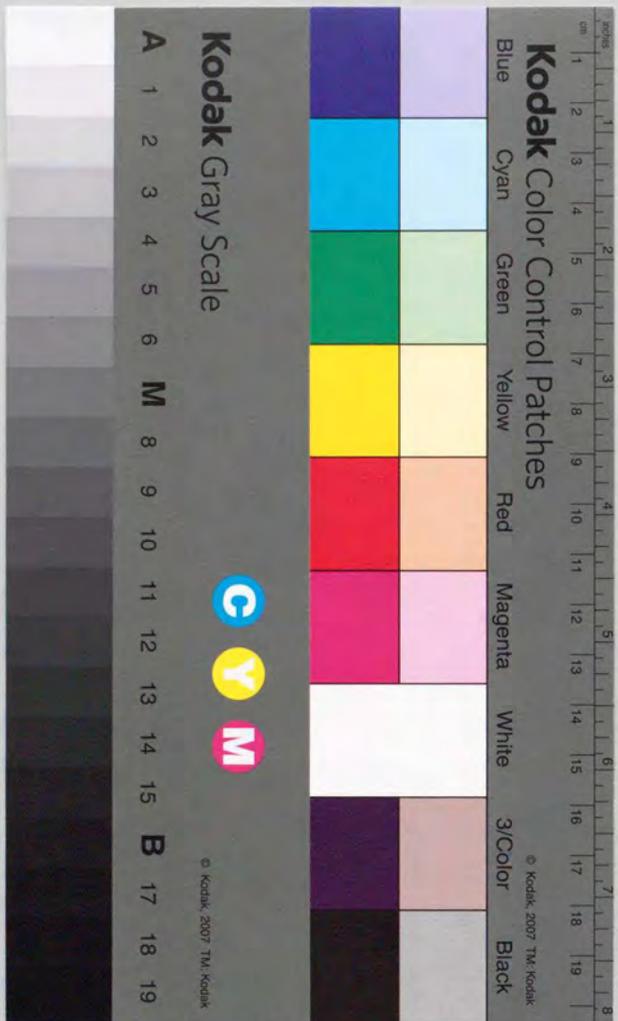


建築音響における
アクティブノイズコントロールに関する研究

伊勢史郎



①

建築音響における
アクティブノイズコントロールに関する研究

平成2年12月21日

伊勢史郎

目次

第1章 序論

- 1. 1 研究の背景 1
- 1. 2 研究方針と本論文の構成 3

第2章 ANCの原理

- 2. 1 概要 7
- 2. 2 本研究で用いる用語 7
- 2. 3 ANCの分類 8
- 2. 4 各項目の原理の理論的検討 11
 - 2. 4. 1 インピーダンス0の境界面による音波の反射 11
 - 2. 4. 2 インピーダンス ∞ の境界面による音波の反射 15
 - 2. 4. 3 アクティブ吸音 19
 - 2. 4. 4 アクティブモード制御 22
 - 2. 4. 5 ダイポールによる放射パワーの低減 25
 - 2. 4. 6 ポイントキャンセレーション 27
- 2. 5 まとめ 30

第3章 適応制御システム

- 3. 1 概要 32
- 3. 2 ポイントキャンセレーションのシステム工学的アプローチ 33
- 3. 3 適応制御システム 36
- 3. 4 制御性能の予測 44
 - 3. 4. 1 多チャンネルANCシステムの分割 44
 - 3. 4. 2 予測システムの性能 45
 - 3. 4. 3 再生システムの性能 46
 - 3. 4. 4 制御システムの性能 47
 - 3. 4. 5 無響室における実験 48
 - 3. 4. 6 一般室内における実験 53
 - 3. 4. 7 まとめ 57
- 3. 5 フィードバックの影響 58
 - 3. 5. 1 通常システムにおけるフィードバック 58
 - 3. 5. 2 ハウリングキャンセラの適用 59
 - 3. 5. 3 実験による確認 61
 - 3. 5. 4 まとめ 64

第4章 多チャンネルANCシステムの試作

4.1 概要	66
4.2 ハードウェア	67
4.3 フィルタ更新計算の高速化	68
4.4 多チャンネルANC専用LSIの設計	72

第5章 アクティブ無反射端への応用 (アクティブ吸音壁の基礎的研究)

5.1 概要	76
5.2 アクティブ無反射端の原理	77
5.3 システムの構成	77
5.4 実験的検討	80
5.5 まとめ	85

第6章 適応アクティブモード制御の実験的検討

6.1 概要	86
6.2 模型実験	87
6.3 まとめ	95

第7章 塀の遮音に対するANCの適用

7.1 概要	96
7.2 原理	97
7.2.1 フレネル・キルヒホッフの回折理論による解析	97
7.2.2 数値解析による検討	101
7.3 実験条件	103
7.4 実験結果1-固定騒音源	104
7.4.1 基本的な物理現象の把握	104
7.4.2 エラーセンサーの位置の違いによる効果の比較	114
7.4.3 エラーセンサーを増やすことによる効果の改善	116
7.4.4 二次音源に指向性を持たせることによる効果の改善	118
7.4.5 二次音源の数を増やすことによる効果の改善	121
7.4.6 機械的な騒音源に対する効果の確認	124
7.5 実験結果2-複数の固定騒音源	127
7.5.1 ノイズセンサーを増やすことによる効果の比較	127
7.6 実験結果3-騒音源の移動	130
7.6.1 適応過程における条件の違いによる効果の比較	130
7.7 まとめ	134

第8章 壁の遮音に対するANCの適用

8.1 概要	136
8.2 二室間の遮音	136
8.2.1 実験条件	136
8.2.2 実験結果	139
8.3 室内外の遮音	141
8.3.1 実験条件	141
8.3.2 実験結果	143
8.4 まとめ	145

総括	146
----	-----

謝辞	148
----	-----

第1章 序論

1. 1 研究の背景

音響的に快適な居住空間を実現する上で、騒音制御はきわめて重要である。そのための建築音響的手法としては、遮音や吸音などのパッシブな手法がとられてきた。これらの制御手法は基本的に重要なものであるが、原理的に低音域になるほど制御効果が低くなる。低音域における制御効果を高めようとする、建築的に規模が大きくなる傾向があるため、現実的には極めて難しい場合がある。そこでパッシブな手法の低音域における制御効果を補うための一つの方法として、人為的に二次音源を付加し、音波の干渉などを利用して騒音を低減する方法が考えられる。この方法は一般にアクティブノイズコントロール（以下、ANCと略す）などと呼ばれており、いろいろな分野でその実現可能性が追及されている。

ANCのアイデアそのものはかなり古くからあり、1933年にLuegはANCの原理を特許として出願している⁽¹⁾⁽²⁾。その後、ANCに関して様々な研究がなされたが、実用の可能性が見出されたのはごく近年のことである。これは主として最近のデジタル信号処理技術の急速な発達と普及によるといえる。

次に歴史的経緯について簡単に触れる。JesselはGuickingの資料⁽³⁾を元に1933～1985年におけるANCの研究の歴史について次のように3つの期間に分けて述べている⁽⁴⁾。

1. 1933～1965年 アイデアが先行し、研究としては大きな進歩はない。
2. 1966～1978年 理論的研究の発展段階。ANCに関する理論の正当性が基本的な実験により証明される。(国内では城戸らが変圧器に対する実験を行う。)⁽⁵⁾⁽⁶⁾
3. 1979～1985年 実験的研究の発展段階。ANCが有効であることが実験的に明らかになる。しかし、商用化のめどはつかない。

1985年以降は、消音ダクト、イヤードیفエンダなど1次元的に扱える音場では実用化されているものもあり⁽⁷⁾⁽⁸⁾、現在、3次元音場におけるANCが盛んに研究されているところである。海外では自動車や航空機に多チャンネルシステムを搭載した試験が行われおり、3次元音場でもエンジン音、プロペラ音のような周期性の強いノイズに対しては有効であることが報告されている⁽⁹⁻¹⁴⁾。国内でも3次元音場において試験的な実験が行われている⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。現在のANCの研究の流れをまとめると表1-1のようになる。

音場	騒音の種類	段階
1次元音場（平面波が一方 向のみに流れるような音場）	周期性の強い騒音	実用化（イヤードیفエンダ）
	通常の広帯域騒音	実用化（ダクト）
残響のある3次元音場	周期性の強い騒音	実験段階（自動車内、航空機内）
	通常の広帯域騒音	理論的な研究段階

表1-1 ANCの研究の流れ

このように、残響のある3次元音場において、通常の広帯域騒音に対してANCが有効であることを実験的に確認することが現在の最大の研究課題であり、実際の生活空間へANCを導入するための条件でもある。また、ANCの実用化に際し次のような解決すべき点がある。

1. アクティブノイズコントロールの音響物理的なメカニズムの解明
2. ANCシステムの実現手法の確立
3. 高性能なハードウェアの開発
4. 現実的な実験によるANCの有効性の実証

1. ANCの物理的なメカニズムを記述する方法として、音響インピーダンスがよく用いられる⁽¹⁷⁾。ダクトのような一次元音場では、電気的な等価回路を用いて⁽¹⁸⁾、三次元音場ではJMC理論と呼ばれるホイゲンスの原理を用いた理論によって解析されている⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾。また、音場内の一点を制御するというポイントキャンセレーションは拡散音場理論により解析されており⁽²¹⁾、騒音源の放射インピーダンス自体を小さくするというActive Power Minimizationはモード理論を用いて解析されている⁽²²⁾⁽²³⁾。しかし、実際にANCを行う場合、騒音源や二次音源の周辺でどのような物理現象が生じているかを判断することは難しい。そこで、ANCを系統的に分類し、整理する必要がある。

2. アクティブノイズコントロールを実現するシステムについては多チャンネルの適応システムを用いるものが現段階では最良の方法である。そのシステム構成、適応アルゴリズム等原理的な部分については既にシステム理論、適応フィルタ理論等を用いたものにより確立されている⁽²⁴⁾。しかし実際に、多チャンネル適応ANCシステムにより制御を行う場合には、技術的に解決すべき問題がある。例えば、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックによるシステムの制御性能の低下を防止すること、限定された条件におけるシステムの制御性能を把握すること等である。

3. 残響のある3次元音場において、通常の広帯域騒音に対してANCが有効であ

ることを実験的に確認することが現在の最大の研究課題であることは述べた。しかし現在、ANCの実験的な研究を妨げているものは主に技術的な問題である。適応ANCシステムでは標本化周期毎に畳み込み演算、および'filtered x'LMSアルゴリズムによるフィルタ更新計算を行うため、大規模なハードウェアシステムが必要となる。特に多チャンネル適応ANCシステムを市販の製品で実現することは、演算時間の制約、およびフィルタ係数長の不足等により極めて困難である。したがって、ANCの実験的な研究を可能とするための十分な性能をもつ多チャンネル適応ANCシステムを開発する必要がある。

4. ANCシステムの実現手法が確立し、それをハードウェア化できても、実際の生活空間へ導入する場合にはいくつかの問題点が生じる。例えば、エラーセンサーの位置では騒音を極めて小さくすることが可能であるが、他の範囲では騒音がかえって増えてしまう可能性がある。また、ノイズセンサーを騒音源の近傍に、あるいはエラーセンサーを受音点の近傍に設置できないような状況も多々有ると考えられる。したがって、様々な現実的な条件を想定して実験を行い、ANCの実現可能性とその限界を知る必要がある。

1. 2 研究方針と本論文の構成

前述のことがらを要約すると、現段階におけるANCの研究において必要なことは次のようになる。

1. ANCの音響物理的なメカニズムを分類し、その条件、特徴などを統一的に解釈する。
2. ANCシステムを実用化する場合の技術的な問題点を解決する。
3. 多チャンネル適応ANCシステムを実現するためのハードウェア、アルゴリズムを開発する。
4. 実際の生活空間に即した現実的な条件で実験を行う。

本研究では、建築音響の分野においてこのANC技術を応用することを目的とし、その可能性について基礎的な検討を行ったものである。その内容としては大きく分けると(1)理論的検討、(2)技術的検討、(3)実験的検討から構成され、表1-2のようになる。

理論的検討	第2章	音響インピーダンスを視点としたANCの分類
		各分類項目の1次元音場における理論的検討
技術的検討	第3章	システムの制御性能の把握
		ハウリングキャンセラの適用による性能の改善
	第4章	多チャンネル適応ANCシステムを実現するためのハードウェアの試作
実験的検討	第5章	アクティブ無反射端（アクティブ吸音壁の基礎的研究）
	第6章	アクティブモード制御（Active Power Minimization）
	第7章	塀の遮音に対するANCの適用
	第8章	壁の遮音に対するANCの適用

以下に詳しく述べる。

理論的検討

第2章では、まず、音響インピーダンスを視点とすることによりANCを分類する。また、分類した各項目の原理を1次元音場を対象として統一的に論じることにより、各項目に分類されるための条件、特徴等を明確にする。

技術的検討

第3章では、まずANCシステムの制御性能がノイズセンサーによる騒音の予測性能と二次音源による音場再生の性能によって決定されることを示す。また、それら個々の性能からANCシステム全体の制御性能を予測する方法について考案し、実験により確認する。また、適応動作に対するフィードバックの影響を実験的に調べ、ハウリングキャンセラを導入することによりそれが解決可能であることを示し、実験により確認する。

第4章では、本研究において実験で使用するために試作した多チャンネルANCシステムについて述べる。試作したシステムは、建築音響の分野におけるANCの適用可能性を実験的に調べることを可能にするものである。

実験的検討

第5章では、アクティブに吸音を行う手法、すなわちアクティブ吸音について基本的な実験をおこない、アクティブ吸音壁の可能性について検討する。

アクティブ吸音は二次音源表面の音響インピーダンスがその媒質における特性インピーダンスと等しくなるように制御するものである。ここでは、1次元音場におけるアクティブ吸音を試みる。すなわち、アクティブ無反射端を構成し、実験によ

りその効果を確認する。アクティブ無反射端はアイデアとしては古くからあったが、システムが不安定となること、調整が困難であること等の技術的な要因のために実用化されていない。そこで、ハウリングキャンセラを用いることにより、安定なシステムを実現することを試み、適応アルゴリズムを採用することによりシステムの調整を容易にすることを考案する。また、システムの性能を実験的に確認する。

第6章ではアクティブにモード制御を行う手法について実験的に検討する。閉空間内に音源がある場合、その音源近傍の位置において音響インピーダンスが大きくなる周波数について共鳴現象が生じる。共鳴現象は閉空間内の騒音の増加、あるいは音声の明瞭度の低下などの要因となる。そこで二次音源を付加することにより騒音源近傍における音響インピーダンスが小さくなるように制御して共鳴現象を抑える手法、すなわちアクティブにモード制御を行う手法について実験的に検討する。この方法についてはモード理論による理論的な検討および基本的な実験は行われているが⁽²³⁾、本研究ではより現実性を考慮した実験をおこなう。すなわち、閉空間内における通常の騒音源を対象として、適応制御にもとづいた適応アクティブモード制御を試みる。

第7章では塀による遮音に対しANCを適用することにより、その遮音性能を高めることを試みる。塀は、回折による減音効果を利用したものであり、一般に低音域ほど減音効果は小さい。したがって低音域まで遮音性能を高めるためには塀を高くする必要があるが、実際問題として塀を高くすることは種々の困難を伴う。そこで、回折による減音効果の小さい低音域についてはANCを援用することにより、塀の遮音性能を高めることについて実験的に検討する。また、エラーセンサー、二次音源の配置、騒音源などの条件を変えることにより、ANCの効果を比較、検討する。

第8章では壁による遮音に対しANCを適用することにより、その遮音性能を高めることを試みる。一般に壁の透過損失は低音域ほど小さく、例えば壁の遮音性能を6dB改善するには単層壁の場合は面密度すなわち壁の重量を2倍に増やさなければならない。また、二重壁の場合は空気層の共鳴により、単層壁より遮音性能が低くなる周波数範囲が低音域に現れる。そこで、壁を透過する騒音に対しANCを適用することにより、受音側のある空間範囲について、低音域における壁の遮音性能を高めることを実験的に検討する。

- 1) P. Lueg, "Process of silencing sound oscillations," U.S. Patent No.2,043,416. Application: March 8, 1934. Patented: June 6, 1936. Priority (Germany): Jan. 27, 1933.
- 2) D.Guicking, "Paul Lueg - def erfinder der aktiven lärm bekämpfung," ACUSTICA, 71, 1, 64-68 (1990).
- 3) D.Guicking, "Active noise and vibration control; reference bibliography," Drittes Physikalisches Institut der Universität Göttingen, Göttingen (1985).

- 4) M. Jessel, "Active noise and vibration control (ANVC): current trends, permanent aims and future possibilities," ARCHIVES OF ACOUSTICS, **10**, 4, 345-356 (1985).
- 5) 芥田誠一, 城戸健一, "定常音自動制御系の動作解析," 信学会全国大会講演集, 21 (1969).
- 6) 芥田誠一, 城戸健一ほか, "指向性合成による変圧器騒音の自動制御に関する実験的検討," 電気4学会連合大会, 1410 (1970).
- 7) 高橋稔, 後藤田龍介, 赤坂彰男, 小栗敬堯, 浜田晴夫, 兵藤英樹, 三浦種敏, "空調ダクト騒音に対する適応型電子消音システム," 信学技報, EA88-31, (1988).
- 8) 西村正治, 新井隆範, "ダクト出口放射音のアクティブコントロール," 信学技報, EA88-30, (1988).
- 9) M. A. Simpson, T. M. Luong, M. A. Swinbanks, M. A. Russell, H. G. Leventhall, "Full scale demonstration tests of cabin noise reduction using active noise control," Proc. of INTER-NOISE **89**, 459-462 (1989).
- 10) S. J. Elliott, I. M. Stothers, P. A. Nelson, "The active control of engine noise inside cars," Proc. of INTER-NOISE **88**, 987-990 (1988).
- 11) S. J. Elliot, P. A. Nelson, I. M. Stothers, C. C. Boucher, "Preliminary results of in-flight experiments on the active control of propeller-induced cabin noise," J.S.V, **128**, 2, 355-357 (1989).
- 12) C. M. Dorling, G. P. Eatwell, S. M. Hutchins, C. F. Ross, S. G. C. Sutcliffe, "A demonstration of active noise reduction in an aircraft cabin," J.S.V, **128**, 2, 358-360 (1989).
- 13) T. J. Sutton, S. J. Elliott, P. A. Nelson, "The active control of road noise inside vehicles," Proc. of INTER-NOISE **90**, 1247-1250 (1990).
- 14) T. Berge, O. K. Ø. Pettersen and S. Sørdsal, "Active cancellation of transformer noise : Field measurements," Applied Acoustics, **23**, 4, 309-320 (1988).
- 15) M. Miyoshi, Y. Kaneda, "Active noise control in a reverberant three-dimensional sound-field," Proc. of INTER-NOISE **88**, 983-986 (1988).
- 16) 浜田晴夫, 兵藤英樹, 半場道男, 岡部馨, 三浦種敏, "アクティブ・ノイズコントロール・チェアの実現—エラースキャンニング適応アルゴリズムの応用—," 信学技報, (1990).
- 17) 長友宗重, "音響におけるアクティブ制御," 音響学会誌, **42**, 11, 894-899 (1986).
- 18) 奥田襄介, 江端正直, "ダクト内騒音の active 制御の一般式—インピーダンスによる解析—," 音講論集, (1984.10).
- 19) M. Jessel, "Secondary sources and their energy transfer," Acoustics Letters, **4**, 9, 174-179 (1981).
- 20) G. Mangiante, "Active sound absorption," J.A.S.A., **61**, 6, 1516-1523 (1977).
- 21) S. J. Elliott, P. Joseph, A. J. Bullmore and P. A. Nelson, "Active cancellation at a point in a pure tone diffuse sound field," J.S.V, **120**, 1, 183-189 (1988).
- 22) P. A. Nelson, A. R. D. Curtis, S. J. Elliott and A. J. Bullmore, "The active minimization of harmonic enclosed sound fields, part I : theory," J.S.V, **117**, 1, 1-13 (1987).
- 23) M. Tohyama and A. Suzuki, "Active Power minimization of a sound source in a closed space," J.S.V, **119**, 3, 562-564 (1987).
- 24) 例えば B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1985).

第2章 ANCの原理

2.1 概要

ANCの物理的なメカニズムはさまざまな角度で解析されている。奥田らはダクトにおけるANCについて電気インピーダンスを用いて解析している⁽¹⁾。Jessel⁽²⁾、Mangiante⁽³⁾らはホイゲンスの原理に基づいた音場制御理論の一般化を試みている。また、NelsonらはActive Power Minimizationをモード理論により解析している⁽⁴⁾。Elliottらはポイントキャンセレーションを拡散音場理論により解析している⁽⁵⁾。しかし、実際にあるシステムを用いてANCをおこなった場合、その結果どのような物理現象が起こっているかを判断することは極めて難しい。したがって、ANCを理論的に整理、分類する必要がある。

ANCの分類については国内外を含め様々な試みが行われている。Leventhallは1次元音場では二次音源の位置、3次元音場では騒音源の位置によりANCを分類している⁽⁶⁾。浜田らは消音プロセスにより場合分けし、放射パワーの低減と音波干渉に分類している⁽⁷⁾。また、西村は音場の種類によって分類している⁽⁸⁾。

しかし、ANCを理論的に系統だてて分類したものは極めて少ない。第2章では、まず音響インピーダンスを視点とすることによりANCを分類することを試みる。また、分類した各項目の原理を1次元音場を対象として統一的に論じることにより、各項目に分類されるための条件、特徴等を考察する。

2.2 本研究で用いる用語

ANCシステムに関する用語は次のとおりである。

日本語	英語	意味
騒音源	Noise Source	
二次音源	Secondary Source	騒音源による音波と干渉させるために新たに付加する音源
ノイズセンサー	Noise Sensor	ANCシステムの入力信号として騒音源信号を検出するセンサー
エラーセンサー	Error Sensor	騒音を制御するべき点の信号を検出するセンサー

表2-1 ANCシステムに関する用語

また、実験結果等を表現する上で用いる用語を次のように定義する。

用語	意味
制御システムOFF	ANCシステムを作動していない状態。すなわち、二次音源は設置してあるが、何も音を出していない状態。
制御システムON	ANCシステムを作動している状態。すなわち、適応過程が終了し、二次音源はエラーセンサーの位置で騒音をキャンセルするための音を出力している状態。
制御効果レベル(dB)	ある測定点における制御システムOFFのときの音圧レベル(dB)から制御システムONのときの音圧レベル(dB)を減算した値。すなわち、ANCによる騒音の減衰量である。
効果範囲	制御効果レベルが正となる範囲。すなわち、その範囲ではANCにより騒音が減衰する。
逆効果範囲	制御効果レベルが負となる範囲。すなわち、その範囲ではANCにより騒音が増加する。

表2-2 実験結果等を表現する上で用いる用語

2.3 ANCの分類

アクティブ制御は音波の干渉を利用するものであるが、これは正と負の音圧が重なり合うことにより音圧が0となるということである。ただし、音圧は0となるが粒子速度は0とならないこともあるため音響エネルギーが0になるとは限らない。したがって、アクティブ制御の物理的なふるまいを、音響エネルギーを含めて理解するには、音圧だけではなく粒子速度についても考慮する必要がある。そこで、アクティブ制御を、音圧と粒子速度の比である音響インピーダンスを操作するものと考え、ことによりその物理的なふるまいを解釈することが合理的であると考えられる。例えば、音圧を干渉により打ち消すことは、音響インピーダンスを0とすることと解釈する。

ここで音響インピーダンスを操作する位置を二次音源近傍、騒音源近傍、二次音源からも騒音源からも遠い位置の3種類に分ける。

まず、二次音源近傍で音響インピーダンスを操作する場合、騒音源からみた二次音源のふるまいによりさらに分類する。すなわち、騒音源からみると二次音源が騒音を反射するようにみえる場合、騒音を吸音するようにみえる場合の2種類に分ける。吸音するようにみえる場合をアクティブ吸音と呼ぶこととする。

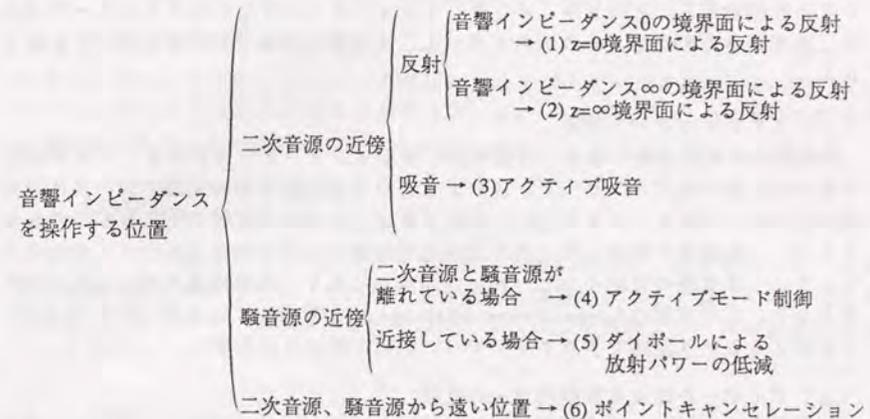
また、二次音源が騒音を反射するようにみえる場合、二次音源により作られた反射面が音響インピーダンス0の反射面のようにみえる場合と、音響インピーダンス ∞ の反射面のようにみえる場合の2種類に分ける。

