通過信号まとめ%
72     for cc=1:K;
73         for ccc=1:J;
74             Cphat(1:L,1+Hlength*((ccc-1)+(cc-1)*J))=...
75             cphat(1:L,1+((ccc-1)+(cc-1)*J));%信号の蓄積用%
76         end
77     end
78     %deltah=>FXLMSによる差分%
79     deltah=Cphat'*eS;
80     %Hの更新分 J*K*Hlength行1列, 順番は上からH11~HJ1,H12~HJ2...
81     %H1K~HJK(ただしHlengthのタップ長に縦長)%
82     DeltaH(1,1:J*K*Hlength)=deltah';%Hの更新成分の記録用%
83     deltahNonDC=deltah;%更新式の直流成分除去用の係数%
84
85     %DC成分除去%
86     % for cc=1:K;
87     %     for ccc=1:J;
88     %         hDC=sum(deltah(1+((cc-1)*J+(ccc-1))*...
89     %         Hlength:((cc-1)*J+ccc)*Hlength,1))/Hlength;
90     %         %あるフィルタの合計(例H11%
91     %         deltahNonDC(1+((cc-1)*J+(ccc-1))*...
92     %         Hlength:((cc-1)*J+ccc)*Hlength,1)=...
93     %         deltahNonDC(1+((cc-1)*J+(ccc-1))*...
94     %         *Hlength:((cc-1)*J+ccc)*Hlength,1)-hDC;
95     %     end
96     % end
97     for cc=1:K;%並び変え%
98         %ccのみ場合(H指定がないときのもと式)%
99         %DC成分除去%
100        % DeltaH2(1:J*Hlength,cc)=deltahNonDC(1+(cc-1)*...
101        % Hlength*J:cc*Hlength*J,1);
102        %DC成分除去なし%
103        %DeltaH2(1:J*Hlength,cc)=deltah(1+(cc-1)*...
104        %Hlength*J:cc*Hlength*J,1);
105        %for ccc=1:J;
106        %%cccありの場合(H指定があるとき)%

```

```
107 %FilterCheker=HfilterONOFF(ccc,cc);
108 %if FilterCheker==1
109     %DC成分除去%
110 %DeltaH2(1+(ccc-1)*Hlength:ccc*Hlength,cc)=...
111 %deltahNonDC(1+((cc-1)*J+(ccc-1))...
112 %*Hlength:((cc-1)*J+ccc)*Hlength,1);
113     %DC成分除去なし%
114 %DeltaH2(1+(ccc-1)*Hlength:ccc*Hlength,cc)=...
115 %=deltah(1+((cc-1)*J+(ccc-1))...
116 %*Hlength:((cc-1)*J+ccc)*Hlength,1);
117 %elseif FilterCheker==0
118 %DeltaH2(1+(ccc-1)*Hlength:ccc*Hlength,cc)=0;
119         else
120 %end
121 %end
122     end
123
124     HH=leakage*HH+2*myu*DeltaH2;
125     if nTcount<nTtotal
126         %x信号シフト%
127         xc(2:nTtotal,1)=xc(1:nTtotal-1,1);
128         RM(2:nTtotal,1:J)=RM(1:nTtotal-1,1:J);
129         Fb(2:nTtotal,1:J)=Fb(1:nTtotal-1,1:J);
130         Fbhat(2:nTtotal,1:J)=Fbhat(1:nTtotal-1,1:J);
131         Ref(2:nTtotal,1:J)=Ref(1:nTtotal-1,1:J);
132         Cp(2:nTtotal,1:L)=Cp(1:nTtotal-1,1:L);
133         PPD(2:nTtotal,1:L)=PPD(1:nTtotal-1,1:L);
134         ES(2:nTtotal,1:L)=ES(1:nTtotal-1,1:L);
135         Ry(2:nTtotal,1:K)=Ry(1:nTtotal-1,1:K);%Ry信号シフト%
136         %DeltaH(2:nTtotal,1:J*K*Hlength)=...
137         %DeltaH(1:nTtotal-1,1:J*K*Hlength);
138         %for cc=1:J
139         %Ref2((cc-1)*Hlength+1:(cc*Hlength),1)=Ref(1:Hlength,cc);
140         %end
141         %Ry(2:nTtotal,1:K)=Ry(1:nTtotal-1,1:K);
142
```

```
143      %c^*x溜め込みシフト%
144      Cphat(1:L,2:J*K*Hlength)=Cphat(1:L,1:J*K*Hlength-1);
145
146      %cphatシフト後0%
147      for cc=1:K;
148          for ccc=1:J;
149              Cphat(1:L,1+Hlength*((ccc-1)+(cc-1)*J))=0;%信号の蓄積用%
150          end
151      end
152
153      sc=0;%カウンター初期化%
154      xc(1,1)=0; %時刻 nTcount(s) を畳み込み用箱 xc(頭に入る) %
155      RM(1,1:J)=0;
156      Fb(1,1:J)=0;
157      Fbhat(1,1:J)=0;
158      Ref(1,1:J)=0;
159      %for cc=1:J
160      %Ref2((cc-1)*Hlength+1,1)=0;
161      %end
162      Ry(1,1:K)=0;%0 代入%
163      Cp(1,1:L)=0;
164      PPD(1,1:L)=0;
165      ES(1,1:L)=0;
166      DeltaH(1,1:J*K*Hlength)=0;
167      hDC=0;
168      else
169      %Ry(1,1:K)=0;
170      end
171      %NTCOUNT=NTCOUNT+1;
172  end
173
```

B.2.7 FigmonitorError.m