また、騒音源近傍で音響インピーダンスを0とする場合、騒音源と二次音源の距

離によりさらに分類する。二次音源が騒音源から離れているときにはActive Power Minimizationを行うこととなる。この原理は特にモードを抑える効果があるため、アクティブモード制御と呼ぶこととする。また、二次音源と騒音源が近接している場合にはダイポールによる放射パワーの低減を行うこととなる。

また、二次音源からも騒音源からも遠い位置で音響インピーダンスを0とする場合、その点周辺の波長に比例した範囲における制御効果を期待するものである。これをポイントキャンセレーションと呼ぶこととする。

以上をまとめると、アクティブ制御は6種類に分類され、以下のようになる。



次に、(1)~(6)の各項目について簡単に述べる。

(1) $z=0$ 境界面による反射

二次音源を付加することにより音響インピーダンス0の境界面を作ることができれば、騒音源が放射する音波を反射することができる。騒音が伝播する経路にインピーダンス0の境界面を作り、騒音源が放射する音波を反射することにより、受音側へは音波が到達しないようにする。Jessel⁽²⁾、Mangiante⁽³⁾らはこのような考えを元に音場制御理論をホイゲンスの原理に基づき一般化している。Ffowcs⁽⁹⁾はこのような境界面をSurface of anti-sound sourcesと呼んでいる。一般にインピーダンス0の境界を二次音源で作るには、1(2, 3)次元音場では呼吸点(線、面)音源が必要である。ダクトのような1次元音場では、スピーカなどを用いて呼吸点音源を実現することは比較的容易であるが、3次元音場では呼吸面音源で騒音源を囲まなければならないため、実現することは極めて困難である。そこで、3次元音場でもアクティブインテンシティの成分がリアクティブ成分より大きい場合、すなわち騒音の伝播経路がある程度わかっている場合は、その経路に呼吸点音源を設置することにより、その下流のある範囲において制御が可能となる⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。

(2) $z=\infty$ 境界面による反射

同様に、二次音源によって音響インピーダンス ∞ の境界面を作ることができれば、騒音源が放射する音波を反射することができる⁽¹⁵⁾。3次元音場においてインピーダンス ∞ の境界を作るには、実効面積が波長に対して充分小さい、スピーカを用いなければならない。原理的には可能であるが、物理的な実現性に疑問がある。

(3) アクティブ吸音

二次音源近傍の音響インピーダンスをその媒質の音響特性インピーダンスと等しくなるように制御することにより、騒音源が放射する音波を二次音源によって吸収することができる。そのとき、インテンシティベクトルすなわちエネルギーの流れは二次音源の方を向き、そのエネルギーは二次音源の内部で熱エネルギーに変換される。

(4) アクティブモード制御

閉空間内に音源がある場合、音源周辺の音響インピーダンスが大きくなる周波数、すなわち音源の放射インピーダンスが大きくなる周波数において閉空間内全体の音響エネルギーが極めて大きくなる。共鳴現象はこのような原理で生じるものである。そこで、二次音源を付加して一次音源近傍の音響インピーダンスを小さくすることにより、一次音源の放射インピーダンスが小さくなり、共鳴現象を抑えることが可能となる。この原理はActive Power Minimizationと呼ばれているが、ここではモードを抑えるという意味でアクティブモード制御と呼ぶこととする。

(5) ダイポールによる放射パワーの低減

二次音源を付加して騒音源の放射インピーダンスを小さくすることにより、騒音源の放射パワーを小さくすることが可能である⁽¹⁰⁾。二次音源が騒音源から離れている場合には、閉空間内における共鳴現象等に対して、この方法は有効である。二次音源が騒音源に近接している場合には、騒音源の放射インピーダンスを小さくすることにより、二次音源の放射インピーダンス自体も小さくなるため、両音源の放射インピーダンスを同時に小さくすることができる。すなわち、騒音源および二次音源の放射パワーを同時に小さくすることが可能となる。

(6) ポイントキャンセレーション

方向成分が異なる複数の音波が重なることにより、音圧が0となる点を意図的に作ることができる。残響のある3次元音場のように、ある点において複数の方向から音波が到来する場合、その点の音圧信号が完全に予測できれば、二次音源を付加することにより、理論的にはその点の音圧を0にすることが可能となる。1点を完全に制御することができれば、結果的にその点から半径1/7波長（3次元拡散音場の場合）の範囲については制御の効果が期待できる⁽⁵⁾。一般の室は半拡散音場（拡散音場と自由音場の中間）であるが、さらに広い範囲について制御の効果が期待できる。また、複数の点を同時に制御することにより、効果範囲を広げることも可能である⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾。

2. 4 各分類項目の理論的検討

2. 4. 1 インピーダンス0の境界面による音波の反射

二次音源を付加することにより音響インピーダンス0の境界面を作ることができれば、騒音源が放射する音波を反射することができる。この原理を1次元音場において説明する。図2-1のように断面積Sのダクト入口に騒音源があり、騒音（ここでは純音）がxの正方向に伝播する。このとき正方向のみに平面進行波が生じており、1次元音場がなりたつとする。その速度ポテンシャル $\phi_1(t,x)$ は

$$\phi_1(t,x) = A e^{j(\omega t - kx)} \quad (2.1)$$

となる。また、そのダクトの $x=0$ の壁面に二次音源スピーカを取り付け、図2-1のようにスピーカからある純音を出力すると、 $x \geq 0$ では正方向に、 $x < 0$ では負方向に進行波が生じ、その速度ポテンシャル $\phi_2(t,x)$ は

$$\phi_2(t,x) = \begin{cases} B e^{j(\omega t + kx - \varphi)} & x < 0 \\ B e^{j(\omega t - kx - \varphi)} & x \geq 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

となる。ここで騒音源および二次音源を同時に駆動したとき、騒音源および二次音源の放射パワーは変化せず、それぞれを合成した音場が生じると仮定する。このときの音圧、粒子速度、音響インピーダンス、および二次音源スピーカの振動速度について調べる。

(1) 音圧

騒音源のみのときの、音圧 $p_1(t,x)$ は

$$p_1(t,x) = \rho_0 \frac{\partial \phi_1(t,x)}{\partial t} = j\omega \rho_0 A e^{j(\omega t - kx)} \quad [\text{Pa}] \quad (2.3)$$

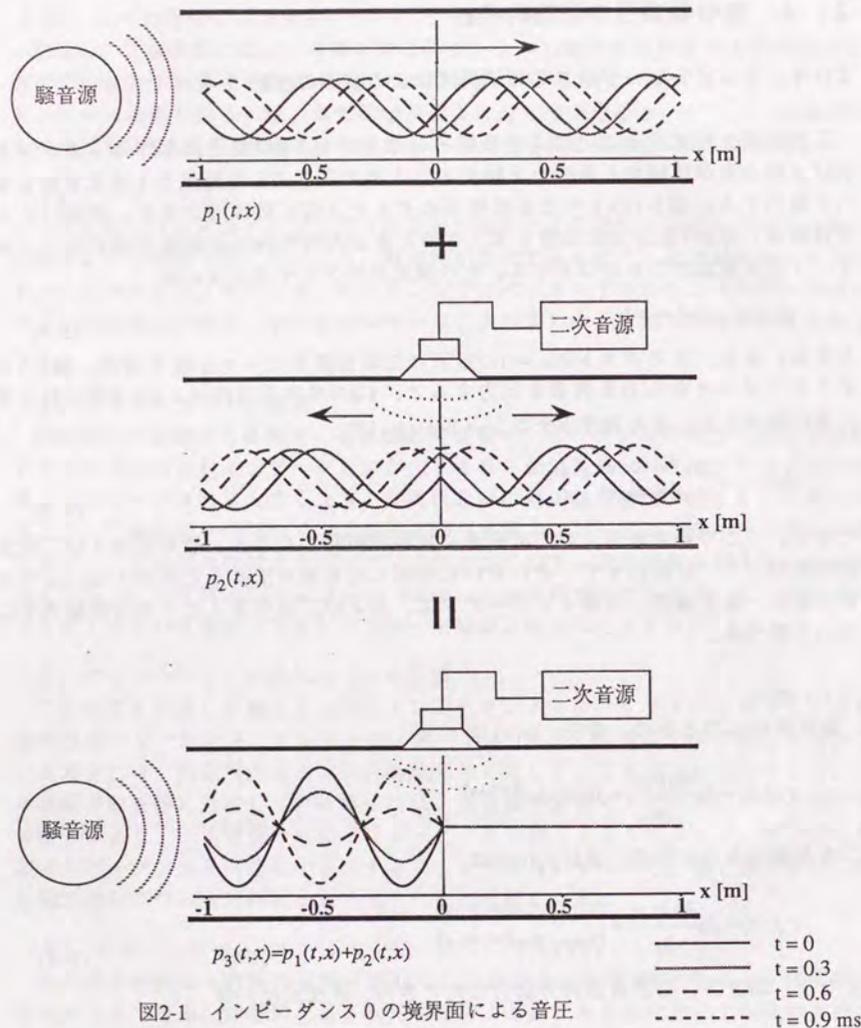
二次音源のみのときの、音圧 $p_2(t,x)$ は

$$p_2(t,x) = \rho_0 \frac{\partial \phi_2(t,x)}{\partial t} = \begin{cases} j\omega \rho_0 B e^{j(\omega t + kx - \varphi)} & x < 0 \\ j\omega \rho_0 B e^{j(\omega t - kx - \varphi)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.4)$$

となり、騒音源、二次音源両方出力したときの、音圧 $p_3(t,x)$ は

$$p_3(t,x) = p_1(t,x) + p_2(t,x) = \begin{cases} j\omega \rho_0 (A e^{j(\omega t - kx)} + B e^{-j\varphi} e^{j(\omega t + kx)}) & x < 0 \\ j\omega \rho_0 (A + B e^{-j\varphi}) e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.5)$$

となる。ここで $x \geq 0$ において $p_3(t,x) = 0$ とするには $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ [rad] とすればよい。図2-1はそのときの周波数500Hz、 $t = 0, 0.3, 0.6, 0.9 \text{ms}$ のときの音圧波形である。



(2) 粒子速度

騒音源のみのときの、粒子速度 $u_1(t,x)$ は

$$u_1(t,x) = -\frac{\partial \phi_1(t,x)}{\partial x} = jk \cdot A e^{j(\omega t - kx)} \quad [\text{m/s}] \quad (2.6)$$

二次音源のみのときの、粒子速度 $u_2(t,x)$ は

$$u_2(t,x) = -\frac{\partial \phi_2(t,x)}{\partial x} = \begin{cases} -jk \cdot B e^{j(\omega t + kx - \varphi)} & x < 0 \\ jk \cdot B e^{j(\omega t - kx - \varphi)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{m/s}] \quad (2.7)$$

となり、騒音源、二次音源両方出力したときの、粒子速度 $u_3(t,x)$ は

$$u_3(t,x) = u_1(t,x) + u_2(t,x) = \begin{cases} jk (A e^{j(\omega t - kx)} - B e^{-j\varphi} e^{j(\omega t + kx)}) & x < 0 \\ jk (A + B e^{-j\varphi}) e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{m/s}] \quad (2.8)$$

となる。ここで $x \geq 0$ において $u_3(t,x) = 0$ とするには $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ [rad] とすればよい。図2-2はそのときの周波数500Hz、 $t = 0, 0.3, 0.6, 0.9 \text{ms}$ のときの粒子速度である。

(3) 音響インピーダンス

図2-1、2のように、 $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ [rad] とした二次音源を加えることにより、 $x \geq 0$ では音圧および粒子速度ともに打ち消され、 $x < 0$ では定在波が生じることがわかる。ここで、 $x = 0$ における断面の騒音源側を x^- 、その反対側を x^+ とすると x^- 面における音響インピーダンス z^- は

$$z^- = \frac{p_3(t,x^-)}{u_3(t,x^-)} = \rho_0 c \frac{A + B e^{-j\varphi}}{A - B e^{-j\varphi}} \quad [\text{Pa} \cdot \text{s/m}] \quad (2.9)$$

となる。すなわち $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ としたときに $z^- = 0$ となる。これは、管の $x = 0$ において開放端となり、管の中 ($x < 0$) で共鳴を起こしていることと、全く同じである。このように、1次元音場では二次音源スピーカを管の壁面に設置することにより、音響インピーダンスがゼロの境界を作り出すことができる。

(4) 二次音源スピーカの振動速度

二次音源スピーカの表面の音響インピーダンスがゼロのときの振動速度について考察する。 x^- に流入する粒子速度 $u_3(t,x^-)$ 、 x^+ から流出する粒子速度 $u_3(t,x^+)$ はそれぞれ

$$\begin{aligned} u_3(t,x^-) &= jke^{j\alpha x} \cdot (A - B e^{-j\varphi}) \\ u_3(t,x^+) &= jke^{j\alpha x} \cdot (A + B e^{-j\varphi}) \end{aligned} \quad [\text{m/s}] \quad (2.10)$$

となるが、これらは $B \neq 0$ ではない限り等しくならないため、体積速度は二次音源

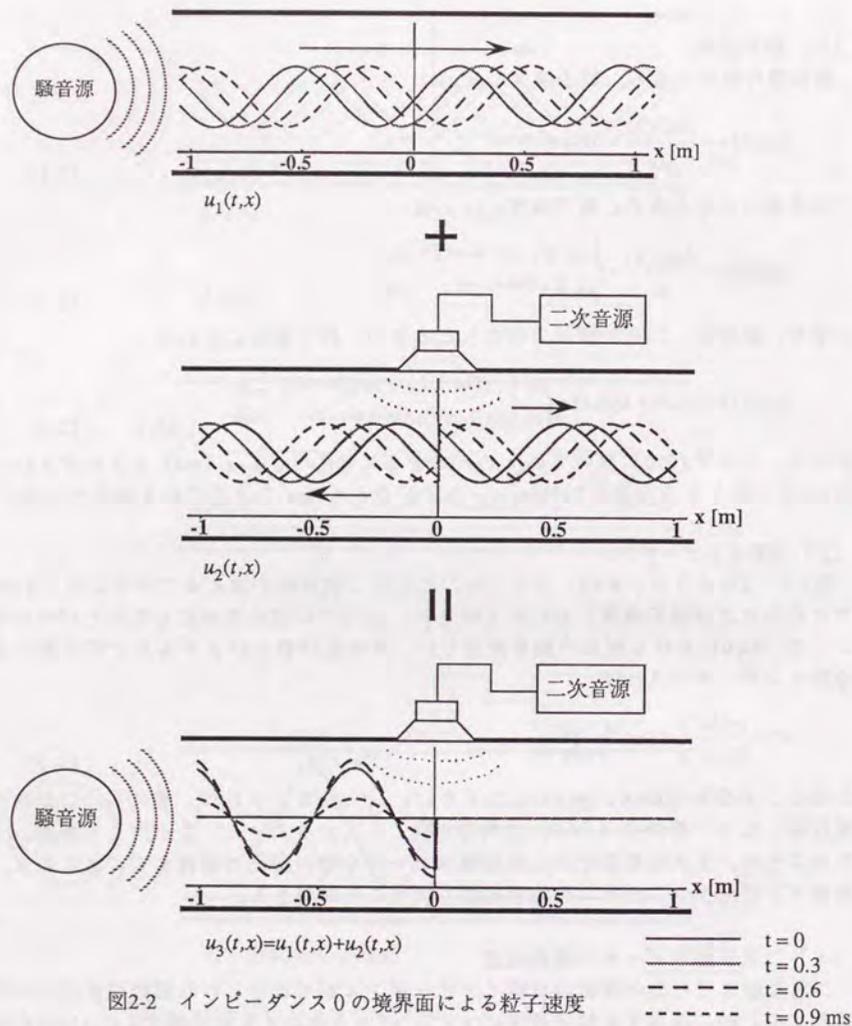


図2-2 インピーダンス0の境界面による粒子速度

の方向に分流していることがわかる。ここで、管の断面積を S 、二次音源スピーカの面積を S_s 、振動速度を $u_s(t)$ とするとそれらの体積速度の関係から

$$(u_3(t,x^-) - u_3(t,x^+))S = u_s(t)S_s \quad [\text{m}^3/\text{s}] \quad (2.11)$$

が成り立つ。したがって二次音源スピーカの振動速度 $u_s(t)$ は

$$u_s(t) = (u_3(t,x^-) - u_3(t,x^+)) \frac{S}{S_s} = -jkBe^{j(\omega t - \varphi)} \frac{S}{S_s} \quad [\text{m/s}] \quad (2.12)$$

となる。ここで $B=A$ 、 $\varphi=\pi$ のとき $p_3(t,x^-) = p_3(t,x^+) = 0$ となり、二次音源スピーカ表面の音圧 $p_s(t)$ も当然 $p_s(t) = 0$ となるが、その粒子速度 $u_s(t)$ は

$$u_s(t) = jkAe^{j\omega t} \frac{S}{S_s} \quad [\text{m/s}] \quad (2.13)$$

となる。これは、二次音源スピーカ表面の音圧 $p_s(t) = 0$ となるように振動していることにはかならない。この場合、二次音源スピーカ表面の音響インピーダンス $Z_s = 0$ となるため、その音響出力 $W^A = 0$ [W]となり二次音源スピーカの放射効率 η は0となる。しかし、実際には二次音源スピーカは振動しており、スピーカの機械インピーダンスのぶんだけ電力を消費している。

2.4.2 インピーダンス ∞ の境界面による音波の反射

ダクト内でインピーダンス0の境界面を作るには、二次音源スピーカを壁面に取り付けられよかつたが、インピーダンス ∞ の境界面を作る場合、ダクトの断面と平行に、実効面積が波長に対して十分小さいスピーカを取り付けなければならない。この二次音源スピーカについては物理的な実現性に疑問があるが、ここでは図2-3のように二次音源スピーカをダクトの断面と平行に取り付けることによりそれが可能であると仮定して、理論的な検討を行う。

この二次音源スピーカの面積は騒音源信号を反射しないような十分小さなものであり、騒音源信号による速度ポテンシャル $\phi_1(t,x)$ は式(2.1)と同じである。また、そのダクトの $x=0$ の断面に二次音源スピーカを取り付け、図2-3のようにある純音を出力すると、スピーカの表と裏では逆位相の進行波が生じ、その速度ポテンシャル $\phi_2(t,x)$ は

$$\phi_2(t,x) = \begin{cases} -Be^{j(\omega t + kx - \varphi)} & x < 0 \\ Be^{j(\omega t - kx - \varphi)} & x \geq 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

となる。これらを合成したものがどのような音場になるかを、音圧、粒子速度、音響インピーダンス、二次音源スピーカの振動速度について調べる。

(1) 音圧

騒音源のみのときの、音圧 $p_1(t, x)$ は式(2.3)と同じである。二次音源のみのときの、音圧 $p_2(t, x)$ は

$$p_2(t, x) = \rho_0 \frac{\partial \phi_2(t, x)}{\partial t} = \begin{cases} -j\omega\rho_0 \cdot B e^{j(\omega t + kx - \varphi)} & x < 0 \\ j\omega\rho_0 \cdot B e^{j(\omega t - kx - \varphi)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.15)$$

となり、騒音源、二次音源両方出力したときの、音圧 $p_3(t, x)$ は

$$p_3(t, x) = p_1(t, x) + p_2(t, x) = \begin{cases} j\omega\rho_0 \cdot (A e^{j(\omega t - kx)} - B e^{-j\varphi} e^{j(\omega t + kx)}) & x < 0 \\ j\omega\rho_0 \cdot (A + B e^{-j\varphi}) e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.16)$$

となる。ここで $x \geq 0$ において $p_3(t, x) = 0$ とするには $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ [rad] とすればよい。図2-3はそのときの周波数500Hz、 $t = 0, 0.3, 0.6, 0.9 \text{ms}$ のときの音圧波形である。

(2) 粒子速度

騒音源のみのときの、粒子速度 $u_1(t, x)$ は式(2.6)と同じである。二次音源のみのときの、粒子速度 $u_2(t, x)$ は

$$u_2(t, x) = -\frac{\partial \phi_2(t, x)}{\partial x} = \begin{cases} jk \cdot B e^{j(\omega t + kx - \varphi)} & x < 0 \\ jk \cdot B e^{j(\omega t - kx - \varphi)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{m/s}] \quad (2.17)$$

となり、騒音源、二次音源両方出力したときの、粒子速度 $u_3(t, x)$ は

$$u_3(t, x) = u_1(t, x) + u_2(t, x) = \begin{cases} jk \cdot (A e^{j(\omega t - kx)} + B e^{-j\varphi} e^{j(\omega t + kx)}) & x < 0 \\ jk \cdot (A + B e^{-j\varphi}) e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{m/s}] \quad (2.18)$$

となる。ここで $x \geq 0$ において $u_3(t, x) = 0$ とするには $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ [rad] とすればよい。図2-4はそのときの周波数500Hz、 $t = 0, 0.3, 0.6, 0.9 \text{ms}$ のときの粒子速度である。このように 2.4.1 (インピーダンス0) に対して、音圧と粒子速度の関係が逆になる。

(3) 音響インピーダンス

図2-3、4のように、 $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ [rad] とした二次音源を加えることにより、 $x \geq 0$ では音圧および粒子速度ともに打ち消され、 $x < 0$ では定在波が生じることがわかる。また x -面における音響インピーダンス z^- は

$$z^- = \frac{p_3(t, x^-)}{u_3(t, x^-)} = \rho_0 c \cdot \frac{A - B e^{-j\varphi}}{A + B e^{-j\varphi}} \quad [\text{Pa} \cdot \text{s/m}] \quad (2.19)$$

となる。すなわち $B = A$ 、 $\varphi = \pi$ としたときに $z^- = \infty$ となる。これは、管の $x = 0$ において閉端となり、管の中 ($x < 0$) で共鳴を起こしていることと、全く同じである。

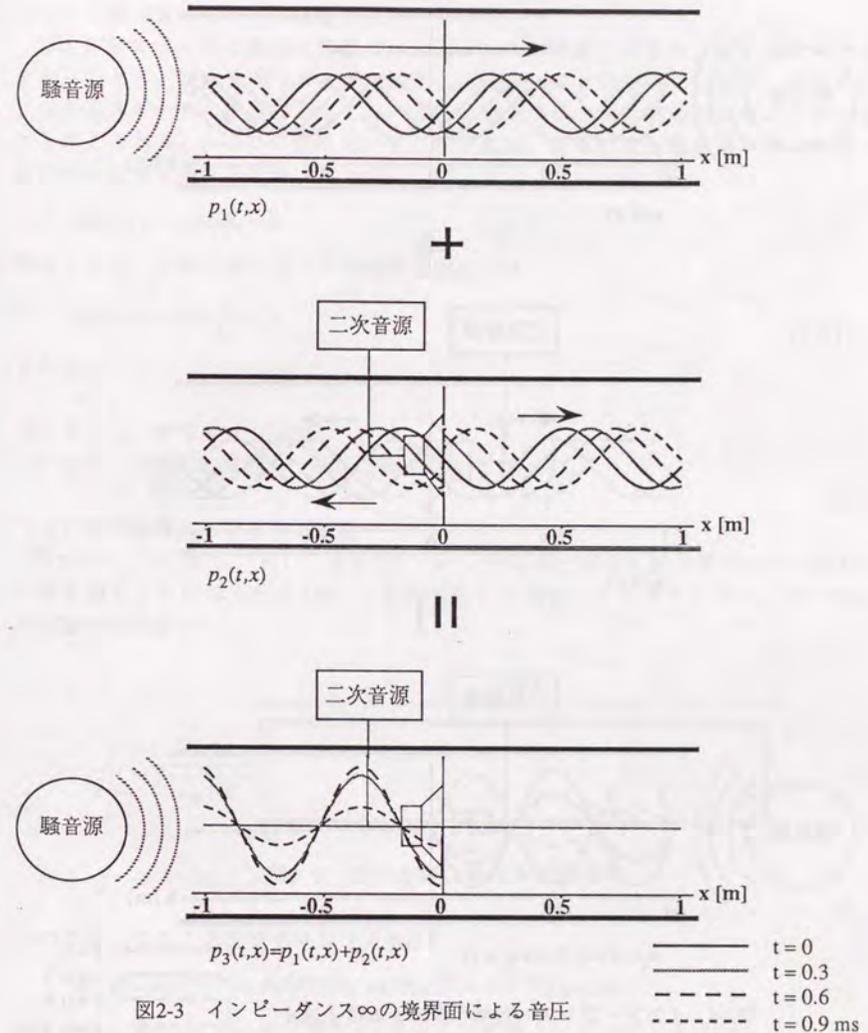


図2-3 インピーダンス ∞ の境界面による音圧

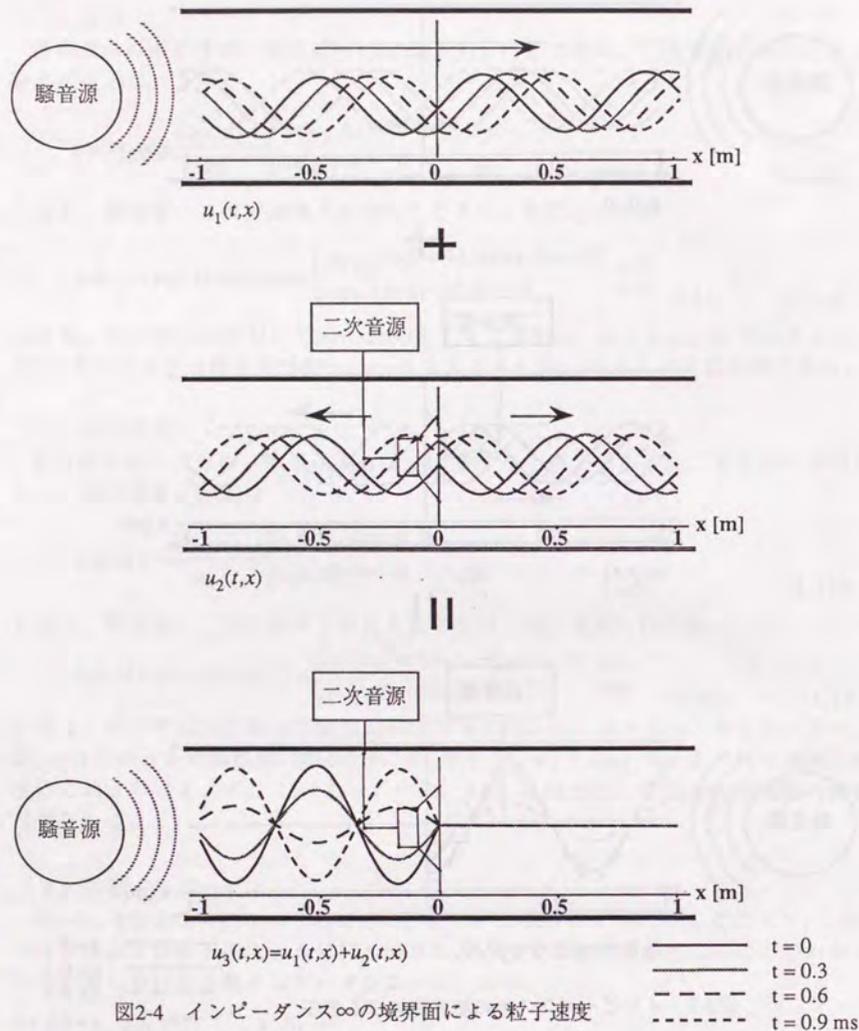


図2-4 インピーダンス ∞ の境界面による粒子速度

(4) 二次音源スピーカの振動速度

二次音源スピーカの表面の音響インピーダンスが無限大となり、粒子速度はゼロとなったとき、二次音源スピーカは振動していないことになる。しかし、実際には二次音源スピーカの面積は小さく、スピーカ近傍では1次元音場が成り立たないものと考えられる。 $x=0$ の位置において、粒子速度、あるいは体積速度は管の断面で積分するとゼロとなるため、

$$u_1(t, 0)S + u_s(t)S_s = 0 \quad [\text{m/s}] \quad (2.20)$$

が成り立ち、二次音源スピーカの振動速度 $u_s(t)$ は

$$u_s(t) = -u_1(t, 0) \frac{S}{S_s} \quad [\text{m/s}] \quad (2.21)$$

となる。

2. 4. 3 アクティブ吸音

アクティブ吸音の原理を1次元音場において述べる。

(1) 閉じた管における強制振動

図2-5のように長さ l [m]、断面積 S [m²]の終端が完全反射の管の $x=0$ の位置に、一次音源として加振力 $F(t)$ [N]で強制振動する機械インピーダンス z_M [N·s/m]の振動体を設置する。

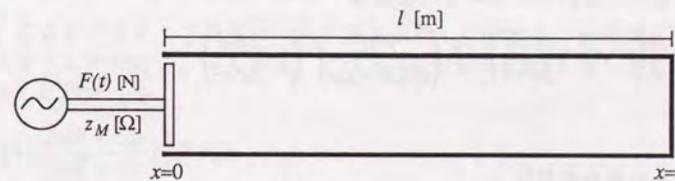


図2-5 閉じた管における強制振動

このとき、生じる速度ポテンシャル $\phi(t)$ を

$$\phi(t, x) = A e^{j(\omega t - kx)} + B e^{j(\omega t + kx)} = A e^{j\omega t} (e^{-jkx} + e^{jk(x-2l)}) \Big|_{B=Ae^{-2jkl}} \quad (2.22)$$

とすると、音圧 $p(t, x)$ 、粒子速度 $u(t, x)$ および音響インピーダンス $z(x)$ は

$$p(t, x) = \rho_0 \frac{\partial \phi(t, x)}{\partial t} = j\omega \rho_0 A e^{j\omega t} (e^{-jkx} + e^{jk(x-2l)}) = j\omega \rho_0 A e^{j(\omega t - kt)} \cdot 2 \cos k(x-l) \quad [\text{Pa}] \quad (2.23)$$

$$u(t, x) = - \frac{\partial \phi(t, x)}{\partial x} = jk A e^{j\omega t} (e^{-jkx} - e^{jk(x-2l)}) = k A e^{j(\omega t - kt)} \cdot 2 \sin k(x-l) \quad [\text{m/s}] \quad (2.24)$$

$$z(x) = \frac{p(t,x)}{u(t,x)} = j\rho_0 c \cot k(x-l) \quad [\text{Pa} \cdot \text{s/m}] \quad (2.25)$$

となる。すなわち、 $x=0$ の位置における音響インピーダンス $z(0)$ は

$$z(0) = -j\rho_0 c \cot kl \quad [\text{Pa} \cdot \text{s/m}] \quad (2.26)$$

となる。ここで振動体について

$$F(t) = u(t,0) (z(0)S + z_M) = p(t,0)S + u(t,0)z_M \quad [\text{N}] \quad (2.27)$$

が成り立つ。また、 $u(t,0)$ は式(2.24)より

$$u(t,0) = -kAe^{j(\omega t - kl)} \cdot 2 \sin kl \quad [\text{m/s}] \quad (2.28)$$

となるから、式(2.28)を式(2.27)に代入して A を求めると、

$$A = -\frac{F(t)}{ke^{j(\omega t - kl)} \cdot 2 \sin kl \cdot (z(0)S + z_M)} \quad (2.29)$$

となる。式(2.26)(2.29)を(2.23)(2.24)に代入し、整理すると音圧および粒子速度は

$$p(t,x) = \frac{F(t)}{(z(0)S + z_M)} (z(0) \cos kx - j\rho_0 c \sin kx) \quad [\text{Pa}] \quad (2.30)$$

$$u(t,x) = \frac{F(t)}{(z(0)S + z_M)} \left(\cos kx + j \frac{z(0)}{\rho_0 c} \sin kx \right) \quad [\text{m/s}] \quad (2.31)$$

となる。また、管内のエネルギー密度は

$$E = \frac{\rho_0}{2} \left(u(t,x)^2 + \frac{p(t,x)^2}{\rho_0^2 c^2} \right) = \frac{\rho_0}{4} \left(\frac{|F(t)|^2}{(z(0)S + z_M)^2} \cdot \left(1 + \frac{z(0)^2}{\rho_0^2 c^2} \right) \right) \quad [\text{J/m}^3] \quad (2.32)$$

となる。

(2) 二次音源の設置

図2-6のように終端 $x=l$ の位置に、加振力 $F_s(t)$ [N] で強制振動する機械インピーダンス z_{sM} [N·s/m] の振動体を二次音源として付加する。

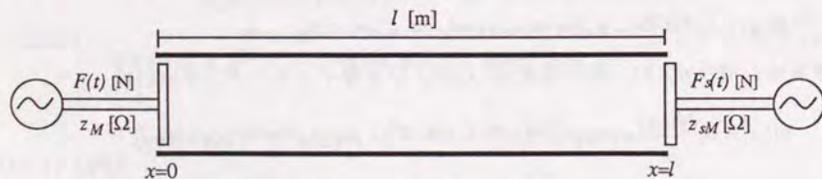


図2-6 二次音源の設置

このとき、生じる速度ポテンシャル $\phi(t)$ を

$$\phi(t,x) = A'e^{j(\omega t - kx)} + B'e^{j(\omega t + kx)} \quad (2.33)$$

とすると、音圧 $p(t,x)$ および粒子速度 $u(t,x)$ は

$$p(t,x) = \rho_0 \frac{\partial \phi(t,x)}{\partial t} = j\omega \rho_0 e^{j\omega t} (A'e^{-jkx} + B'e^{jkx}) \quad [\text{Pa}] \quad (2.34)$$

$$u(t,x) = -\frac{\partial \phi(t,x)}{\partial x} = jke^{j\omega t} (A'e^{-jkx} - B'e^{jkx}) \quad [\text{m/s}] \quad (2.35)$$

となる。ここで各振動体について

$$F(t) = u(t,0) (z(0)S + z_M) = p(t,0)S + u(t,0)z_M \quad [\text{N}] \quad (2.36)$$

$$F_s(t) = u(t,l) (z(l)S + z_{sM}) = p(t,l)S + u(t,l)z_{sM} \quad [\text{N}] \quad (2.37)$$

が成り立つ。ここで各境界面における音圧 $p(t,0)$ 、 $p(t,l)$ と粒子速度 $u(t,0)$ 、 $u(t,l)$ は

$$p(t,0) = j\omega \rho_0 e^{j\omega t} (A' + B'), \quad p(t,l) = j\omega \rho_0 e^{j\omega t} (A'e^{-jkl} + B'e^{jkl}) \quad [\text{Pa}] \quad (2.38)$$

$$u(t,0) = jke^{j\omega t} (A' - B'), \quad u(t,l) = jke^{j\omega t} (A'e^{-jkl} - B'e^{jkl}) \quad [\text{m/s}] \quad (2.39)$$

となり、これらを式(2.36)、(2.37)に代入しまとめると

$$\frac{j\omega e^{j\omega t}}{c} \begin{pmatrix} \rho_0 c S + z_M & \rho_0 c S - z_M \\ (\rho_0 c S + z_{sM})e^{-jkl} & (\rho_0 c S - z_{sM})e^{jkl} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A' \\ B' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F(t) \\ F_s(t) \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

となる。ここでアクティブ吸音は一次音源が放射した音波を二次音源が吸音するようふるまうものである。すなわち、式(2.40)において $B'=0$ となるように二次音源を駆動するには $F_s(t)$ を

$$F_s(t) = \frac{\rho_0 c S + z_{sM}}{\rho_0 c S + z_M} e^{-jkl} F(t) \quad [\text{N}] \quad (2.41)$$

とすればよい。また、このとき A' は

$$A' = \frac{F(t)}{jke^{j\omega t} (\rho_0 c S + z_M)} \quad (2.42)$$

となるため、音圧および粒子速度は式(2.42)を(2.34)(2.35)に代入すると

$$p(t,x) = \rho_0 c \frac{F(t)}{\rho_0 c S + z_M} e^{-jkx} \quad [\text{Pa}] \quad (2.43)$$

$$u(t,x) = \frac{F(t)}{\rho_0 c S + z_M} e^{-jkx} \quad [\text{m/s}] \quad (2.44)$$

となる。このとき、音響インピーダンスは $z(x)$ は

$$z(x) = \frac{p(t,x)}{u(t,x)} = \rho_0 c \quad [\text{Pa} \cdot \text{s/m}] \quad (2.45)$$

となる。すなわち、管内の音響インピーダンスは一様となり、自由音場における平面波の音響特性インピーダンス $\rho_0 c$ と等しくなる。したがって、二次音源表面の音響インピーダンスも $\rho_0 c$ となるため、二次音源の振動面の振動速度 $u_s(t)$ は式(2.44)より

$$u_s(t) = u(t,l) = \frac{F(t)e^{-jkl}}{\rho_0 c S + z_M} = u(t,x) e^{jk(x-l)} = \frac{p(t,x)}{\rho_0 c} e^{jk(x-l)} \quad [\text{m/s}] \quad (2.46)$$

となる。すなわち、各音源の機械インピーダンスにかかわらず、二次音源の振動速度は管内のある点の粒子速度をその点から二次音源へ音波が伝わる時間だけ遅延させたものとなる。このように、二次音源を式(2.46)で表される振動速度で駆動することにより、管内を平面波音場、すなわち二次音源の方向へ進む音波のみが存在するように制御することができる。このとき、二次音源はその進行波を吸音することとなる。

アクティブ吸音は二次音源表面の音響インピーダンスを媒質の音響特性インピーダンスと等しくなるように制御するものである。すなわち、吸音率100%の吸音材のかわりに二次音源を付加することにほかならない。その結果、1次元音場では管内の音響インピーダンスは一様となるが、3次元音場の場合は閉空間内の音響インピーダンスが一様となるとは限らない。

2. 4. 4 アクティブモード制御

閉空間内に音源がある場合、音源近傍の音響インピーダンスが大きい周波数において、閉空間内全体の音響エネルギーが極めて大きくなる。共鳴現象はこのような原理で生じるものである。そこで、二次音源を付加することにより音源周辺の音響インピーダンスが小さくなるように制御することができれば、閉空間内全体の音響エネルギーを小さくすることができ、共鳴現象を抑えることができる。この原理はActive Power Minimizationと呼ばれているが、共鳴を抑えるという意味でアクティブモード制御と呼ぶこととする。ここではアクティブモード制御の原理を1次元音場について検討する。

(1) 共鳴現象

2. 4. 3 (1) では閉じた管における強制振動について解析したが、ここでは図2-5における振動体表面 ($x=0$) において音響インピーダンスが無限大となる、すなわち $z(0)=\infty$ となる周波数 f [Hz]

$$f = \frac{nc}{2l} \quad n=1,2,3,\dots \quad [\text{Hz}] \quad (2.47)$$

で振動体が強制振動するときの現象について考察する。この周波数は管の共鳴周波

数と等しく、振動体を管の共鳴周波数で強制振動することにより共鳴現象が生じる。 $z(0) \rightarrow \infty$ となる極限では管内の音圧、粒子速度、および管内のエネルギー密度は式(2.30)(2.31)(2.32)より

$$\lim_{z(0) \rightarrow \infty} p(t,x) = \frac{F(t)}{\left(S + \frac{z_M}{z(0)}\right)} \left(\cos kx - j \frac{\rho_0 c}{z(0)} \sin kx \right) \Big|_{z(0) \rightarrow \infty} = \frac{F(t)}{S} \cos kx \quad [\text{Pa}] \quad (2.48)$$

$$\lim_{z(0) \rightarrow \infty} u(t,x) = \frac{F(t)}{\left(S + \frac{z_M}{z(0)}\right)} \left(\frac{1}{z(0)} \cos kx + j \frac{1}{\rho_0 c} \sin kx \right) \Big|_{z(0) \rightarrow \infty} = j \frac{F(t)}{\rho_0 c S} \sin kx \quad [\text{m/s}] \quad (2.49)$$

$$\lim_{z(0) \rightarrow \infty} E = \frac{\rho_0}{4} \left(\frac{|F(t)|}{\left(S + \frac{z_M}{z(0)}\right)} \right)^2 \left(\frac{1}{z(0)^2} + \frac{1}{\rho_0^2 c^2} \right) \Big|_{z(0) \rightarrow \infty} = \frac{|F(t)|^2}{4\rho_0(cS)^2} \quad [\text{J/m}^3] \quad (2.50)$$

となる。また、振動体の表面における音圧、および粒子速度 (振動体の振動速度) は $x=0$ を式(2.48)(2.49)に代入すると

$$p(t,0) = \frac{F(t)}{S} \quad [\text{Pa}] \quad (2.51)$$

$$u(t,0) = 0 \quad [\text{m/s}] \quad (2.52)$$

となる。

このように、振動体とその表面において音響インピーダンスが無限大となる周波数、すなわち共鳴周波数で強制振動するとき、管内の音響エネルギーは振動体の機械インピーダンスにかかわらず、その加振力の2乗に比例する。このとき、振動体の表面の音圧と振動体に加えられる機械的な力が等しくなるため、振動体の表面は動かない。

(2) 二次音源の設置

図2-6のように二次音源を付加することによる管内の音響エネルギーについて考察する。アクティブモード制御では一次音源の振動体の表面の音響インピーダンスが0となるように二次音源を駆動する。

まず、 $x=0$ の位置において音響インピーダンスを0 ($x=0$ の位置における音圧を0) とするために、二次音源に与えるべき加振力を求める。ここで境界条件として

$$p(t,0) = 0 \quad (2.53)$$

が与えられ、式(2.38)より

$$A' + B' = 0 \quad (2.54)$$

となる。これを式(2.40)に代入し、 A' を求めると

$$A' = \frac{F(t)}{jke^{j\omega t} \cdot 2z_M} \quad (2.55)$$

となる。ここで二次音源に加える加振力 $F_s(t)$ は式(2.40)に式(2.54)(2.55)を代入すると

$$F_s(t) = F(t) \left(\frac{z_M}{z_{sM}} \cos kl - j \frac{\rho_0 c S}{z_{sM}} \sin kl \right) \quad [\text{N}] \quad (2.56)$$

となる。このとき、管内の音圧および粒子速度は式(2.34)(2.35)に式(2.54)(2.55)を代入すると

$$p(t, x) = j \frac{\rho_0 c F(t)}{z_M} \sin kx \quad [\text{Pa}] \quad (2.57)$$

$$u(t, x) = \frac{F(t)}{z_M} \cos kx \quad [\text{m/s}] \quad (2.58)$$

となり、管内の音響エネルギー密度 E_p は

$$E_p = \frac{\rho_0}{2} \left(u(t, x)^2 + \frac{p(t, x)^2}{\rho_0^2 c^2} \right) = \frac{\rho_0}{4} \left(\frac{F(t)}{z_M} \right)^2 \quad [\text{J/m}^3] \quad (2.59)$$

となる。

(2) アクティブモード制御の効果

アクティブモード制御の効果調べるため、共鳴現象を生じているときの管内の音響エネルギーと、二次音源を付加することにより一次音源表面の音響インピーダンスを0としたときの管内の音響エネルギーを比較する。二次音源を付加したときと、しないときの比 E_p/E は式(2.50)(2.59)より

$$\frac{E_p}{E} = \left(\frac{\rho_0 c S}{z_M} \right)^2 \quad (2.60)$$

となる。すなわち、一次音源の機械インピーダンス z_M が大きいほど E_p/E は小さく、アクティブモード制御の効果は大きくなる。

このように閉空間内に騒音源がある場合、騒音源近傍の音響インピーダンスが大きくなる周波数において生じる共鳴現象を、二次音源を付加して騒音源周辺の音響インピーダンスを小さくするように制御することにより、抑えることができる。

実際に制御を行う場合には一次音源近傍の音圧を小さくすることにより、その音響インピーダンスを小さくすることができると考えられる。すなわち、閉空間内に音源があって共鳴を生じている場合、その音源近傍の音圧を小さくすることにより閉空間内全体の音響エネルギーを小さくすることが可能である。これは3次元音場でも同様であると考えられる。

2. 4. 5 ダイポールによる放射パワーの低減

騒音源の近傍に二次音源を設置することができる場合、騒音源および二次音源の放射パワーを小さくすることが可能である。これは、二次音源を付加して騒音源の放射インピーダンスを小さくすることにより、二次音源の放射インピーダンス自体も小さくなるため、両音源の放射インピーダンスを同時に小さくすることができる。すなわち、騒音源および二次音源の放射パワーを同時に小さくすることが可能となる。ここでは、この原理を用いてANCを行ったときの音響エネルギーのふるまいを1次元の自由音場において考察する。

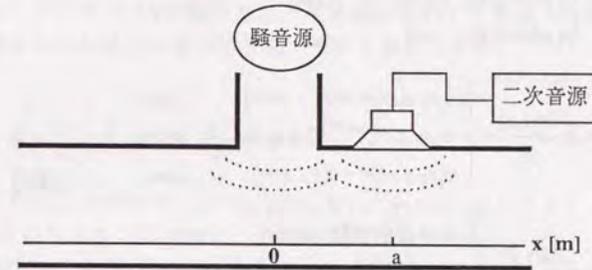


図2-7 1次元音場におけるダイポールによる放射パワーの低減

図2-7のように1次元音場の座標 $x=0$ の位置から騒音源が放射されており、これを一次音源とする。一次音源のみにより生じる速度ポテンシャル $\phi_1(t, x)$ が式(2.61)のようになるとき、音圧 $p_1(t, x)$ と粒子速度 $u_1(t, x)$ は式(2.62)(2.63)のようになる。

$$\phi_1(t, x) = \begin{cases} A e^{j(\omega t + kx)} & x < 0 \\ A e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad (2.61)$$

$$p_1(t, x) = \rho_0 \frac{\partial \phi_1(t, x)}{\partial t} = \begin{cases} j\omega \rho_0 A e^{j(\omega t + kx)} & x < 0 \\ j\omega \rho_0 A e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.62)$$

$$u_1(t, x) = -\frac{\partial \phi_1(t, x)}{\partial x} = \begin{cases} -jk \cdot A e^{j(\omega t + kx)} & x < 0 \\ jk \cdot A e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{m/s}] \quad (2.63)$$

また、座標 $x=a$ [m] の位置に二次音源を付加し、二次音源は一次音源と逆相の信号を出力する場合、二次音源のみにより生じる速度ポテンシャル $\phi_2(t, x)$ 、音圧 $p_2(t, x)$ および粒子速度 $u_2(t, x)$ は式(2.64)(2.65)(2.66)のようになる。

$$\phi_2(t, x) = \begin{cases} -A e^{j(\omega t + k(x-a))} & x < a \\ -A e^{j(\omega t - k(x-a))} & x \geq a \end{cases} \quad (2.64)$$

$$p_2(t,x) = \rho_0 \frac{\partial \phi_2(t,x)}{\partial t} = \begin{cases} -j\omega\rho_0 A e^{j(\omega t + k(x-a))} & x < a \\ -j\omega\rho_0 A e^{j(\omega t - k(x-a))} & x \geq a \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.65)$$

$$u_2(t,x) = -\frac{\partial \phi_2(t,x)}{\partial x} = \begin{cases} jk \cdot A e^{j(\omega t + k(x-a))} & x < a \\ -jk \cdot A e^{j(\omega t - k(x-a))} & x \geq a \end{cases} \quad [\text{m/s}] \quad (2.66)$$

ここで、一次音源および二次音源の合成音場における速度ポテンシャル $\phi(t,x)$ 、音圧 $p(t,x)$ および粒子速度 $u(t,x)$ は

$$\phi(t,x) = \begin{cases} A e^{j(\omega t + kx)} (1 - e^{-jka}) & x < 0 \\ A e^{j(\omega t + \frac{ka}{2})} 2j \sin k(x - \frac{a}{2}) & 0 \leq x < a \\ A e^{j(\omega t - kx)} (1 - e^{jka}) & x \geq a \end{cases} \quad (2.67)$$

$$p(t,x) = \rho_0 \frac{\partial \phi(t,x)}{\partial t} = \begin{cases} j\omega\rho_0 A e^{j(\omega t + kx)} (1 - e^{-jka}) & x < 0 \\ -\omega\rho_0 A e^{j(\omega t + \frac{ka}{2})} 2 \sin k(x - \frac{a}{2}) & 0 \leq x < a \\ j\omega\rho_0 A e^{j(\omega t - kx)} (1 - e^{jka}) & x \geq a \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.68)$$

$$u(t,x) = -\frac{\partial \phi(t,x)}{\partial x} = \begin{cases} -jk \cdot A e^{j(\omega t + kx)} (1 - e^{-jka}) & x < 0 \\ jk \cdot A e^{j(\omega t + \frac{ka}{2})} 2 \cos k(x - \frac{a}{2}) & 0 \leq x < a \\ jk \cdot A e^{j(\omega t - kx)} (1 - e^{jka}) & x \geq a \end{cases} \quad [\text{m/s}] \quad (2.69)$$

となるため、音響インピーダンス $z(t,x)$ は

$$z(x) = \frac{p(t,x)}{u(t,x)} = \begin{cases} -\rho_0 c & x < 0 \\ j\rho_0 c \cdot \tan k(x - \frac{a}{2}) & 0 \leq x < a \\ \rho_0 c & x \geq a \end{cases} \quad [\text{Pa} \cdot \text{s/m}] \quad (2.70)$$

となる。また、音響エネルギー密度 $E(x)$ は

$$E(x) = \frac{1}{2} \rho_0 \left(u(t,x)^2 + \frac{p(t,x)^2}{\rho_0^2 c^2} \right) = \begin{cases} 2\rho_0 k^2 A^2 (1 - \cos ka) & x < 0, x \geq a \\ 2\rho_0 k^2 A^2 & 0 \leq x < a \end{cases} \quad [\text{J/m}^3] \quad (2.71)$$