```
1  nTt=(0:nTtotal-1);%確認グラフ用%
2  ltap=(0:Hlength-1);%確認グラフ用%
3  xmin=0;
4  tFontS=12;
5  xFontS=12;
6  yFontS=12;
7  gFontS=12;
8  %xmax=nTtotal/fs;
9  xmax=4;
10 ccL=1;
11 cc=1;
12 for ccL=1:L;
13     FigG=figure(cc);
14     str0=['Error signal ' num2str(ccL)];
15     plot(nTt/fs,PPDD(1:nTtotal,ccL));
16     xlabel('Time[sec]', 'FontName','Times','FontSize',xFontS),
17     ylabel('', 'FontName','Times','FontSize',yFontS),
18     title(str0,'FontName','Times','FontSize',tFontS);
19     xlim([xmin xmax]);
20     set( gca, 'FontName','Times','FontSize',gFontS );
21     hold on
22     plot(nTt/fs,ESS(1:nTtotal,ccL),'m');
23     xlabel('Time[sec]', 'FontName','Times','FontSize',xFontS),
24     ylabel('', 'FontName','Times','FontSize',yFontS),
25     title(str0,'FontName','Times','FontSize',tFontS);
26     xlim([xmin xmax]);
27     set( gca, 'FontName','Times','FontSize',gFontS );
28     cc=cc+1;
29     hold off
30 % SAVEandCloseError
31 end
```

B.2.8 FigMonitorH.m

```
1  tFontS=12;
2  xFontS=12;
3  yFontS=12;
4  gFontS=12;
5  nTt=(0:nTtotal-1);%確認グラフ用%
6  ltap=(0:Hlength-1);%確認グラフ用%
7  xmin=0;
8  xmax=Hlength;
9  ccK=1;
10 ccJ=1;
11 cc=1;
12   for ccK=1:K;
13     for ccJ=1:J;
14       if HfilterONOFF(ccJ,ccK)==1;
15         FigG=figure(cc);
16         str0=['H' num2str(ccJ) num2str(ccK)];
17         %subplot(211)%
18         plot(ltap,HH((ccJ-1)*Hlength+1:ccJ*Hlength,ccK)),
19         xlabel('TAP length', 'FontName','Times','FontSize',xFontS),
20         ylabel('', 'FontName','Times','FontSize',yFontS),
21         title(str0,'FontName','Times','FontSize',tFontS);
22         xlim([xmin xmax])
23         set( gca, 'FontName','Times','FontSize',gFontS );
24         cc=cc+1;
25         SAVEandCloseHH
26       else
27         end
28     end
29 %   hold off
30 %   subplot(212),plot(nTt/fs,PPDD(1:nTtotal,1)),xlabel('n'),title('e')
31 %   hold on
32 %   plot(nTt/fs,ESS(1:nTtotal,1),'m'),xlabel('n'),title('e')
33 %   hold off
34   end
```

B.2.9 FastFTLch.m

```
1  tFontS=12;
2  xFontS=12;
3  yFontS=12;
4  gFontS=12;
5  grpscale=11;
6  grpXT1='Frequency (Hz)';
7  grpXT2='Frequency (Hz)';
8  grpYT1='Sound Presure level [dB]';
9  grpYT2='PHASE [deg]';
10 grpT1='';
11 grpT2='';
12 Fs =fs;          % Sampling frequency
13 T = 1/Fs;        % Sample time
14 Lsig=nTcount-1;
15 Ll=12000;
16 ccl=1;
17 overLap=1-0;
18 NumbFFT=16;
19 t = linspace(0,Lsig-1,Lsig)*T;
20
21 xmin=0;
22 xmax=3200;
23 ymin=-10;
24 ymax=50;
25
26 OverA=zeros(L,1);
27 if overLap==1
28   pa1=0;
29 else
30   pa1=1;
31 end
32
33
34 for ccl=1:L;
```



```
35  fftData=PPDD;
36  YT=0;
37  thetaRad1=zeros(L1,1);
38  thetaDeg1=zeros(L1,1);
39  thetaRadT=zeros(L1,1);
40  thetaDegT=zeros(L1,1);
41      FTsmallPLch;
42      % figure(1);
43      FTfigureGP1
44  Ya1=Ya;
45  YT1=YT;
46  YT=0;
47  thetaDegT=zeros(L1,1);
48  thetaRadT=zeros(L1,1);
49  fftData=ESS;
50  FTsmallPLch;
51  FTfigureGP1;
52  set(FigG,'color',[1 0 1]);
53  % set(FigP,'color',[1 0 1]);
54  OVERALL1
55  % SAVEandClosePS
56  % close
57  end
58
```