となる。ここで、一次音源と二次音源の間隔 a [m] が対象とする音波の波長 λ [m] に比べて十分小さいとき、

$$ka = 2\pi \frac{a}{\lambda} \cong 0 \quad \lambda_a \ll \lambda \quad (2.72)$$

となるため、音響インピーダンス $z(x)$ と音響エネルギー密度 $E(x)$ は

$$z(x) = \begin{cases} -\rho_0 c & x < 0 \\ 0 & 0 \leq x < a \\ \rho_0 c & x \geq a \end{cases} \quad (2.73)$$

$$E(x) = \begin{cases} 0 & x < 0, x \geq a \\ 2\rho_0 k^2 A^2 & 0 \leq x < a \end{cases} \quad (2.74)$$

となる。このように、一次音源と二次音源の間隔 a [m] が対象とする音波の波長 λ [m] に比べて十分小さいとき、 $x < 0$ 、 $x \geq a$ すなわち一次音源と二次音源の外側では音響エネルギー密度は0となり、音響インピーダンスは自由音場と等しく音源が1つのときと変わらない。また、 $0 < x \leq a$ すなわち一次音源と二次音源の内側では音響エネルギー密度は音源が1つのときの2倍となり、音響インピーダンスは0となる。ここで、注意すべきことは一次音源と二次音源の内側では音響エネルギーが増えており、定常音場となっていることである。これは、一次音源からみれば二次音源が作った音響インピーダンス0の境界面は一次音源が放射した音波を反射しており、また二次音源からみればその逆が成り立つものと解釈できる。

2.4.6 ポイントキャンセレーション

2.4.1の式(2.5)ではすべての $x \geq 0$ において $p_3(t,x) = 0$ とすることができた。ここで、図2-1からもわかるように、 $x < 0$ の領域についても $p_3(t,x) = 0$ となる点が生じる。すなわち、二次音源を付加することにより、 $x < 0$ における任意の点についても音響インピーダンス0の点を作り出すことができる。

ここでは、 $x < 0$ におけるある点 x_1 において $p_3(t,x_1) = 0$ となるように制御する場合の二次音源から出力すべき信号、二次音源を付加することによる音響エネルギー密度について調べる。ただし、ここでは騒音源および二次音源を同時に駆動したとき、騒音源および二次音源の放射パワーは変化せず、それぞれを合成した音場が生じると仮定する。

(1) 二次音源により生じる速度ポテンシャル

式(2.5)より、騒音源、二次音源両方出力したときの、音圧 $p_3(t,x)$ は

$$p_3(t,x) = p_1(t,x) + p_2(t,x) = \begin{cases} j\omega\rho_0 (A e^{j(\omega t - kx)} + B e^{-j\varphi} e^{j(\omega t + kx)}) & x < 0 \\ j\omega\rho_0 (A + B e^{-j\varphi}) e^{j(\omega t - kx)} & x \geq 0 \end{cases} \quad [\text{Pa}] \quad (2.5)$$

となる。ここで点 x_1 ($x_1 < 0$) において常に $p_3(t,x_1) = 0$ とするには

$$A e^{-jkx_1} + B e^{-j\varphi} e^{jkx_1} = 0 \quad (2.72)$$

が成立すればよい。ここで

$$|e^{-jkx_1}| = |e^{jkx_1}| = |e^{-j\varphi}| = 1 \quad (2.73)$$

であることから、 $B \neq A$ のとき式(2.72)は成立しない。すなわち、 $B = A$ として式(2.72)を解くと

$$\varphi = 2kx_1 - \pi \quad (2.74)$$

となる。すなわち、二次音源を付加することによる $x < 0$ における音圧は

$$\begin{aligned} p_3(t, x) &= p_1(t, x) + p_2(t, x) = j\omega\rho_0 A e^{j\omega t} (e^{-jkx} - e^{jk(x-2x_1)}) \\ &= 2\omega\rho_0 A e^{j(\omega t - kx_1)} \sin k(x-x_1) \quad x < 0 \quad [\text{Pa}] \end{aligned} \quad (2.75)$$

となり、粒子速度は式(2.8)より

$$\begin{aligned} u_3(t, x) &= u_1(t, x) + u_2(t, x) = jkAe^{j\omega t} (e^{-jkx} + e^{jk(x-2x_1)}) \\ &= 2kAe^{j(\omega t - kx_1)} \cos k(x-x_1) \quad x < 0 \quad [\text{m/s}] \end{aligned} \quad (2.76)$$

となる。このとき、点 x_1 では音圧 $p_3(t, x_1)$ は常に0となるが、粒子速度 $u_3(t, x_1)$ は

$$u_3(t, x_1) = 2kAe^{j(\omega t - kx_1)} \quad [\text{m/s}] \quad (2.77)$$

となるため、点 x_1 における音響エネルギーは0とはならない。

(2) $x < 0$ における音響エネルギー密度

一般に音響エネルギー密度は

$$E(t, x) = \frac{1}{2} \rho_0 \left(u(t, x)^2 + \frac{p(t, x)^2}{\rho_0^2 c^2} \right) \quad (2.78)$$

と表される。騒音源のみのときの音響エネルギー密度は式(2.77)に式(2.3)、(2.6)を代入し、整理すると、

$$E_N = \frac{1}{2} \rho_0 k^2 A^2 \quad (2.78)$$

となり、二次音源を付加したときの音響エネルギー密度は式(2.77)に式(2.75)、(2.76)を代入し、整理すると、

$$E_{N+2nd} = \rho_0 k^2 A^2 \quad (2.79)$$

となる。すなわち、騒音源と二次音源間の任意の一点の音圧を常に0とすることができるが、音響エネルギー密度は2倍となる。

(3) Quiet Zone

次に、二次音源を付加することにより6dB以上の制御効果をもつ x の範囲について調べる。すなわち、式(2.80)のように二次音源を付加したときの音圧の大きさが、騒音源のみのときの音圧の大きさの半分以下になる x の範囲について調べる。

$$\frac{|p_1(t, x)|}{2} > |p_3(t, x)| \quad (2.80)$$

左辺は式(2.3)を代入すると

$$\frac{|p_1(t, x)|}{2} = \frac{\omega\rho_0 A}{2} \quad (2.81)$$

となり、右辺は式(2.25)を代入すると

$$|p_3(t, x)| = |2\omega\rho_0 A e^{j(\omega t - kx_1)} \sin k(x-x_1)| = 2\omega\rho_0 A \sin k(x-x_1) \quad (2.82)$$

となる。ここで、 k は

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{ただし、}\lambda\text{は波長 [m]} \quad (2.83)$$

であるから、式(2.29)に式(2.81)(2.82)(2.83)を代入し、整理すると

$$\frac{1}{4} > \sin 2\pi \frac{x-x_1}{\lambda} \quad (2.84)$$

となり、数値化すると、

$$0.04\lambda > |x-x_1| \quad (2.85)$$

となる。すなわち、1次元音場のポイントキャンセレーションではエラーセンサーの位置から1/25波長以内の範囲では6dB以上の効果がある。

3次元音場のポイントキャンセレーションでは、拡散音場の場合にはエラーセンサーの位置から半径1/7波長以内の範囲において6dB以上の効果がある⁽⁵⁾。これは、拡散音場における2点の音圧信号の相互相関係数から導かれたものである。一般の室は半拡散音場(拡散音場と自由音場の中間)であるが、その相互相関係数は拡散音場よりも大きくなるため、さらに広い範囲について制御の効果が期待できる。

2. 5 まとめ

本章では、まず音響インピーダンスを視点とすることによりANCを分類することを試みた。また、分類した各項目の原理を1次元音場を対象として統一的に論じることにより、各項目に分類されるための条件、特徴等を考察した。

以上の考察のまとめとして、1次元音場において二次音源の位置座標が $x=0$ にあり、騒音源が位置座標 x_l ($x_l < 0$)にある場合のエラーセンサーの位置 x_e 、インピーダンスを操作する位置 x_z 、インピーダンスの大きさ z 、各項目の特徴を表2-3に示す。

分類	x_e	x_z	z	特徴
インピーダンス0の境界面	$x_e > 0$	$x_z = 0$	$z = 0$	$x=0$ の位置に生じるインピーダンス0の境界面が $x < 0$ の方向からくる騒音を反射し、 $x > 0$ では音圧は0となる。
インピーダンス ∞ の境界面	$x_e > 0$	$x_z = 0$	$z = \infty$	$x=0$ の位置に生じるインピーダンス ∞ の境界面が $x < 0$ の方向からくる騒音を反射し、 $x > 0$ では音圧は0となる。
アクティブ吸音	$x_l < x_e < 0$	$x_z = 0$	$z = \rho_0 c$	二次音源は騒音源が放射する音響エネルギーを吸い込み、その音響エネルギーは二次音源の内部で熱エネルギーとして消費される。
アクティブモード制御	$x_l < x_e < 0$	$x_z = x_l$	$z = 0$	騒音源表面の音響インピーダンスを小さくすることにより、共鳴現象を抑える。
ダイポールによる放射パワーの低減	$0 < x_e$ or $x_e < x_l$	$x_z = x_l$	$z = 0$	二次音源が騒音源近傍にある場合に、両音源の放射インピーダンスを同時に小さくすることにより、放射パワーを小さくする。
ポイントキャンセレーション	$x_l < x_e < 0$	$x_z = x_e$	$z = 0$	$x < 0$ の位置に生じる音圧0の点の1/25波長の範囲において6dB以上の制御効果がある。

表2-3 各分類項目のエラーセンサーの位置、インピーダンス操作の位置と大きさ、特徴

- 1) 奥田襄介, 江端正直, "ダクト内騒音の active 制御の一般式—インピーダンスによる解析—," 音講論集, (1984.10).
- 2) M. Jessel, "Secondary sources and their energy transfer," Acoustics Letters, 4, 9, 174-179 (1981).
- 3) G. Mangiante, "Active sound absorption," J.A.S.A., 61, 6, 1516-1523 (1977).
- 4) P. A. Nelson, A. R. D. Curtis, S. J. Elliott and A. J. Bullmore, "The active minimization of harmonic enclosed sound fields, part I: theory," J.S.V., 117, 1, 1-13 (1987).
- 5) S. J. Elliott, P. Joseph, A. J. Bullmore and P. A. Nelson, "Active cancellation at a point in a pure tone diffuse sound field," J.S.V., 120, 1, 183-189 (1988).
- 6) H. G. Leventhall, "Applications for active attenuation," Proc. of INTER-NOISE 90, 1233-1236 (1990).
- 7) 浜田晴夫, 三浦種敏, "騒音のアクティブコントロールに関する現状と課題," 信学技報, EA88-25, (1988).
- 8) 西村正治, "空気音とアクティブコントロール," 日音講論, 507-508 (1990.3).
- 9) J. E. Ffowcs-Williams, "Anti-sound," R.Soc.London, A395, 63-88 (1984).
- 10) K. Kanai, M. Abe and K. Kido, "A new method of arrange an additional sound source used in active noise control," ACUSTICA, 70, 3, 258-264 (1990).
- 11) 伊勢史郎, 金井昇弘, 矢野博夫, 橋秀樹, "塀の遮音に対するアクティブ制御の試み," 音講論集, 593-594 (1989).
- 12) 伊勢史郎, 金井昇弘, 矢野博夫, 橋秀樹, "塀の遮音に対するアクティブ制御の試み," 日本騒音制御工学会講論集, 77-80 (1989).
- 13) 吉村康史, 松本健太郎, 高橋稔, 浜田晴夫, 三浦種敏, "作業環境騒音に対するアクティブノイズコントロールの適用検討 (第1報) —開口部放射音のアクティブコントロールの考察—," 音講論集, 397-398 (1990.9).
- 14) S. Mazzanti and J. Piraux, "An Experiment of active noise attenuation in three-dimensional space," Proc. of INTER-NOISE 83, 427-430 (1983).
- 15) 古家賢一, 一ノ瀬裕, "境界面音圧による音場制御について," 日音講論, 389-390 (1989.3).
- 16) 三好正人, 金田豊, "音場の逆フィルタ処理に基づく能動騒音制御," 音響学会誌, 46, 1, 3-10 (1990).
- 17) 伊勢史郎, 矢野博夫, 橋秀樹, "壁の透過音に対するアクティブ制御の実験的検討," 音講論集, 657-658 (1990).
- 18) M. Miyoshi and Y. Kaneda, "Active noise control in a reverberant three-dimensional sound-field," Proc. of INTER-NOISE 88, 983-986 (1988).

第3章 適応制御システム

3.1 概要

一般に騒音制御は空間内のある範囲における騒音を小さくすることを目的とするものである。しかし、実際にその範囲の音圧を全て感知することは不可能である。したがって、ある一点あるいは複数の点の音圧信号が小さくなるようにANCシステムのパラメータを決定しなければならない。すなわち、ANCシステムでは、まずエラーセンサーの位置のみにおけるポイントキャンセレーションを目標としてシステムのパラメータを決定する。その結果、ある範囲の騒音が小さくなることを期待するものである。エラーセンサーの位置における制御効果、および制御が有効となる範囲等は、音場の性質や音源、センサーの配置等の条件により異なってくる。本章ではANCシステムの技術的な検討をおこなう。

まず3.2ではANCシステムを概念的に把握するためにポイントキャンセレーションをシステム工学的に述べ、ANCシステムが騒音の予測システムと音場再生システムの二つシステムから構成されていることを示す。

また、ANCシステムを実用化する場合、システムを環境の変化に適応しながら動作するように設計することは極めて重要である。1つのエラーセンサーをもつANCシステムを勾配法により適応動作させる場合には、'filtered x' LMSアルゴリズムが有効であることが知られている。多チャンネルANCシステムを適応動作する場合のアルゴリズムについてはElliottらが提案した'Multiple Error LMS'アルゴリズムがある。3.3では、まず一般的によく知られている'filtered x' LMSアルゴリズムについて説明し、次に多チャンネルANCシステムに'filtered x' LMSアルゴリズムを適用することにより'Multiple Error LMS'アルゴリズムが自然に導かれることを示す。

また、前述のようにANCシステムは、まずエラーセンサーの位置のみにおけるポイントキャンセレーションを目標としてシステムのパラメータを決定する。しかし、条件によりエラーセンサーの位置でさえ騒音をキャンセルすることができない場合が生じる。これは、ノイズセンサーや二次音源の数の不足、あるいは不適切な配置、およびデジタルフィルタの係数長の不足等のような、システムの制御性能を低減させる様々な要因があるためである。したがってANCを実用化する場合には、これらの要因を明らかにし、最適なシステムを構築するための手法を確立する必要がある。そこで、3.4では、ANCシステムの制御性能がノイズセンサーによる騒音の予測性能と二次音源による音場再生の性能から決定されることを示し、それら個々の性能から制御性能を予測する方法について考案し、実験により確認する。

また、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックがある場合、システムの性能は劣化することが知られている。3.5では、適応動作に対するフィードバックの影響を実験的に調べ、ハウリングキャンセラを導入することによりそれが解決可能であることを実験的に示す。

3.2 ポイントキャンセレーションのシステム工学的アプローチ

3.2.1 最も基本的なシステム

まず、ポイントキャンセレーションの概念を述べるため、最も基本となるシステムの構成について述べる。図3-1においてエラーセンサーの位置では2方向からの音波、すなわち騒音源 (Noise Source) からの音波 $n(t)$ と二次音源 (Secondary Source) からの音波 $x(t)$ が到達する。それらの音波が干渉しあいエラーセンサーの出力信号 $e(t)$ がゼロになるように、二次音源から出力する音圧信号 $v(t)$ を決定するわけである。

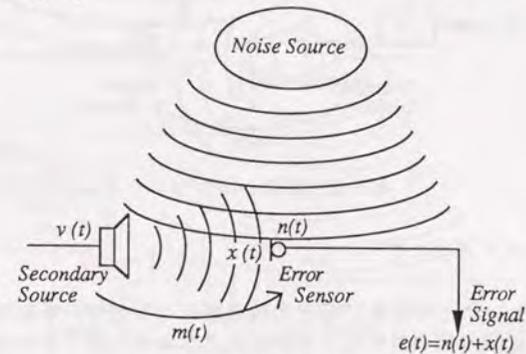


図3-1 最も基本的なシステム

ここで、二次音源からエラーセンサーへのインパルス応答を $m(t)$ とすると、

$$\begin{cases} e(t) = n(t) + x(t) \\ x(t) = v(t) \otimes m(t) \end{cases} \quad \text{但し、}\otimes\text{は畳み込み演算} \quad (3.1)$$

が成立する。したがって、 $e(t) = 0$ とするには、

$$v(t) = m^{-1}(t) \otimes (-n(t)) \quad \text{但し、}m^{-1}(t)\text{は}m(t)\text{の逆システム} \quad (3.2)$$

とすればよい。すなわち、 $n(t)$ と、 $m^{-1}(t)$ を完全に把握できれば、完全にキャンセルすることができるわけである。

3.2.2 予測、再生、逆位相システム

このように、 $n(t)$ の予測および $m^{-1}(t)$ の同定がポイントキャンセレーションの主要な動作であるといえる。すなわち、ポイントキャンセレーションは、まずエラーセンサーの位置における騒音源による音圧信号を予測し、次にその逆位相の信号を

二次音源から出力した信号によりエラーセンサーの位置において再生するものである。予測システムの伝達関数を $p(t)$ 、その出力信号を $n'(t)$ とすると、システムの構成は次のようになる。

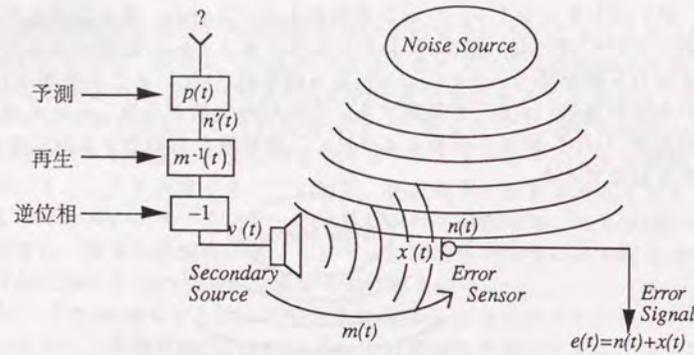


図3-2 予測+再生システム

3. 2. 3 ノイズセンサー

$n(t)$ (エラーセンサーの位置における騒音源による信号) を効率よく予測するためには、 $n(t)$ と相関の高い信号をその予測システムの入力とすればよいことは明らかである。騒音源が線型なシステムであれば、その情報源である騒音源を駆動する信号を入力すればよい。騒音源がスピーカである場合には、その駆動信号はスピーカに入力する電気信号であるため容易に得られる。しかし、実際には騒音源が機械などである場合が多く、そのような場合には騒音源が発生した音波あるいは振動を検出するセンサー、すなわち図3-3のようにノイズセンサーを設置する必要がある。

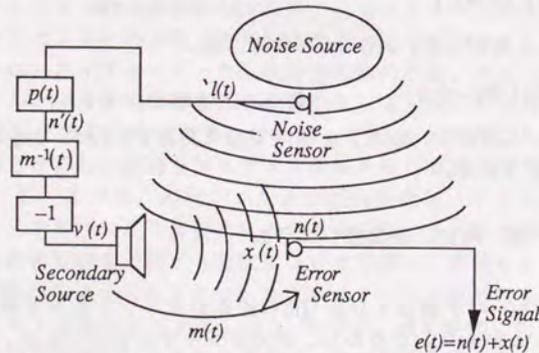


図3-3 ノイズセンサーの設置

また、 $n(t)$ と相関の高い信号をノイズセンサーから得るには、なるべく騒音源の近傍にノイズセンサーを設置したほうがよい。

3. 2. 4 FIRフィルタを用いたANCシステムのモデル化

図3-2、3のようにANCシステムは予測、再生、逆位相という3つのシステムから構成されることを示した。これら3つのシステムを1つにまとめるとIIR (無限長のインパルス応答) となることが多い。しかし、実際にANCシステムとして用いる場合には安定性を必要とするため、近似的にFIRデジタルフィルタで置き換えるものが多く、システムは図3-4のようになる。

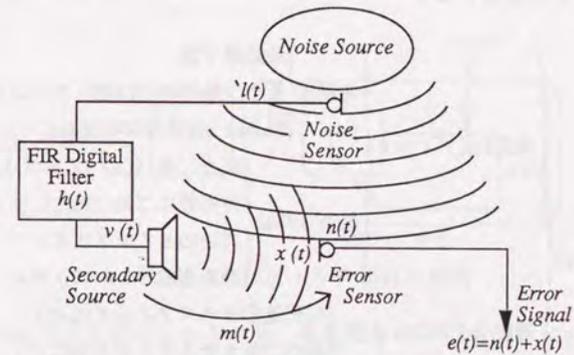


図3-4 FIRデジタルフィルタによる置き換え

これをさらに離散的にモデル化すると図3-5のようになる。

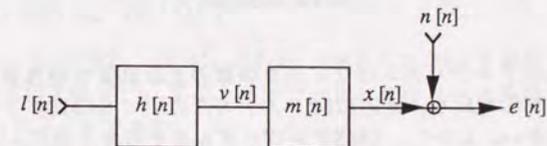


図3-5 モデル化

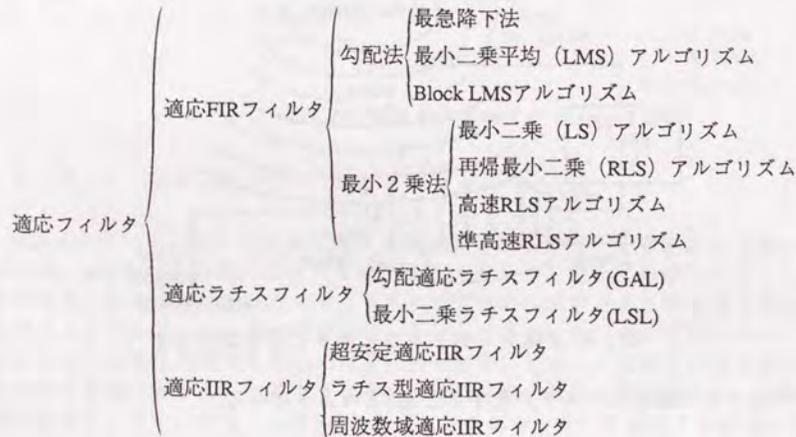
このように、ANCシステムを最適化することは、エラーセンサーの位置で音圧として現れる音響エネルギー、すなわち $e[n]$ の二乗の期待値が小さくなるように、FIRデジタルフィルタの係数 $h[n]$ を決定することである。

3. 3 適応制御システム

3. 3. 1 適応フィルタの概要

最適フィルタ理論は1940年代のWiener、Kolmogorovの研究までさかのぼるが、これに基づいた適応フィルタの研究は1950年代後半に始まり、現在広く用いられているLMS（最小二乗平均）アルゴリズムは1960年にWidrowとHopfによって提案されたものである⁽¹⁾。その後、LMSアルゴリズムは収束性、安定性、回路実現性などが解析され、現在ではLMSアルゴリズムを搭載したDSPチップも商用化され、その応用は広範囲に及んでいる。

適応フィルタを分類すると



となる⁽²⁾。LMSアルゴリズムはフィルタ係数の更新計算の演算量が比較的少ないため広く応用されており、適応ANCシステムにおいてもLMSアルゴリズムを基本とするものが多い。しかし、LMSアルゴリズムをそのまま適応ANCシステムに応用できるわけではなく、基本的には'filtered x' LMSアルゴリズム⁽³⁾を用いる。また、Elliotらはこれを拡張して多数の誤差信号を評価関数（エラーセンサーの多数化）とするMultiple Error LMSアルゴリズムを導出している⁽⁴⁾。本研究ではこれを、あるブロック長で処理を行う（Block LMSの応用）方法をとっている。

ここでは、1系統のエラーセンサーおよびFIRデジタルフィルタを含むANCシステムについて、適応フィルタ理論に基づいたLMSアルゴリズムを導入することにより、'filtered x' LMSアルゴリズムが得られ、それを多チャンネル化することにより'Multiple Error LMS'アルゴリズムが自然に導かれることを示す。

3. 3. 2 適応フィルタ理論の導入

3. 2. 4で述べたようにシステムの最適化はFIRデジタルフィルタの係数 $h[n]$ を決めることに帰着する。 $h[n]$ を決める方法はいくつかあるが、ここでは適応フィルタ理論を用いる。

まず、図3-1~5においてANCシステムの性能を決める評価尺度を

$$J = E[e[n]^2] \quad \text{但し } E[\cdot] \text{ は期待値} \quad (3.3)$$

とする。エラーセンサーの位置における音圧レベルを小さくするには、 J が最小となるデジタルフィルタの係数 $h[n]$ を決めればよい。ここで、図3-6のように図3-5の $h[n]$ と $m[n]$ をいれかえることにより、適応フィルタ理論を採用することができる。

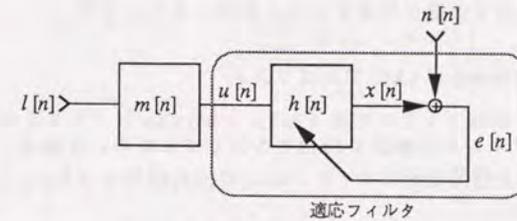


図3-6 適応フィルタ理論の採用

ここで J は $h[n]$ の2次形式となるから、勾配法や最小二乗法などを用いて最適な係数を探索することができる。現在ANCで使用されているアルゴリズムは前者の勾配法である。これは1回の更新に必要な計算量が少ないためである。勾配法の係数更新の再帰式は次のように表される。

$$h_{k+1} = h_k - \mu f(h_k, e_k, u_k) \quad (3.4)$$

ここで h_k 、 e_k 、 u_k は $h[i]$ 、 $e[k-i]$ 、 $u[k-i]$ 、 $i = 0, 1, \dots, N-1$ を要素とするベクトル、 k は係数更新の回数を表す⁽²⁾。また、スカラー量 μ はフィルタ係数を更新する大きさを制御するパラメータである。

アルゴリズム	勾配ベクトル $f()$
最急降下法	$E[e[n] \cdot u_n]$
LMS (最小二乗平均)	$e[n] \cdot u_n$
ブロックLMS	$\sum_{i=0}^L e[n-i] \cdot u_{n-i}$

ただし、 $u_n = [u[n], u[n-1], \dots, u[n-L_h+1]]^T$ 、 L_h はフィルタの係数長である。

表3.1 各アルゴリズムの勾配ベクトル

勾配法は最急降下法、LMS（最小二乗平均）、ブロックLMSなどのアルゴリズムにわけられ、各勾配ベクトル $f()$ は表3.1のように表される。

このように勾配法による適応フィルタの更新はフィルタへの入力信号と誤差信号の相互相関関数を測定しなければならない。しかし、実際には正確な測定は不可能であり、勾配ベクトルはブロックLMSのように有限個の入力データサンプルから推定しなければならないため、誤差を含んでいる。したがって、入手されるデータから勾配ベクトルを推定するアルゴリズムが必要である。LMSアルゴリズムは勾配ベクトルの瞬時推定値を利用するものであり、ステップサイズパラメータ μ が

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \quad (3.5)$$

ただし、 λ_{max} は入力信号 $u[n]$ の自己相関行列の最大固有値を満たせばフィルタ係数は収束することが知られている⁽⁶⁾。

3. 3. 3 'filtered x' LMSアルゴリズム

図3-6の適応フィルタの部分にLMSアルゴリズムを用いる場合、図3-7のように適応フィルタの入力信号 $u[n]$ はフィルタ $m[n]$ の出力信号となる。

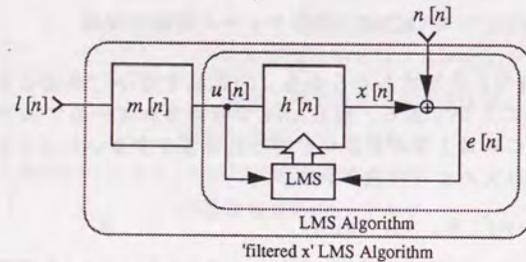


図3-7 LMSアルゴリズム

フィルタ $m[n]$ の係数長を L_m とすると

$$u[n] = l[n] \otimes m[n] = \sum_{i=0}^{L_m} l[n-i] \cdot m[i] \quad (3.6)$$

となる。したがって、フィルタ係数の更新（式(3.4)）は表3.1の勾配ベクトルおよび式(3.6)を代入しベクトルを展開すると

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} h^{k+1}[0] \\ h^{k+1}[1] \\ \vdots \\ h^{k+1}[L_h-1] \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h^k[0] \\ h^k[1] \\ \vdots \\ h^k[L_h-1] \end{pmatrix} - \mu \cdot e[n] \cdot \begin{pmatrix} u[n] \\ u[n-1] \\ \vdots \\ u[n-L_h+1] \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h^k[0] \\ h^k[1] \\ \vdots \\ h^k[L_h-1] \end{pmatrix} - \mu \cdot e[n] \cdot \begin{pmatrix} \sum_{i=0}^{L_m} l[n-i] \cdot m[i] \\ \sum_{i=0}^{L_m} l[n-1-i] \cdot m[i] \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{L_m} l[n-L_h+1-i] \cdot m[i] \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.7)$$

となる。このアルゴリズムは'filtered x' LMSアルゴリズムと呼ばれるものである。

3. 3. 4 適応ANCシステム

実際には図3-6のように、音響系 $m[n]$ とデジタルフィルタ $h[n]$ を入れ換えることはできない。そこで、あらかじめ $m[n]$ すなわち二次音源からエラーセンサーへのインパルス応答を測定しなければならない。したがって図3-4に式3-7のアルゴリズムを用いると図3-8のようになる。

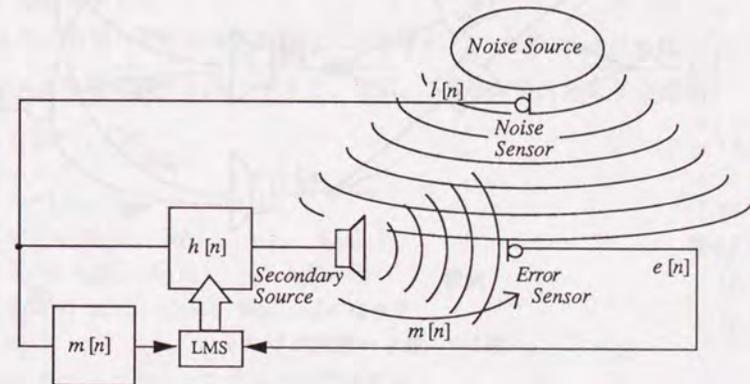


図3-8 適応ANCシステム

3. 3. 5 多チャンネル適応ANCシステム

前述のように、通常のANCシステムはポイントキャンセレーションに基づくものであり、広範囲を制御するためには複数点のポイントキャンセレーションを行うことが当然考えられる。すなわち、その場合には複数のエラーセンサーが必要となる。また、エラーセンサーの位置における騒音による音圧信号が既知信号の場合、理論的には二次音源の数をエラーセンサーの数より多くすることにより、エラーセンサーの位置における騒音を完全にキャンセルすることが可能であることが知られている⁽⁵⁾。すなわち、複数点のポイントキャンセレーションを行うには、複数の二次音源も必要となる。しかし、実際にはエラーセンサーの位置における騒音による音圧信号は既知信号ではないため、予測しなければならない。その予測性能を高めるためには複数のノイズセンサーも必要となる。

このように、ANCシステムの性能を上げるには複数のエラーセンサー、ノイズセンサー、二次音源が必要となるわけである。ここでは多チャンネルANCシステムを適応化する場合のフィルタ更新式を導く。結果的にはElliottらが導いた'Multiple Error LMS'アルゴリズム⁽⁴⁾と同じものが得られる。

(1) システムの構成

多チャンネル適応ANCシステムの構成を図3-9に示す。

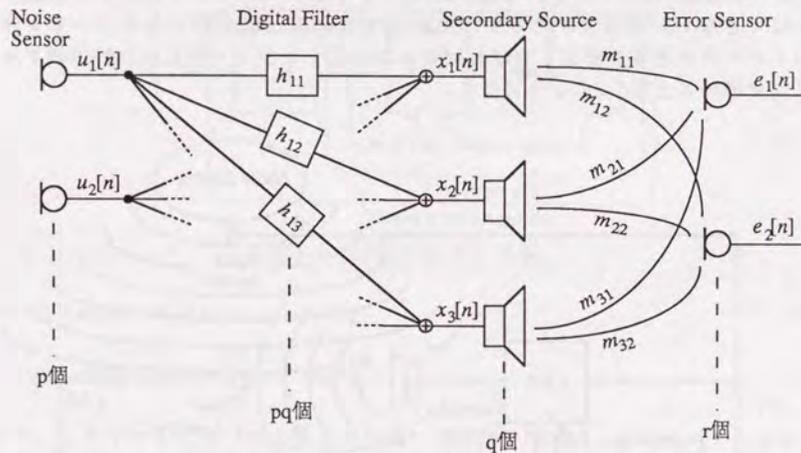


図3-9 最も一般的なシステム

この多チャンネルANCシステムは、 p 個のノイズセンサー、 q 個の二次音源、 r 個のエラーセンサーより構成される。 i 番目のノイズセンサーの出力信号を $u_i[n]$ 、 j 番目の二次音源への入力信号を $x_j[n]$ 、 k 番目のエラーセンサーの出力信号を $e_k[n]$ とする。 i 番目のノイズセンサーと j 番目の二次音源を接続するFIRデジタルフィルタのインパルス応答を $h_{ij}[l]$ とすると、デジタルフィルタの数は pq 個となる。また、 j 番目の二次音源から k 番目のエラーセンサーへのインパルス応答を $m_{jk}[n]$ とすると、インパルス応答の数は qr 個となる。

(2) 更新式

このシステムではすべてのエラーセンサーの出力信号のエネルギー和を小さくすることを目標としている。したがって、その評価関数 J は

$$J = E \left[\sum_{k=1}^r e_k^2[n] \right] \quad E[\cdot] \text{は期待値} \quad (3.8)$$

となり、 J を最小にするシステムを構成すれば良い。ここで、可変となるパラメータはデジタルフィルタの係数 $h_{ij}[l]$ のみである。

勾配法を用いる場合は、評価関数 J を各フィルタの各係数 $h_{ij}[l]$ で微分し、その値に小さな定数(ステップサイズパラメータ μ)を乗じたものをその係数 $h_{ij}[l]$ に累積減算する。更新回数 n 回目の係数を $h_{ij}^n[l]$ とすると、 $n+1$ 回目の更新式は

$$h_{ij}^{n+1}[l] = h_{ij}^n[l] - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J}{\partial h_{ij}^n[l]} \quad (i=1 \sim p, j=1 \sim q, l=1 \sim L_h) \quad (3.9)$$

となる。

(3) 勾配ベクトル

式(3.9)の勾配ベクトル $\partial J / \partial h_{ij}^n[l]$ について解く。二次音源からエラーセンサーへのインパルス応答の長さを L_m とすると、まず、二次音源の出力信号 $x_j[n]$ は

$$x_j[n] = \tilde{h}_j \tilde{u}[n] \quad (3.10)$$

但し、

$$\tilde{h}_j = (\tilde{h}_{1j}, \tilde{h}_{2j}, \dots, \tilde{h}_{pj}) \quad (3.11)$$

$$\tilde{u}[n] = (\tilde{u}_1[n], \tilde{u}_2[n], \dots, \tilde{u}_p[n])^T \quad (3.12)$$

$$\tilde{h}_{ij} = (h_{ij}[0], h_{ij}[1], \dots, h_{ij}[L_h-1]) \quad (3.13)$$

$$\tilde{u}_i[n] = (u_i[n], u_i[n-1], \dots, u_i[n-L_h+1])^T \quad (3.14)$$

$$(i=1 \sim p, j=1 \sim q)$$

となる。また、エラーセンサーの出力信号は

$$e_k[n] = \tilde{m}_k \tilde{x}[n] + v_k[n] \quad (3.15)$$

但し、

$$\tilde{m}_k = (\bar{m}_{1k}, \bar{m}_{2k}, \dots, \bar{m}_{qk}) \quad (3.16)$$

$$\tilde{x}[n] = (\bar{x}_1[n], \bar{x}_2[n], \dots, \bar{x}_q[n])^T \quad (3.17)$$

$$\bar{m}_{jk} = (m_{jk}[0], m_{jk}[1], \dots, m_{jk}[L_m-1]) \quad (3.18)$$

$$\bar{x}_k[n] = (x_k[n], x_k[n-1], \dots, x_k[n-L_m+1])^T \quad (3.19)$$

$v_k[n]$: 騒音源による (二次音源から出力していないときの) エラーセンサーの出力信号
($k=1 \sim r$)

となる。ここで勾配ベクトルに式(3.8)を代入すると

$$\frac{\partial J}{\partial h_{ij}^*[l]} = \frac{\partial \left(E \left[\sum_{k=1}^r e_k^2[n] \right] \right)}{\partial h_{ij}^*[l]} = E \left[\sum_{k=1}^r \frac{\partial (e_k^2[n])}{\partial h_{ij}^*[l]} \right] = E \left[\sum_{k=1}^r 2e_k[n] \cdot \frac{\partial e_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} \right] \quad (3.20)$$

となる。すなわち $i=1 \sim p, j=1 \sim q, l=1 \sim L_h$ について $\frac{\partial e_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]}$ を解けば良い。したがって、

式(3.15)(3.17)(3.19)(3.10)を $h_{ij}[l]$ で微分すると、

$$\frac{\partial e_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} = \tilde{m}_k \cdot \frac{\partial \tilde{x}[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} \quad (3.15)'$$

$$\frac{\partial \tilde{x}[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} = \left(\frac{\partial \bar{x}_1[n]}{\partial h_{ij}^*[l]}, \frac{\partial \bar{x}_2[n]}{\partial h_{ij}^*[l]}, \dots, \frac{\partial \bar{x}_q[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} \right)^T \quad (3.17)'$$

$$\frac{\partial \bar{x}_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} = \left(\frac{\partial x_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]}, \frac{\partial x_k[n-1]}{\partial h_{ij}^*[l]}, \dots, \frac{\partial x_k[n-L_m+1]}{\partial h_{ij}^*[l]} \right)^T \quad (3.19)'$$

$$\frac{\partial x_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} = \begin{cases} u_k[n-l] & j=k \\ 0 & j \neq k \end{cases} \quad (3.10)'$$

となり、式(3.10)'を式(3.19)'に代入すると

$$\frac{\partial \bar{x}_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} = \begin{cases} \hat{u}_i[n] & j=k \\ 0 & j \neq k \end{cases} \quad (3.21)$$

但し、

$$\hat{u}_i[n] = (u_i[n-1], u_i[n-1-1], \dots, u_i[n-1-(L_m-1)])^T \quad (3.22)$$

となる。式(3.16)(3.17)(3.21)を式(3.15)'に代入し、さらに式(3.18)(3.22)を代入すると

$$\frac{\partial e_k[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} = \tilde{m}_k \cdot \frac{\partial \tilde{x}[n]}{\partial h_{ij}^*[l]} = \bar{m}_{jk} \cdot \hat{u}_i[n] = \sum_{i=0}^{L_m-1} m_{jk}[i] \cdot u_i[n-l-i] = u_i[n-l] \otimes m_{jk} \quad (3.23)$$

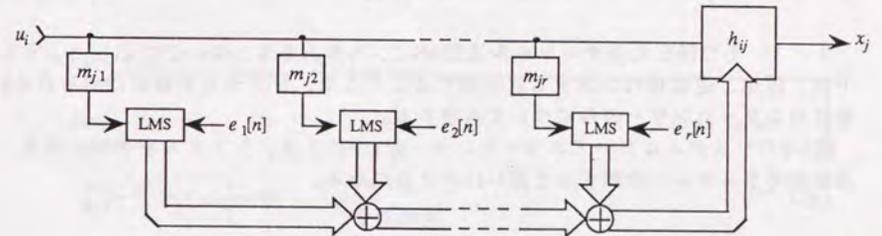
ただし、 \otimes は畳み込み演算となり、勾配ベクトルは式(3.20)(3.23)より

$$\frac{\partial J}{\partial h_{ij}^*[l]} = 2 \cdot E \left[\sum_{k=1}^r e_k[n] \cdot (u_i[n-l] \otimes m_{jk}) \right] \quad (3.24)$$

となる。すなわち、フィルタ係数の更新式(3.2)は式(3.24)を代入すると

$$h_{ij}^{n+1}[l] = h_{ij}^n[l] - \mu \cdot E \left[\sum_{k=1}^r e_k[n] \cdot (u_i[n-l] \otimes m_{jk}) \right] \quad (3.25)$$

となる。式(3.25)を図3-7のようにブロック図で表すと以下のとおりである。



ただし $i=1 \sim p, j=1 \sim q$
図3-10 式(3.25)のブロック図

(4) 多チャンネル 'filtered x' Block LMS アルゴリズム

ここで $E[\cdot]$ はエラー信号が定常なエルゴード過程であれば、時間平均値になおすことができ、評価関数 $J[n]$ は

$$J = \sum_{i=0}^s \left[\sum_{k=1}^r e_k^2[n-i] \right] \quad (3.26)$$

となり、更新式は

$$h_{ij}^{n+1}[l] = h_{ij}^n[l] - \mu \cdot \sum_{i=0}^s \left[\sum_{k=1}^r e_k[n-i] \cdot (u_i[n-l-i] \otimes m_{jk}) \right] \quad (3.27)$$

となる。本来 $s \rightarrow \infty$ とするべきだが、工学的には不可能であるため、観測可能な有限の値をとる。式(3.27)はElliotらが導いたMultiple Error LMSアルゴリズムと同じものである。

3. 4 制御性能の予測

通常のANCシステムはポイントキャンセレーションに基づくものであり、システムの性能を高めるには複数のエラーセンサー、ノイズセンサー、二次音源を必要とすることは前に述べた。しかし、実用段階において最適なシステムを構成するためには、音場の性質、各センサーや二次音源の数あるいは配置等によるANCシステムの性能の限界を把握する必要がある。ここでは二次音源からノイズセンサーへのフィードバックによる影響が無視できる場合、ANCシステムの性能をノイズセンサーによる騒音の予測性能と二次音源による音場再生の性能に分割する。それに基づいて、それら個々の性能からANCシステムの制御性能の限界を予測する方法について検討し、実験により確認する。

3. 4. 1 多チャンネルANCシステムの分割

3. 3. 5で示した多チャンネル適応ANCシステムを3. 2. 2で示したような予測、再生、逆位相のシステムに分割する。ここで、システムを簡単にするためk番目のエラーセンサーのみについて考察する。

図3-9のシステムにおいてエラーセンサーが1つのとき、システムを予測、再生、逆位相のシステムに分割すると図3-11のようになる。

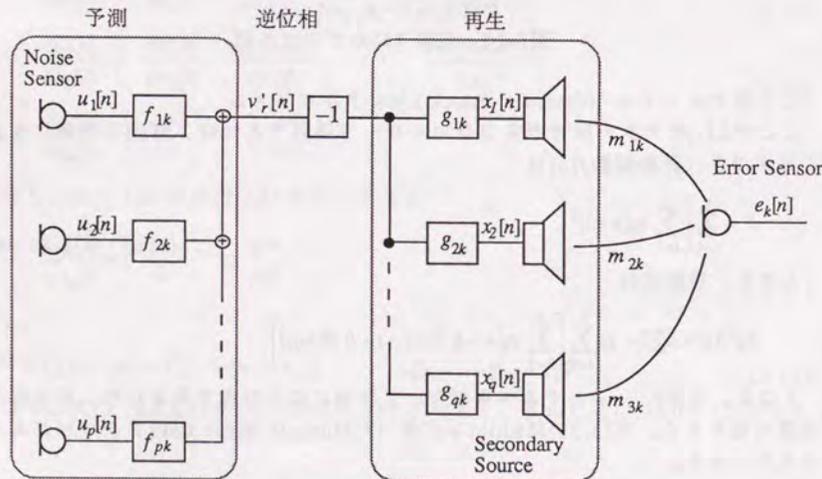


図3-11 多チャンネル適応ANCシステムの分割

ここで、図3-9における h_{ij} ($i=1\sim p, j=1\sim q$) について

$$h_{ij} = f_{ik} (-1) g_{jk} \quad (3.28)$$

がなりたつ。エラーセンサーが複数になる場合、例えばエラーセンサーが r 個となる場合は図3-11のシステムは $k=1\sim r$ について重なるため、

$$h_{ij} = \sum_{k=1}^r f_{ik} (-1) g_{jk} = -1 \cdot \sum_{k=1}^r f_{ik} g_{jk} \quad (3.29)$$

となる。

3. 4. 2 予測システムの性能

図3-11において予測システムだけに注目する。 p 個のノイズセンサーの出力信号 $u_i[n]$ から r 番目のエラーセンサーの出力信号 $v_r[n]$ を予測するシステムは図3-12のようになる。

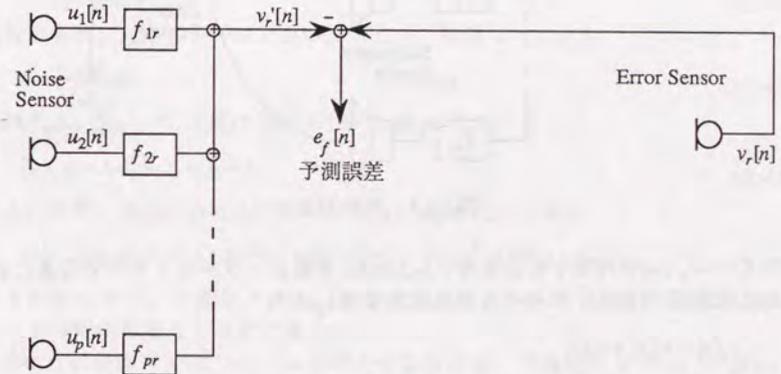


図3-12 予測システム

ここで $v_r[n]$ は騒音源のみによるエラーセンサーの位置における信号、 $v_r'[n]$ はその予測信号である。このとき予測誤差信号 $e_f[n]$ は

$$e_f[n] = v_r[n] - v_r'[n] \quad (3.30)$$

となる。また、予測システムの性能は

$$J_f = \frac{E[e_f[n]^2]}{E[v_r[n]^2]} \quad (3.31)$$

であらわされ、 J_f は小さいほど良い。ここで、予測誤差レベル L_f を

$$L_f = 10 \log J_f \quad [\text{dB}] \quad (3.32)$$

と定義する。

3. 4. 3 再生システムの性能

次に図3-11において再生システムだけを注目する。 q 個のスピーカにより r 番目のエラーセンサーの位置において音場を再生するシステムは図3-13のようになる。

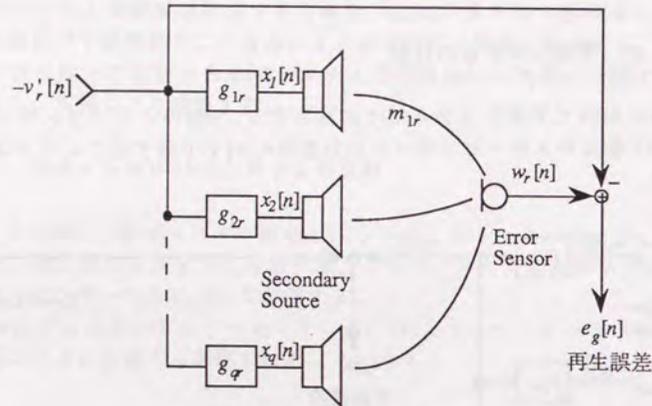


図3-13 再生システム

ここで $-v_r'[n]$ は再生する元信号、 $w_r[n]$ は r 番目のエラーセンサーの位置において再生した信号である。このとき再生誤差信号 $e_g[n]$ は

$$e_g[n] = w_r[n] + v_r'[n] \quad (3.33)$$

となる。ところで、この再生システムは1入力1出力系である。したがって、このシステムのインパルス応答を \hat{e}_g とすると、再生誤差信号 $e_g[n]$ は

$$e_g[n] = \hat{e}_g \cdot (-v_r'[n]) \quad (3.34)$$

となる。また、再生システムの性能は、

$$J_g = \frac{E[e_g[n]^2]}{E[v_r'[n]^2]} = \frac{E[(\hat{e}_g \cdot (-v_r'[n]))^2]}{E[v_r'[n]^2]} = E[\hat{e}_g^2] \quad (3.35)$$

であらわされ、 J_g は小さいほど良い。ここで、再生誤差レベル L_g を

$$L_g = 10 \log J_g = 10 \log E[\hat{e}_g^2] \quad [\text{dB}] \quad (3.36)$$

と定義する。

3. 4. 4 制御システムの性能

二次音源からノイズセンサーへのフィードバックによる影響が無視できる場合、前述の予測システムと再生システムを合成したときのエラーセンサーからの出力信号 $e_r[n]$ は

$$e_r[n] = v_r[n] + w_r[n] \quad (3.37)$$

となる。式(3.30)(3.33)(3.34)(3.37)から $w_r[n]$ および $v_r'[n]$ を消去してまとめると、

$$e_r[n] = e_f[n] + \hat{e}_g \cdot (e_f[n] - v_r[n]) \quad (3.38)$$

となる。ここで $e_f[n]$ 、 \hat{e}_g 、 $v_r[n]$ は互いに無相関であるから、

$$E[e_r[n]^2] = E[e_f[n]^2] + E[\hat{e}_g^2] \cdot E[e_f[n]^2] + E[\hat{e}_g^2] \cdot E[v_r[n]^2] \quad (3.39)$$

が成り立つ。また、図3-11のシステムについて、ANCの性能は

$$J_r = \frac{E[e_r[n]^2]}{E[v_r[n]^2]} \quad (3.40)$$

であらわされ、 J_r は小さいほど良い。ここで、制御レベル L_r を

$$L_r = -10 \log J_r \quad [\text{dB}] \quad (3.41)$$

と定義する。式(3.40)に式(3.39)(3.29)(3.35)を代入すると

$$J_r = J_f + J_f J_g + J_g \equiv J_f + J_g \quad (3.42)$$

となる。また、式(3.41)に式(3.42)(3.32)(3.36)を代入すると

$$L_r = -10 \log(10^{L_f/10} + 10^{L_g/10} + 10^{(L_f+L_g)/10}) \equiv -10 \log(10^{L_f/10} + 10^{L_g/10}) \quad (3.43)$$

となる。すなわち、予測システム、および再生システムの性能から全体的なANCシステムの性能を知ることができる。

このように実際にANCシステムを導入する際には、予測誤差レベル L_f 、および再生誤差レベル L_g を測定することにより、予測誤差レベルが大きければノイズセンサーを、再生誤差レベルが大きければ二次音源を増やすことにより、全体的な性能を効率よく高めることができる。

3. 4. 5 無響室における実験

前述の理論を用いて、条件が違う2つのケースについてANCシステムの制御性能を予測および再生誤差レベルから求め、実際に適応制御したときの性能と比較する。ただし、ノイズセンサー、二次音源、エラーセンサーは各1つずつ(図3-9の $(p, q, r)=(1, 1, 1)$)とした。

(1) 測定方法

図3-14のような測定システムを用いて、式(3.32)で表される予測誤差レベル、および式(3.36)で表される再生誤差レベルを測定し、式(3.43)を計算する。予測システムおよび再生システムは1chであるためハードウェアに内蔵されたLMSアルゴリズムを用いて同定することができる。

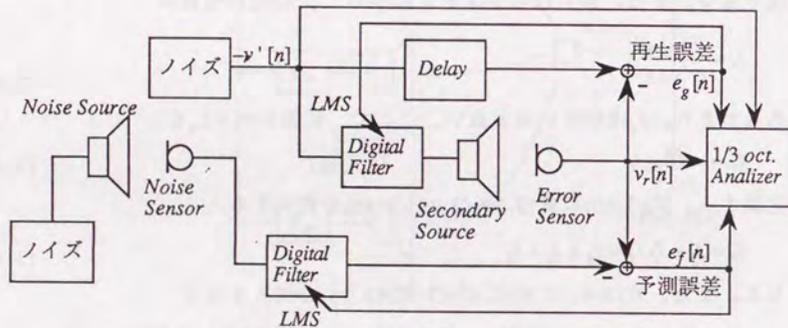


図3-14 予測、再生誤差の測定システム

また、図3-15のようなシステムを用いて適応制御を行い、その制御誤差レベルと計算結果を比較する。

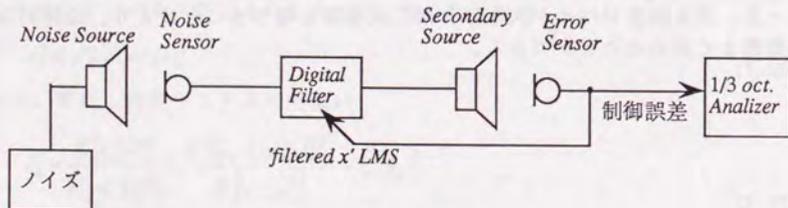


図3-15 適応ANCシステム

(2) 実験条件

無響室内で各センサー、および音源を図3-16のように配置する。

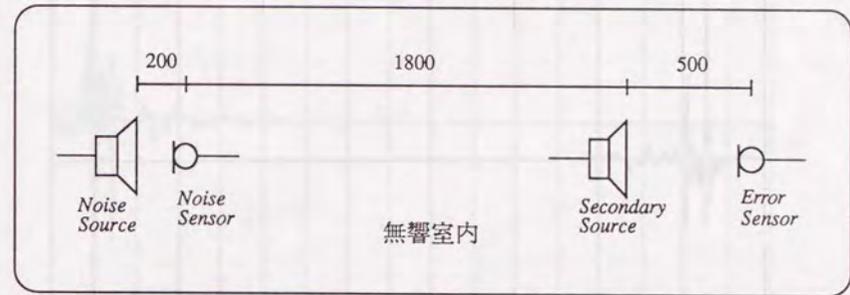


図3-16 各センサー、音源の配置

まず、二次音源からエラーセンサーへのインパルス応答を図3-17に示す。

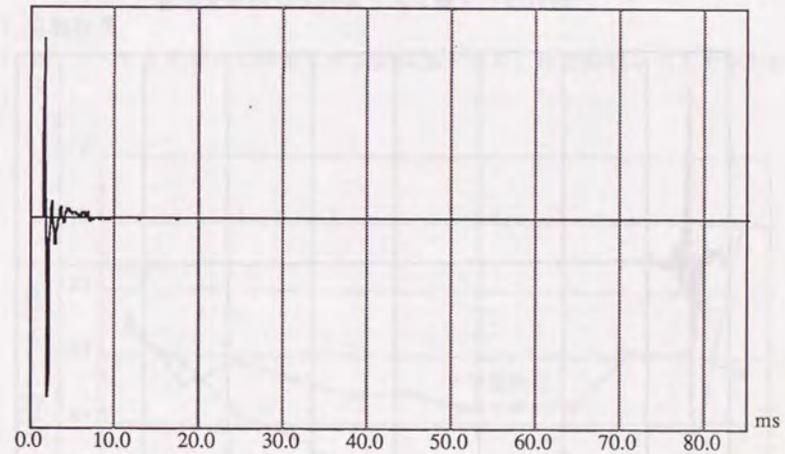


図3-17 二次音源からエラーセンサーへのインパルス応答

次に、図3-14のシステムを用いて同定した予測システム、および再生システムのインパルス応答を図3-18、9に示す。

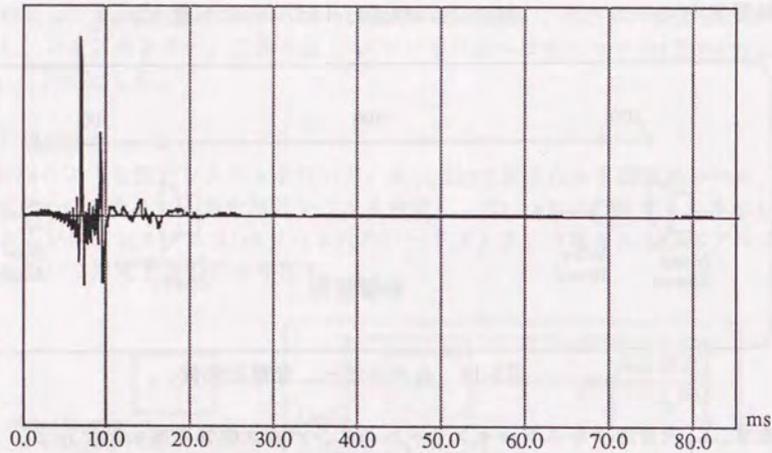


図3-18 予測システムのインパルス応答

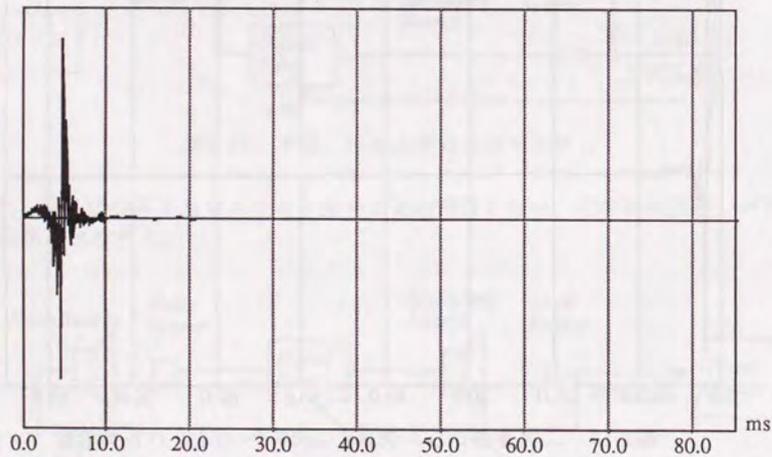


図3-19 再生システムのインパルス応答

また、式(3.28)より求めたANCシステムのインパルス応答を図3-20に示す。

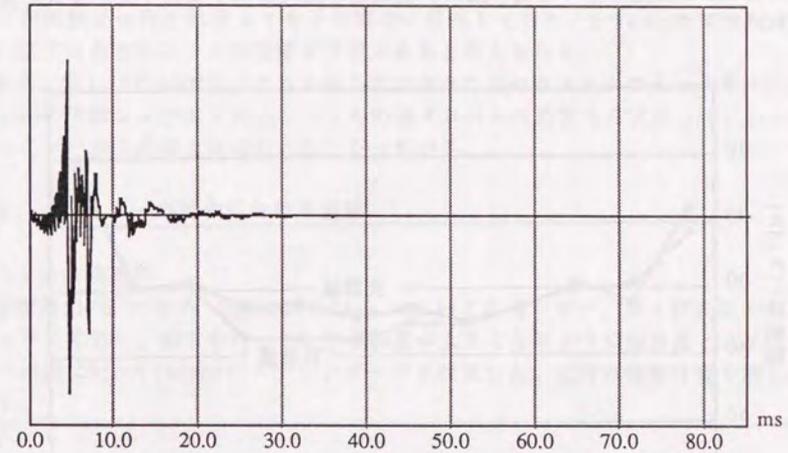


図3-20 計算したANCシステムのインパルス応答

(3) 実験結果

図3-14のシステムを用いて測定した予測誤差レベル、再生誤差レベルを図3-21に示す。

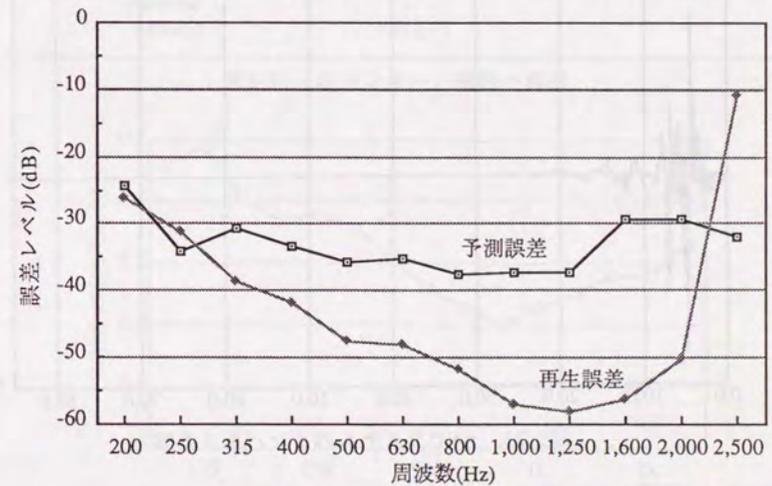


図3-21 各誤差レベル

また、図3-15のシステムを用いて測定した制御誤差レベル、および式(3.43)より計算した制御誤差レベルを図3-22に、収束後のANCシステムのインパルス応答を図3-23に示す。

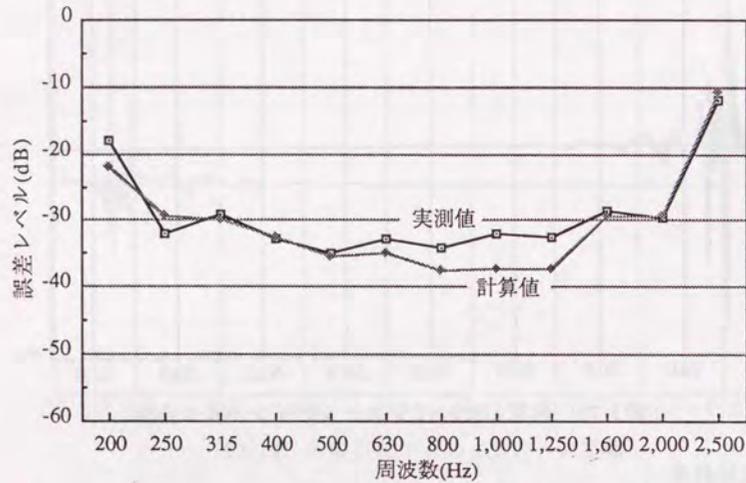


図3-22 制御誤差レベル

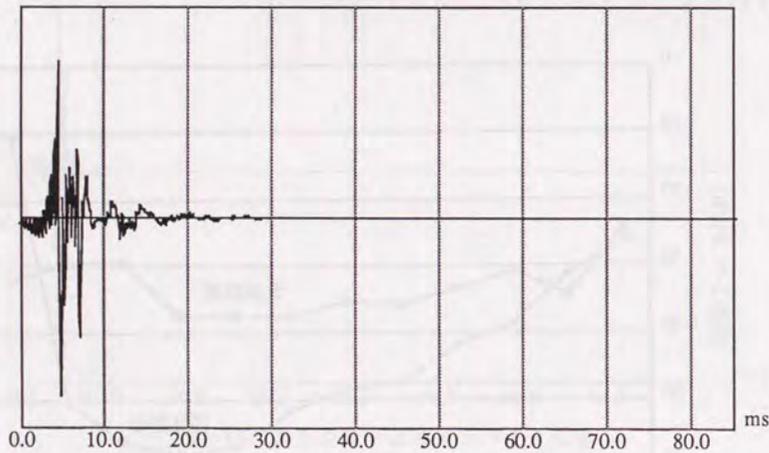


図3-23 ANCシステムのインパルス応答

図3-22の実測値と計算値は傾向としてはよく一致する。しかし、630~1250Hzの帯域における制御誤差レベルは実測値の方が数dB小さい。これは、式(3.42)により

制御誤差レベルを計算する方法では、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックを無視しているためと考えられる。また、この音場では2kHz以下の帯域において制御誤差は再生誤差よりも予測誤差に依存しており、2.5kHzにおける制御性能の低下は再生システムの性能が原因であると考えられる。

また、図3-23のANCシステムを適応収束させた後のシステムのインパルス応答は、図3-20の予測システムと再生システムの各インパルス応答から式(3.28)により計算したインパルス応答とほぼ同じ形となっている。

3.4.6 一般室内における実験

(1) 実験条件

室容積122m³の室内 (RT500=0.26s) において各センサー、および音源を図3-24のように配置し、測定を行った。予測誤差が大きくなるように騒音源とノイズセンサーの間に250×300mmのスチレンボードを設置した。室内の残響時間を図3-25に示す。

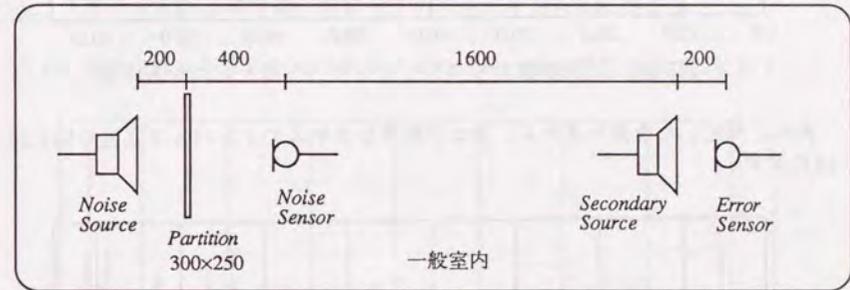


図3-24 各センサー、音源の配置

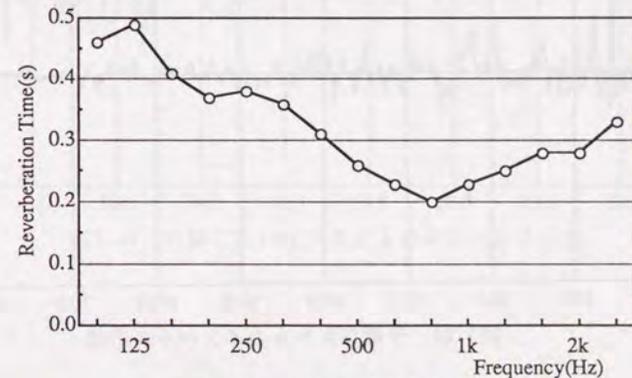


図3-25 一般室内の残響時間

まず、二次音源からエラーセンサーへのインパルス応答を図3-26に示す。

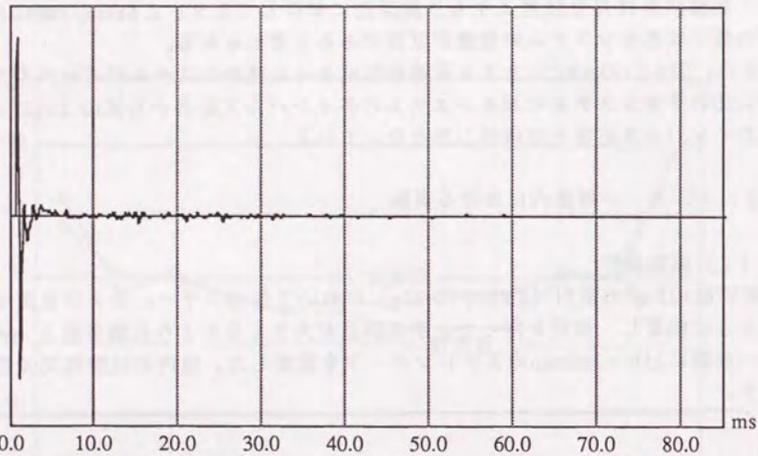


図3-26 二次音源からエラーセンサーへのインパルス応答

次に、同定した予測システム、および再生システムのインパルス応答を図3-27、28に示す。

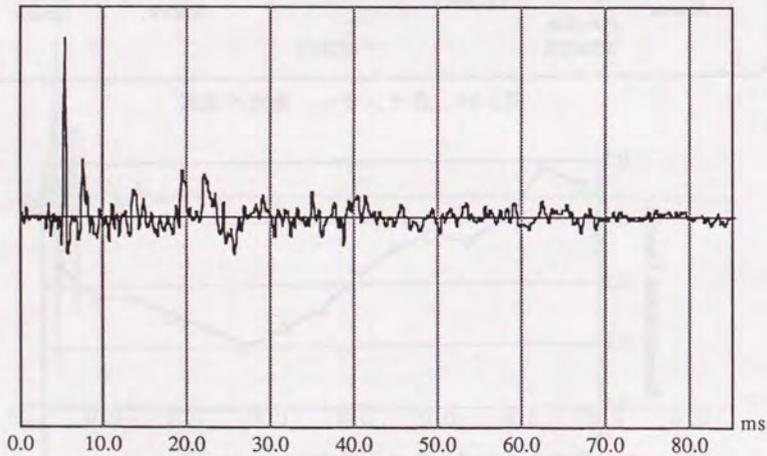


図3-27 予測システムのインパルス応答

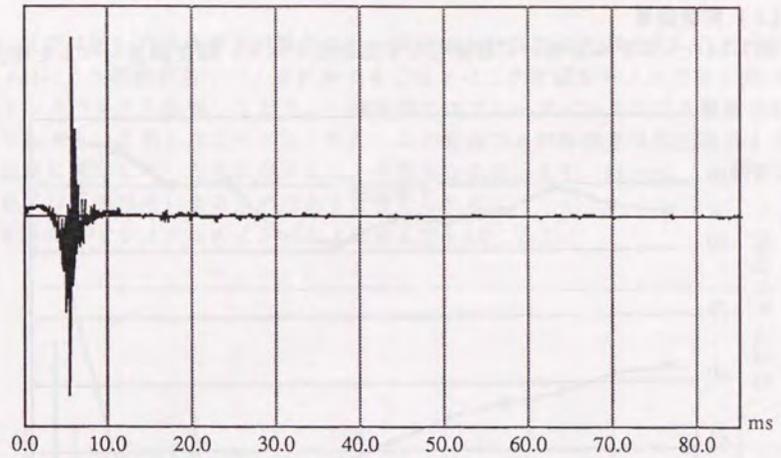


図3-28 再生システムのインパルス応答

また、式(3.28)より求めたANCシステムのインパルス応答を図3-29に示す。

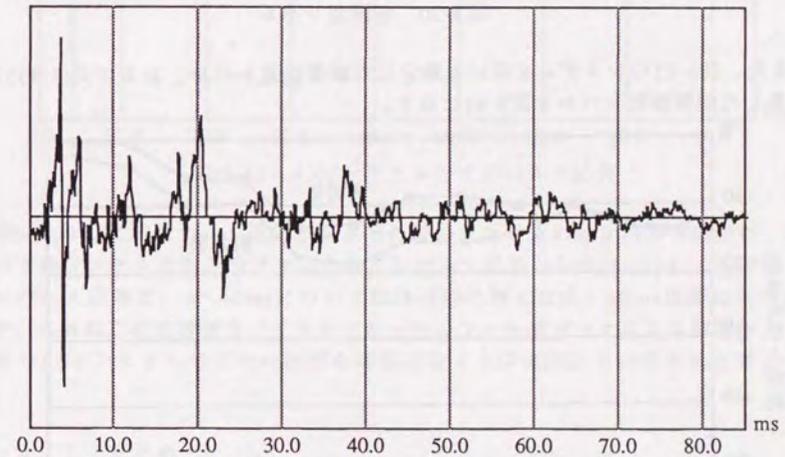


図3-29 計算したANCシステムのインパルス応答

(2) 実験結果

図3-14のシステムを用いて測定した予測誤差レベル、再生誤差レベルを図3-30に示す。

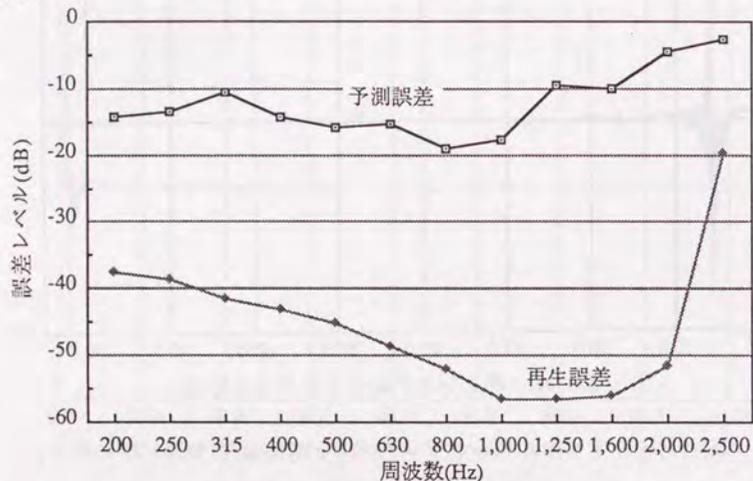


図3-30 各誤差レベル

また、図3-15のシステムを用いて測定した制御誤差レベル、および式(3.43)より計算した制御誤差レベルを図3-31に示す。

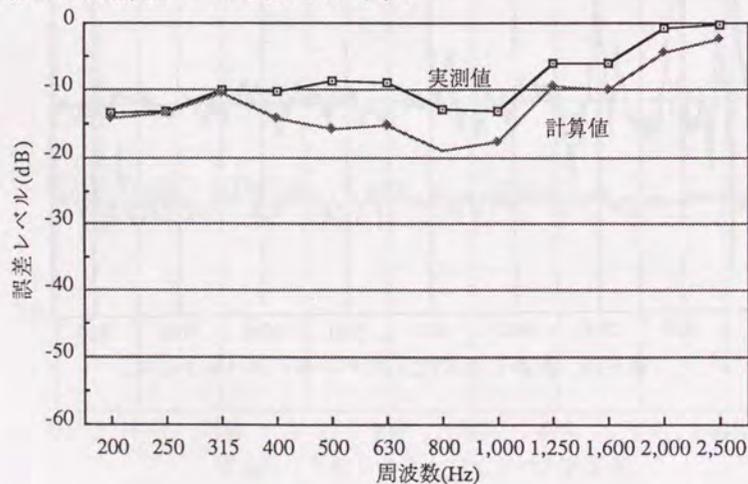


図3-31 制御誤差レベル

図3-31では図3-22の無響室の場合よりも実測値と計算値の差が大きい。これは、式(3.42)により制御誤差レベルを計算する方法では二次音源からノイズセンサーへのフィードバックを無視しており、一般室内ではフィードバックによる影響が無響室よりも大きいと考えられる。また、この音場でも制御誤差は再生誤差よりも予測誤差に依存している傾向があることが認められる。また、1kHz以上の制御性能の低下は予測誤差によるものであると考えられる。

収束後のANCシステムのインパルス応答を図3-32に示す。

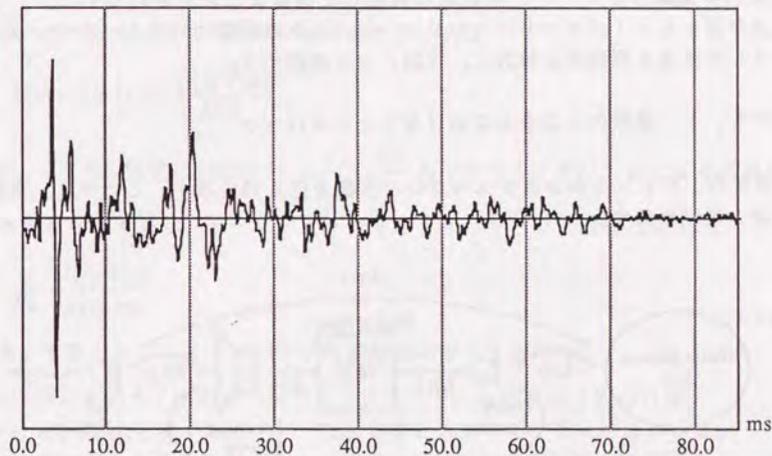


図3-32 ANCシステムのインパルス応答

図3-32のANCシステムを適応収束させた後のシステムのインパルス応答は、図3-29の予測システムと再生システムの各インパルス応答から式(3.28)により計算したインパルス応答と、0~40msについてはほぼ同じ形となる。40ms以降は形が異なるが、これは二次音源からノイズセンサーへのフィードバックによる影響が大きく、実際のANCシステムではその影響を補正するように適応しているためと考えられる。

3.4.7 まとめ

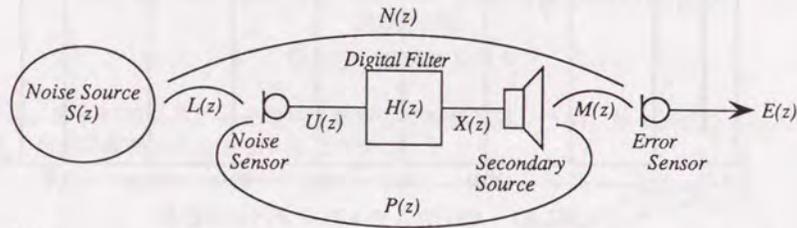
二次音源からノイズセンサーへのフィードバックによる影響が無視できる場合、その制御性能は予測性能と再生性能から計算した結果とよく一致する。フィードバックによる影響が無視できない場合、制御性能はその計算結果よりも低下する傾向があるが、その音場における制御性能の限界をある程度把握することは可能である。

3. 5 フィードバックの影響

同一閉空間内にノイズセンサー、二次音源がある場合、適応過程において制御誤差レベルの収束が遅れる傾向がある。これは、二次音源からノイズセンサーへの帰還量が大きいときに起こる。特にアクティブモード制御、アクティブ無反射端等ではその帰還量は大きくハウリングを生じることがある。そこで、制御システムにハウリングキャンセラを導入することが考えられる。この考え方については既に提案している文献もあるが⁽⁷⁾、実験的に確認した例はまだ報告されていない。そこで、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックの影響に対するハウリングキャンセラの有効性を理論的に検討し、実験により確認する。

3. 5. 1 通常のシステムにおけるフィードバック

通常の1チャンネルシステムのブロック図を図3-33に示す。ここでは、各伝達関数はz領域で表す。



ただし、

- $S(z)$: 騒音源信号
- $U(z)$: ノイズセンサーの出力信号
- $X(z)$: 二次音源への入力信号
- $E(z)$: エラーセンサーの出力信号
- $L(z)$: 騒音源・ノイズセンサー間の伝達関数
- $M(z)$: 二次音源・エラーセンサー間の伝達関数
- $N(z)$: 騒音源・エラーセンサー間の伝達関数
- $P(z)$: 二次音源・ノイズセンサー間の伝達関数
- $H(z)$: デジタルフィルタの伝達関数

図3-33 通常の1チャンネルシステム

このとき、各伝達関数および信号について

$$\begin{cases} E(z) = S(z) N(z) + X(z) M(z) \\ X(z) = U(z) H(z) \\ U(z) = S(z) L(z) + X(z) P(z) \end{cases} \quad (3.44)$$

が成り立ち、 $E(z)=0$ となるようにデジタルフィルタの係数 $H(z)$ を決めると

$$H(z) = -\frac{N(z)}{L(z) M(z) - N(z) P(z)} \quad (3.45)$$

となる。このときノイズセンサーの出力信号 $U(z)$ は

$$U(z) = S(z) \left(L(z) - \frac{N(z) P(z)}{M(z)} \right) \quad (3.46)$$

となる。ここで、信号 $S(z) \cdot L(z)$ に対し、 $\frac{N(z) P(z)}{M(z)} S(z)$ はフィードバックによる雑音信号であるからノイズセンサーにおける信号対フィードバック雑音比 S/N_F は

$$\frac{S}{N_F} = \frac{L(z) M(z)}{N(z) P(z)} \quad (3.47)$$

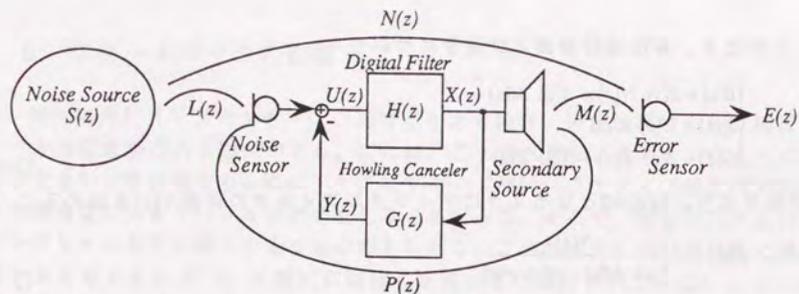
となる。すなわち、フィードバックの影響を小さくするには

- (1) $L(z)$ を大きくする。 → ノイズセンサーと騒音源を近づける。
- (2) $M(z)$ を大きくする。 → 二次音源とエラーセンサーを近づける。
- (3) $P(z)$ を小さくする。 → ノイズセンサーと二次音源を遠ざける。

を行えばよい。

3. 5. 2 ハウリングキャンセラの適用

フィードバックの影響を小さくするには、上述の(1)~(3)のようにすればよいが、実際にはそれができない場合が多い。例えばアクティブ無反射端では二次音源の正面にノイズセンサーを設置する必要があり、アクティブモード制御では残響のある同一閉空間内に二次音源、ノイズセンサー、エラーセンサーを設置する必要があるため、二次音源からノイズセンサーへの帰還量は大きくなる。そこで図3-34のようにハウリングキャンセラをシステムに付加することにより、フィードバックの影響を小さくすることが可能である。



ただし、

$Y(z)$: ハウリングキャンセラの出力信号

$G(z)$: ハウリングキャンセラの伝達関数

図3-34 ハウリングキャンセラの適用

このとき、式(3.44)は

$$\begin{cases} E(z) = S(z) \cdot N(z) + X(z) \cdot M(z) \\ X(z) = U(z) \cdot H(z) \\ U(z) = S(z) \cdot L(z) + X(z) \cdot (G(z) - P(z)) \end{cases} \quad (3.48)$$

と書き直される。ここでハウリングキャンセラの伝達関数 $G(z)$ を二次音源・ノイズセンサー間の伝達関数 $P(z)$ と等しくする、すなわち

$$G(z) = P(z) \quad (3.49)$$

とすることにより、ノイズセンサーの出力信号 $U(z)$ は

$$U(z) = S(z) \cdot L(z) \quad (3.50)$$

となり、騒音源による信号のみとなる。このときデジタルフィルタの係数 $H(z)$ は $E(z) = 0$ とすると

$$H(z) = -\frac{N(z)}{L(z) \cdot M(z) - N(z) \cdot (G(z) - P(z))} = -\frac{N(z)}{L(z) \cdot M(z)} \quad (3.51)$$

となる。

3. 5. 3 実験による確認

無響室内において図3-35のように各音源及びセンサーを配置し、ハウリングキャンセラを付加することによるシステムの収束速度などについて実験により確認する。

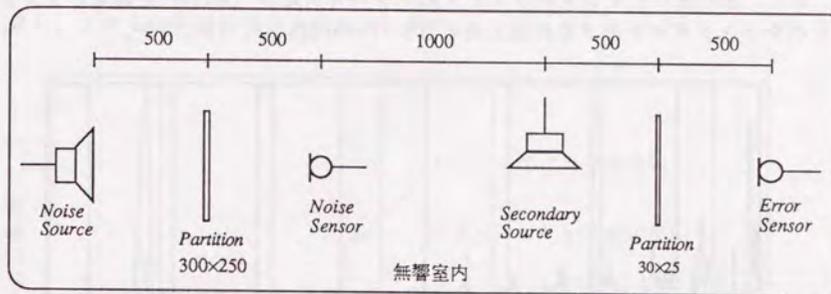


図3-35 各音源、センサーの配置

フィードバック雑音が大きくなるように、騒音源スピーカ・ノイズセンサー間および二次音源スピーカ・エラーセンサー間に250×300mmのステンボードを設置し、さらに二次音源スピーカは横向きにした。まず、二次音源からホワイトノイズを出力してハウリングキャンセラを同定し、次に騒音源スピーカから2kHz以下のピンクノイズを出力してANCシステムを適応させた。

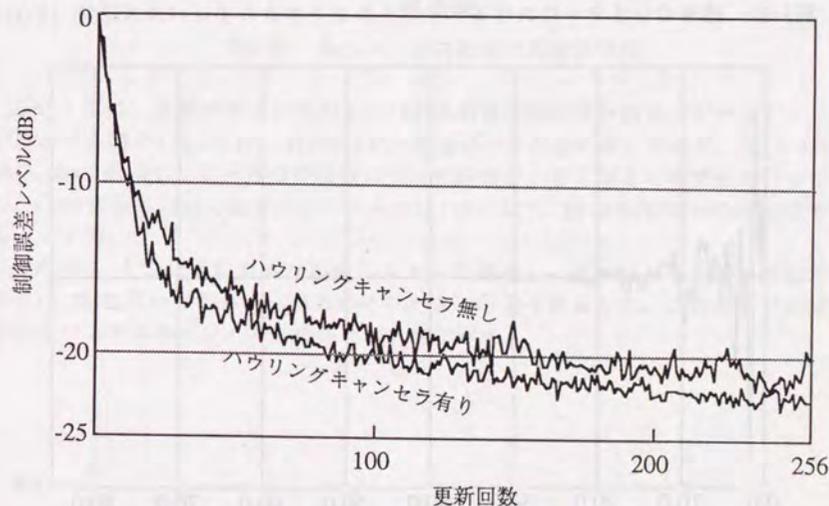


図3-36 適応更新回数に対する制御誤差レベル

適応過程におけるフィルタの更新回数に対する制御誤差レベルをハウリングキャンセラが有るときと無いときについて図3-36に示す。更新初期のデジタルフィルタの係数が小さいときはフィードバック雑音が小さいため差はないが、更新が進み係数が大きくなるにつれてフィードバック雑音も大きくなり収束も遅れる。

また、適応後のデジタルフィルタのインパルス応答 ($H(z)$) を通常システムとハウリングキャンセラを付加したときについて図3-37、38に示す。

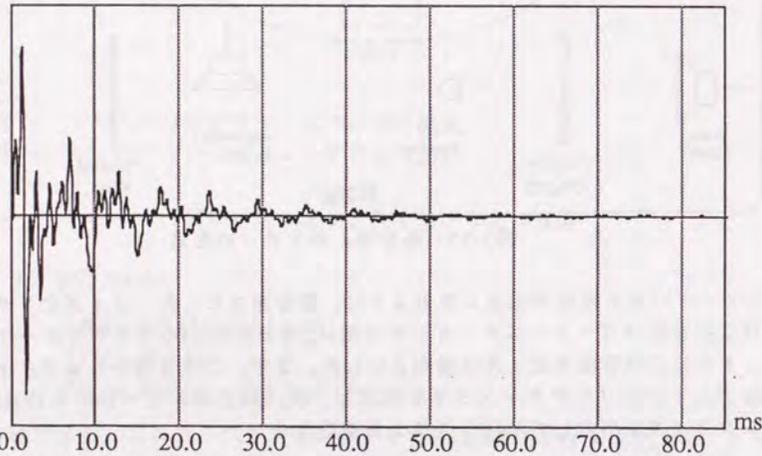


図3-37 通常システムにおけるデジタルフィルタのインパルス応答 ($H(z)$)

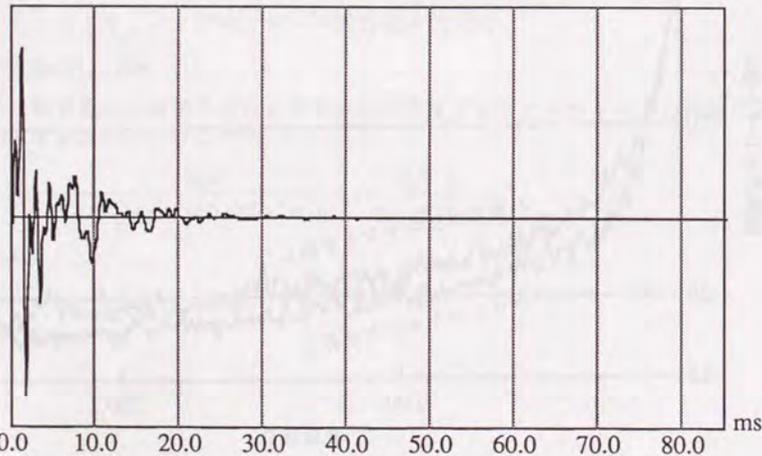


図3-38 ハウリングキャンセラを付加したシステムのインパルス応答 ($H(z)$)

図3-37、38より、ハウリングキャンセラを付加することにより制御システムのインパルス応答の長さは、通常システムと比べると短くなることが認められる。これは通常システムでは式(3.45)に示すようにフィードバックによる影響を補正する必要があるのに対し、ハウリングキャンセラを付加することによりその必要がなくなるためである。

また、これらの周波数特性を図3-39に示す。

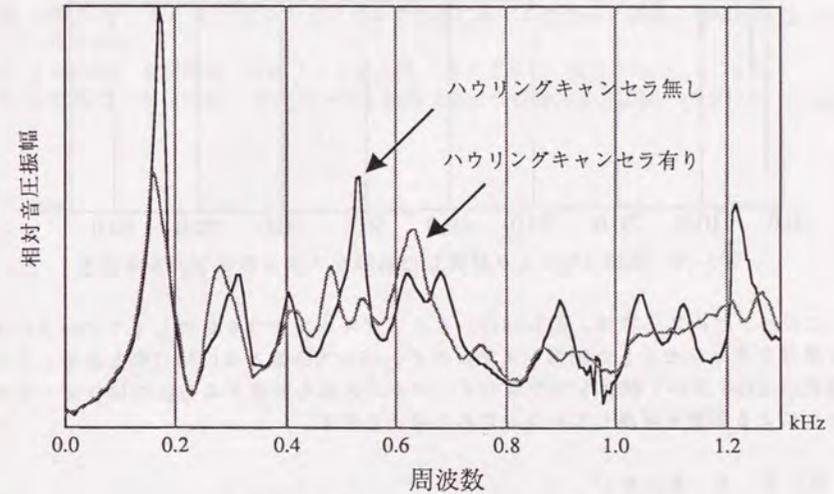


図3-39 各インパルス応答の周波数特性

このように、通常システムのインパルス応答の周波数特性は、ピークディップが激しく、特に170、527、1210Hzで大きなピークが生じる。これは、式(3.45)が式(3.49)に比べて、これらの周波数について分母が小さくなるためである。すなわち、この音場において通常システムでは170、527、1210Hzについて不安定であるといえる。

また3.4では予測および再生システムを同定し、それらのインパルス応答から式(3.28)を用いて制御システムのインパルス応答を計算した。この方法で計算した制御システムのインパルス応答を図3-40に示す。

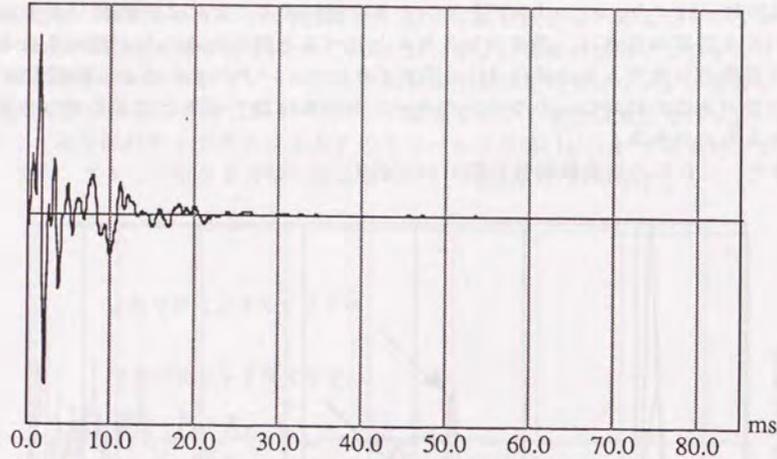


図3-40 式(3.27)により計算した制御システムのインパルス応答

このインパルス応答は、図3-38のハウリングキャンセラを付加してフィードバック信号をキャンセルした制御システムのインパルス応答とほぼ同じ形となる。これは式(3.28)を用いて制御システムのインパルス応答を計算する方法ではフィードバックによる影響を考慮していないためと考えられる。

3. 5. 4 まとめ

ここでは、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックの影響に対するハウリングキャンセラの有効性を理論的に検討し、実験により確認した。通常の制御システムのインパルス応答は、ハウリングキャンセラを付加したシステムのインパルス応答と比較すると長くなる。これは、通常のシステムではフィードバックによる影響を補正する必要があるのに対し、ハウリングキャンセラを付加することによりその必要がなくなるためである。すなわち、ANCシステムに用いるFIRフィルタの係数長が十分ではない場合、通常のシステムではフィードバックによる影響を補正することができなくなる可能性がある。その場合には通常のシステムでは適応過程においてハウリングを生じたり、適応後における制御性能がハウリングキャンセラを含むANCシステムに比べて低下する可能性がある。

- 1) B. Widrow and M. E. Hoff, Jr., "Adaptive switching circuits," IRE WESCON Conv. Rec. , Part 4, 96-104 (1960).
- 2) 中山謙二, "適応フィルタ," システムと制御, 32,9,515-525 (1988).
- 3) B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1985).
- 4) S. J. Elliott, I. M. Stothers and P. A. Nelson, "A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, ASSP-35, 10, 1423-1434 (1987).
- 5) 三好正人, 金田豊, "音場の逆フィルタ処理に基づく能動騒音制御," 音響学会誌, 46, 1, 3-10 (1990).
- 6) S. Haykin, 武部幹訳, 適応フィルタ入門, (現代工学社, 東京, 1987), 111-113.
- 7) 小坂敏文, 山田伸志, "管内ランダム低周波騒音の能動的適応制御," 信学技報, (1988).

第4章 多チャンネルANCシステムの試作

4.1 概要

本研究では建築音響の分野におけるANCの適用可能性を実験的に調べることを目的の1つとしている。したがって、ANCの原理的な適用限界を実験により調べる必要があるため、技術的な要因による適用限界をある程度解決する必要がある。第3章で述べたようにANCを実現するシステムについては多チャンネルの適応システムを用いるものが現段階における最良の方法である。多チャンネルのシステムは図3-9のように複数のセンサー、二次音源、およびFIRフィルタをもっており、それを適応動作させる場合には勾配法に含まれる'filtered x' LMSアルゴリズムが有効である。多チャンネル'filtered x' LMSアルゴリズムは式(3.27)で表される。

$$h_{ij}^{n+1}[l] = h_{ij}^n[l] - \mu \cdot \sum_{t=0}^s \left[\sum_{k=1}^r e_k[n-t] \cdot (u_k[n-t-l] \otimes m_{jk}) \right] \quad (3.27)$$

Elliottらは式(3.26)の評価関数 J を

$$J = \sum_{t=0}^s \left[\sum_{k=1}^r e_k[n-t]^2 \right] \quad (3.26)$$

r (ノイズセンサーの数) = 4, $s=1$ とし、標準化周波数を400Hzとすることで1個の汎用DSPチップ (テキサス・インスツルメンツ社TMS32010) を用いたシステムを試作し、式(3.27)のフィルタ更新を1サンプル毎におこなっている⁽¹⁾。

また浜田らは $r=2, s=0$ 、標準化周波数700Hz、さらに式(3.27)を

$$\begin{aligned} h_{ij}^{n+1}[l] &= h_{ij}^n[l] - \mu \cdot [e_1[n] \cdot (u_1[n-l] \otimes m_{j1})] \\ h_{ij}^{n+1}[l] &= h_{ij}^n[l] - \mu \cdot [e_2[n] \cdot (u_2[n-l] \otimes m_{j2})] \end{aligned} \quad (4.1)$$

とわけて、交互に更新計算を行うことにより、1~2個の汎用DSPチップ (テキサス・インスツルメンツ社TMS32025) を用いたシステムを試作している⁽²⁾。

以上のように、多チャンネル'filtered x' LMSアルゴリズムをもつANCシステムは商品化されていないため、ANCの実験的な研究をおこなう場合には、システムを試作する必要がある。しかし、上述のシステムでは汎用DSPチップを用いて、フィルタの更新計算を標準化周期毎に行っているため、標準化周波数を低くする必要がある。

建築音響におけるANCの適用限界が原理的な要因によるものか、技術的な要因によるものかを実験的に調べるためには、上述のシステムのようにフィルタの更新計算を特に高速化する必要はない。むしろ、標準化周波数、ノイズセンサー、エラーセンサー、二次音源の数等について十分な性能が必要である。そこで、本研究では適応計算をパーソナルコンピュータで行い、畳み込み演算をFIR専用のLSIで行う

ことにより、建築音響におけるANCの適用限界を調べる上で十分なハードウェアを試作した。本章では試作したハードウェアおよびそのハードウェアを最大限有効利用するための適応更新アルゴリズムについて述べる。

4.2 ハードウェア

コントローラはパーソナルコンピュータ (アップル社Macintosh II) を用いる。このパーソナルコンピュータはNuBus (データバス幅32ビット、クロック10MHz) を6スロット備えており、そのうち5スロットは使用可能である。図4-1のように1スロットはA/D D/Aインターフェースボードを4スロットはDSPボードを挿入する。A/D変換器はノイズセンサーおよびエラーセンサーからの信号を受け、パーソナルコンピュータのメモリに一時保存する。フィルタ係数の更新計算はパーソナルコンピュータが行い、DSPボードに転送する。DSPボードはFIRフィルタの計算を行い、NuBusを介してD/A変換器に送り二次音源から出力するという手順である。ここでパーソナルコンピュータが行うフィルタ係数の更新計算に比較的時間が掛かる。そこで、畳み込み演算、相互相関関数の計算をDSPチップが計算できるようにパーソナルコンピュータ内で変換することにより、高速化している。

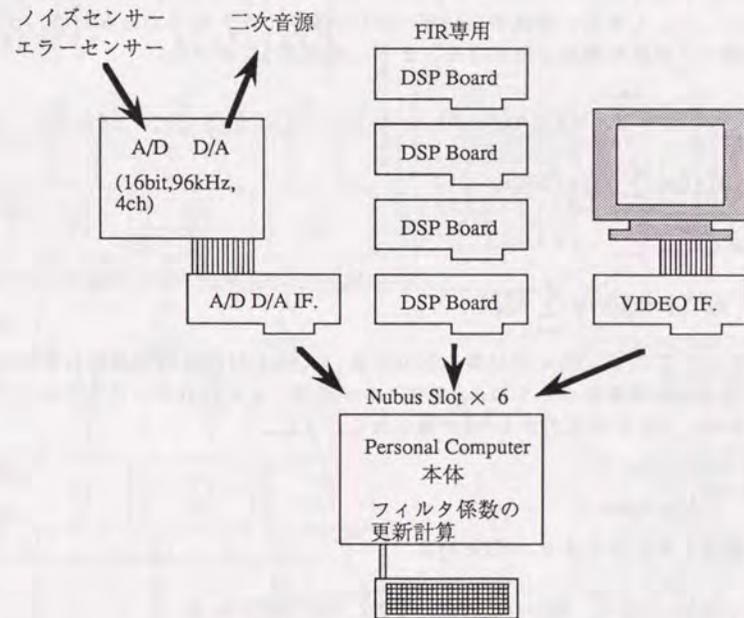


図4-1 ハードウェアの構成

A/D D/A変換器およびそのインターフェースボードの回路図を図4-2、3に、DSPボードの回路図を図4-4に示す。また、各回路で用いるPALのリストをList4-1、4-2に示す(3)(4)(5)。

A/D D/A変換器の性能は標準化周波数最高96kHzで1ワード16ビットの信号を4ch同時に入出力可能である。

また、1枚のDSPボードにはモトローラ社製のFIR専用のDSPチップ(DSP56200)を16個搭載した。DSP56200は標準化周波数37kHzでは256TapのFIRフィルタを、19kHzでは256TapのLMSアルゴリズムによる適応FIRフィルタ(AFIR)が可能である。これらのDSPチップ4個を1組として、ソフトウェアで調節することにより1024Tap単位で直並列を自由に接続できるようにした。すなわち、DSPボードを4枚挿入時には1024TapのFIRフィルタ16組を直列にも並列にも接続することが可能となる。

4.3 フィルタ更新計算の高速化

式(3.27)のフィルタ係数の更新式は、基本的には畳み込み演算と相互相関関数の計算からなる。これらをすべてソフトウェア(パーソナルコンピュータ)で計算させると非常に時間がかかるため、部分的にハードウェア(DSPボード)で計算することにした。しかし、前述のDSPボードはFIRフィルタ専用であるため、データの前処理および後処理が必要となる。まず、式(3.27)において

$$\hat{u}_{ijk}[n] = \sum_{ii=0}^{Lm-1} m_{jk}[ii] \cdot u_i[n-n-ii] \quad (4.2)$$

$$\hat{h}_{ijk}^n[l] = \sum_{n=n-s}^n e_k[n_i] \cdot \hat{u}_{ijk}[n_i-l] \quad (4.3)$$

とおくと、

$$h_{ij}^{n+1}[l] = h_{ij}^n[l] - \mu \cdot \sum_{k=1}^r \hat{h}_{ijk}^n[l] \quad (4.4)$$

となる。ここで、式(4.2)は畳み込み演算、式(4.3)は相互相関関数の計算式である。畳み込み演算については m_{jk} をフィルタ係数、 u_i を入力データとすることにより、FIRフィルタの出力から \hat{u}_{ijk} が得られる。また、

$$e_k[l] = \tilde{e}_k[n-l] \quad (4.5)$$

$$\hat{h}_{ijk}^n[l] = \tilde{h}_{ijk}[n-l] \quad (4.6)$$

と変換することにより、式(4.3)は

$$\tilde{h}_{ijk}[n-l] = \sum_{n=n-s}^n \tilde{e}_k[n-n_i] \cdot \hat{u}_{ijk}[n_i-l] = \sum_{i=0}^s \tilde{e}_k[i] \cdot \hat{u}_{ijk}[n-l-i] \quad (4.7)$$

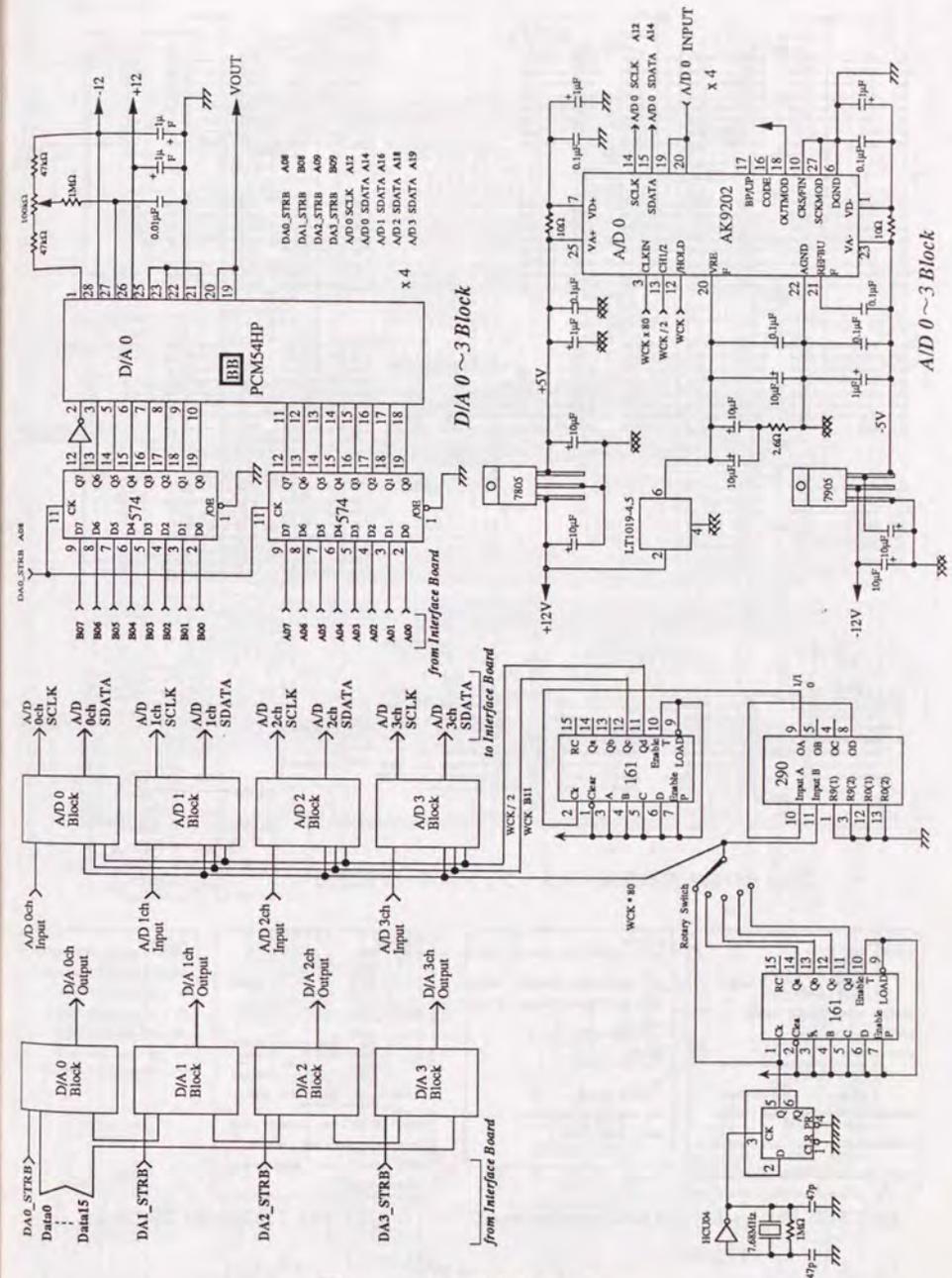


図4-2 A/D D/A 変換器回路図

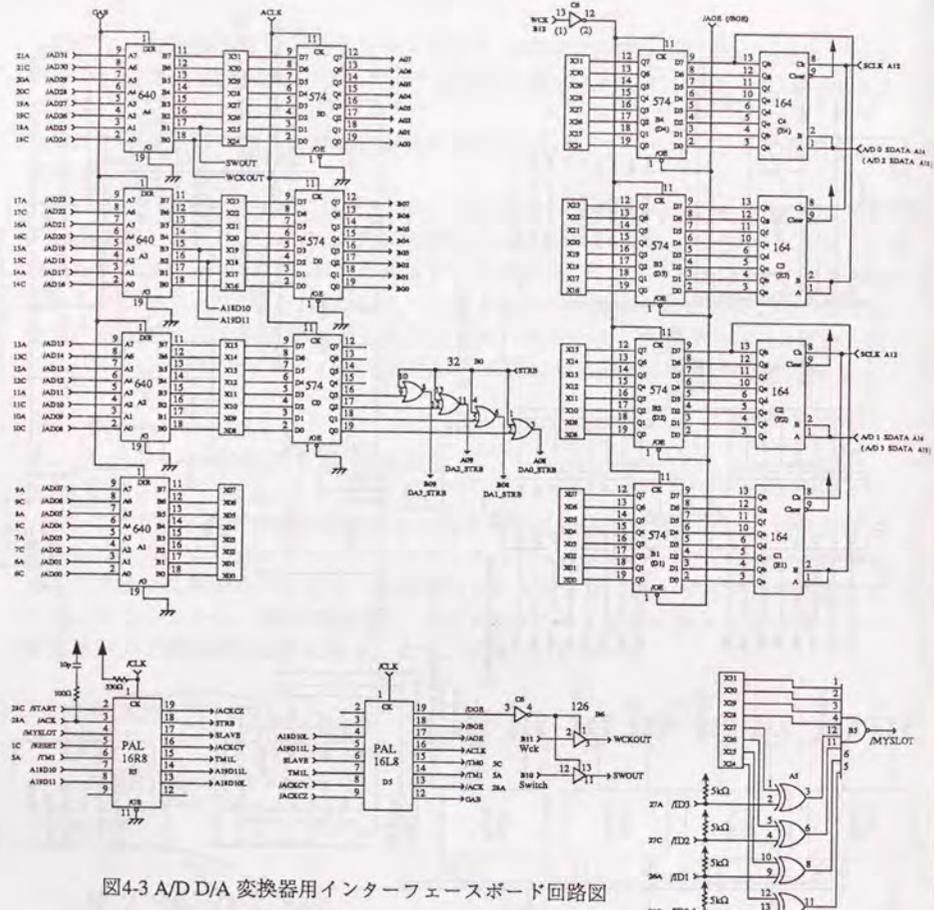


図4-3 A/D D/A 変換器用インターフェースボード回路図

PAL16R8
 SLAVE = RESSET
 + SLAVE * START
 + SLAVE * ACK
 + SLAVE * ACKCY * MYSLOT
 ACKCY = JACKCY * JACKCY * SLAVE
 ACKCY = JACKCY * ACKCY
 TMSL = RESSET
 + TMSL * START * JACK * MYSLOT
 + TMSL * START
 + TMSL * ACK
 + TMSL * MYSLOT
 A18DI0L = A18DI0 * START * JACK * MYSLOT
 + A18DI0L * SLAVE
 A18DI1L = A18DI1 * START * JACK * MYSLOT
 + A18DI1L * SLAVE
 A18TR = STRB * ACKCY * TMSL * A18DI0L * A18DI1L

PAL16L8
 ACKL = JACKCY * TMSL * A18DI0L * A18DI1L
 AGE = SLAVE * TMSL * A18DI0L * A18DI1L
 BOE = SLAVE * TMSL * A18DI0L * A18DI1L
 ACK = Vcc
 ACKTRST = ACKCY
 TMS = Vcc
 TMSTRST = ACKCY
 TMSL = Vcc
 TMSLTRST = ACKCY
 DOE = SLAVE * TMSL * A18DI0L * A18DI1L
 GSAB = SLAVE * TMSL

PAL16R8
 SLAVE = RESSET
 + SLAVE * START
 + SLAVE * ACK
 + SLAVE * ACKCY * MYSLOT
 ACKCY = SLAVE
 TMSL = RESSET
 + TMSL * START * JACK * MYSLOT
 + TMSL * START
 + TMSL * ACK
 + TMSL * MYSLOT
 A18DI0L = A18DI0 * START * JACK * MYSLOT
 + A18DI0L * SLAVE
 A18DI1L = A18DI1 * START * JACK * MYSLOT
 + A18DI1L * SLAVE
 A18TRST = STRB * ACKCY * TMSL * A18DI0L * A18DI1L

PAL20L8
 DSP_AD = SLAVE * TMSL * A18DI0L
 DSP_WR = SLAVE * TMSL * A18DI0L
 Y1 = A1 * ASEL1 + B1 * SEL1
 Y2 = A2 * ASEL2 + B2 * SEL2
 Y3 = A3 * ASEL3 + B3 * SEL3
 Y4 = A4 * ASEL4 + B4 * SEL4

List1 PAL Listings for A/D D/A Interface Board

List2 PAL Listings for DSP Board

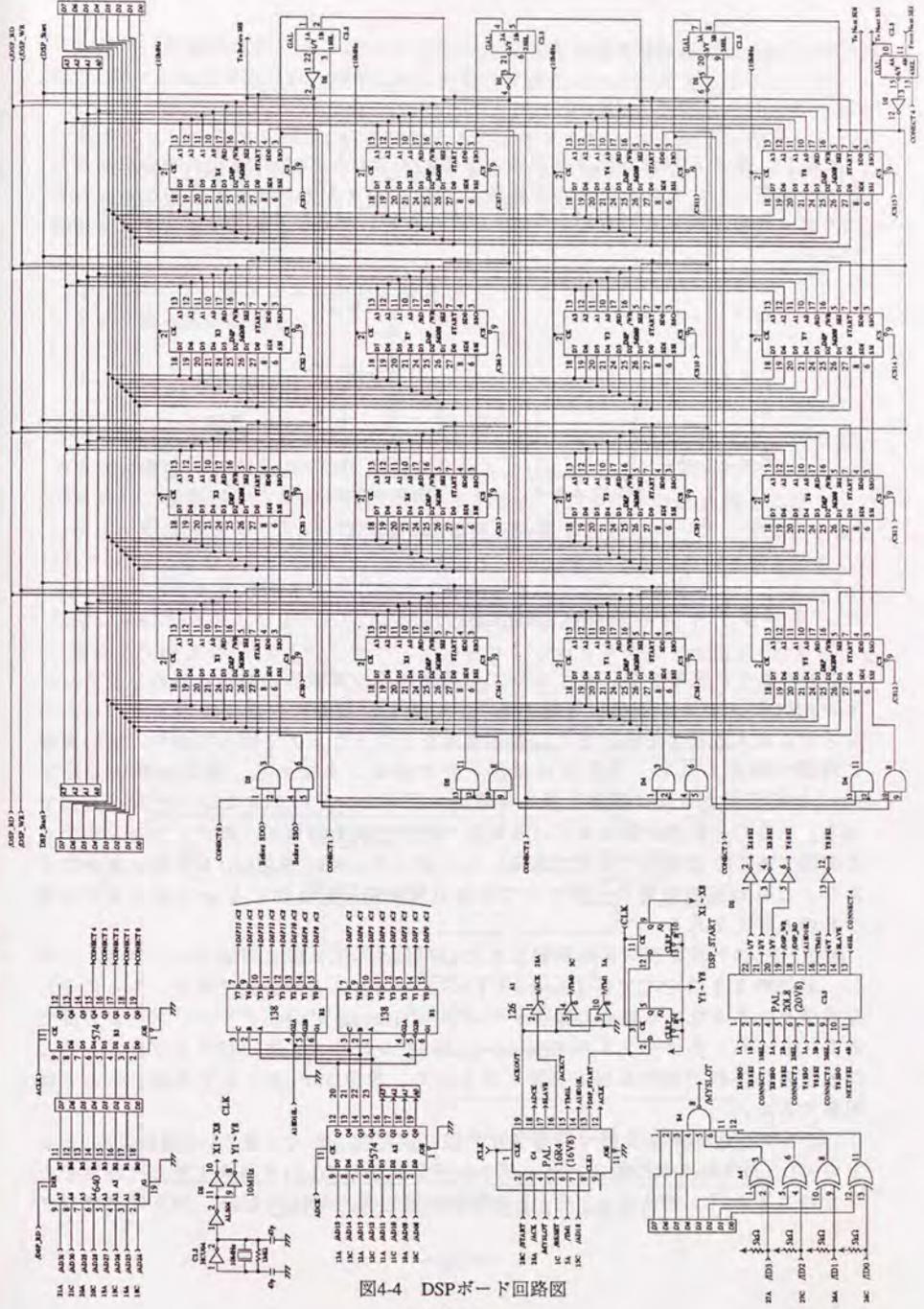


図4-4 DSPボード回路図

となる。また、 $n'=n-1$ とすると

$$\hat{h}_{ijk}[n'] = \sum_{i=0}^{n'} \tilde{e}_k[i] \cdot \hat{u}_{ijk}[n'-i] \quad (4.8)$$

となり、式(4.8)は畳み込み演算式となる。すなわち式(4.5)(4.6)のようにエラー信号を逆順にしたものをフィルタ係数として、 \hat{u}_{ijk} を入力データとすることにより、出力データを逆順にしたものから \hat{h}_{ijk} が得られる。ブロック図で表すと次のとおりである。

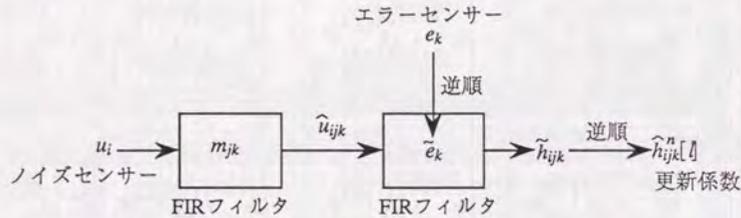


図4-5 更新式の高速度化

4. 4 多チャンネルANC専用LSIの設計

以上のように建築音響におけるANCの適用限界を実験的に調べるための多チャンネルANCシステムの開発は可能である。しかし、実際に生活で使用するにはこのシステムは大規模である。また、適応処理をソフトウェアで行っており、適応過程に時間がかかるため、実用的には不十分である。すなわち、建築音響の分野でANCを実用化するには適応計算を実時間で行う、コンパクトなシステムが必要である。しかし、現在市販されている汎用のDSP-LSIを用いて、そのようなシステムを実現することは極めて困難である。したがって、ANC専用LSIを開発する必要があり、これは建築音響の分野だけではなく種々の分野におけるANCの実用化を促すものと考えられる。

現在、LMSアルゴリズムを搭載したFIR専用DSP-ICは既に市販されている。しかし、前述のようにANCでは'filtered x' LMSアルゴリズムが必要であり、さらにそれを多チャンネル化する場合には多チャンネル'filtered x' LMSアルゴリズムが必要である。しかし、多チャンネル'filtered x' LMSアルゴリズムはLMSアルゴリズム等と比較すると多数の乗加算器を必要とするため、専用DSP-ICとして実現することは困難である。

ところで、近年通信分野で開発され、既に実用化されている $\Sigma\Delta$ 変調による1ビットのA/D、D/A変換の技術は、デジタル信号処理用のLSIを単純化する可能性をもつものである⁽⁶⁾。例えば、1ビットの乗算は論理積(AND)回路、加算はアナログ

の加算器(演算増幅器)およびコンパレータで構成することが可能であるため、内部で1ビット処理を行うDSP専用LSIは非常に簡略化できると考えられる。

そこで、多チャンネル'filtered x' LMSアルゴリズムの内部処理を1ビットで行うことにより、小規模な専用LSIを開発することが可能であると考えられる。ここでは、第3章で述べた多チャンネルANCシステム(図3-9参照)を多チャンネル'filtered x' LMSアルゴリズム(式(3.27))を用いて適応化するLSIを、1ビット処理技術を用いて設計する。

(1) 1ビット処理による畳み込み演算器

まず、畳み込み演算は

$$x[n] = \sum_{i=0}^N m[i] \cdot u[n-i] \quad (4.9)$$

と表される。例えば m および u が16ビットの信号であれば、 16×16 ビットの乗算、および32ビットの加算を N 回行う必要がある。しかし、 m および u が1ビットの信号であれば、論理積(AND)を N 回、 N 入力の多数決(アナログの加算器およびコンパレータで構成できる)を1回行うことにより畳み込み演算を行うことが可能となる。1ビット処理の場合には標準化周波数を高くする必要があり、データ数 N が多くなるため、16ビット処理の場合とそのまま比較することはできないが、計算方法は非常に単純なものとなるためLSIとして構成しやすくなる。

畳み込み演算を1ビット化したハードウェア・ブロックで表すと図4-5のようになる。

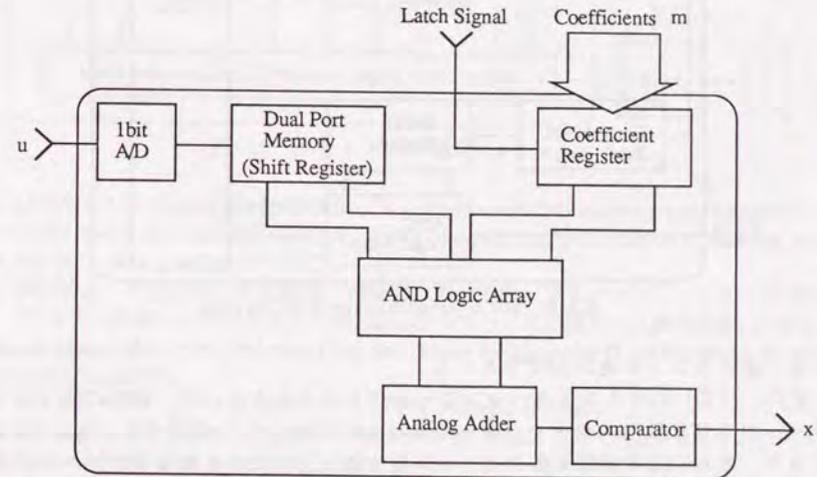


図4-5 1ビット処理による畳み込み演算器

(2) マルチエラーセンサーANCシステム

第3章では1つのノイズセンサーおよび複数のエラーセンサーを含む適応ANCシステムをブロック図で表した(図3-10参照)。その更新式は'filtered x'LMSアルゴリズムを用いると式(3.25)のようになる。

$$h_{ij}^{n+1}[l] = h_{ij}^n[l] - \mu \cdot E \left[\sum_{k=1}^r e_k[n] \cdot (u_i[n-l] \otimes m_{jk}) \right] \quad (3.25)$$

と表される。これを(1)の1ビット処理による畳み込み演算器を用いて、ハードウェア・ブロックで表すと図4-6のようになる。

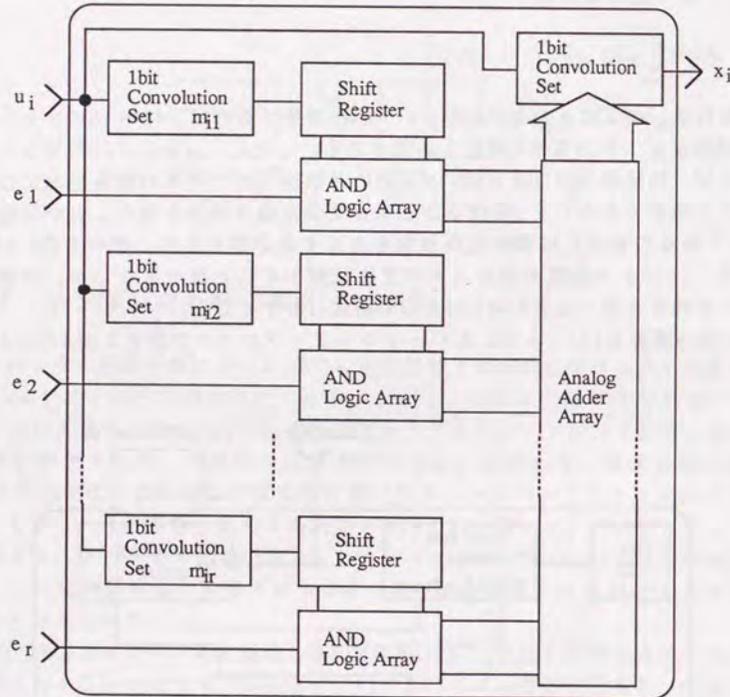


図4-6 Multi Error Sensor ANC system

(3) 多チャンネル適応ANCシステム

また、(2)のマルチエラーセンサーANCシステムを用いて、複数のノイズセンサー、および複数のエラーセンサーを含むANCシステムを構成すると図4-7のようになり、さらに二次音源を多チャンネル化すると、すなわち第3章で述べた多チャンネル適応ANCシステム(図3-9参照)は図4-8のようになる。

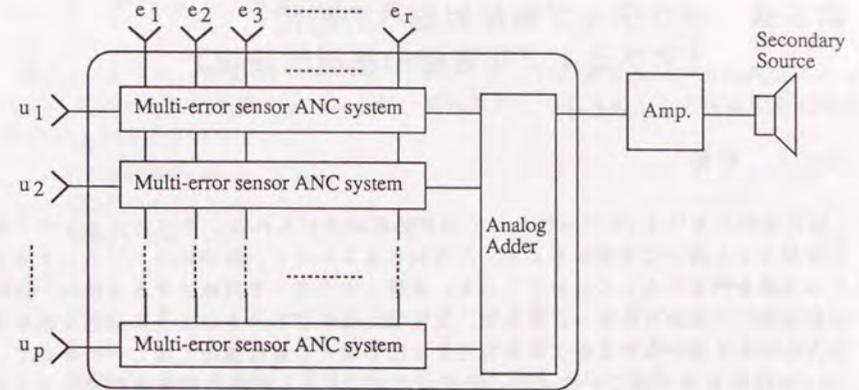


図4-7 Multi Noise Sensor, Multi Error Sensor ANC system

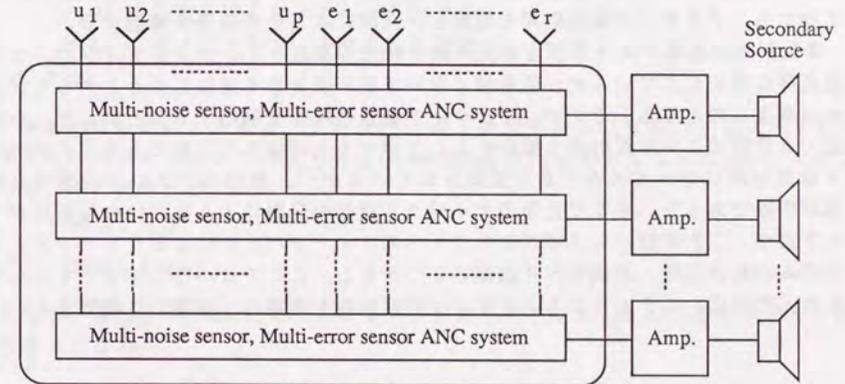


図4-8 多チャンネル適応ANCシステム

- 1) S.J.Elliott, I.M.Stothers and P.A.Nelson, "A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration," IEEE Trans.Acoust.,Speech,Signal Processing, ASSP-35, 10, 1423-1434 (1987).
- 2) 浜田晴夫, 兵藤英樹, 半場道男, 岡部馨, 三浦種敏, "アクティブ・ノイズコントロール・チェアの実現—エラースキニング適応アルゴリズムの応用—," 信学技報, (1990).
- 3) Inside Macintosh Library, Designing Cards and Drivers for Macintosh II and Macintosh SE (Apple Computer, Inc.,1987).
- 4) プロダクトデータブック (日本パー・ブラウン株式会社,1988).
- 5) 旭化成マイクロシステム半導体ハンドブック 89'特殊メモリ・PLD・A/Dコンバータ編, (旭化成マイクロシステム株式会社,1989).
- 6) 山崎芳男, 白石吾郎, 前田英邦, "量子化雑音のスペクトルに着目した1bit音響信号処理—ΣΔ変調の信号処理への適用—," 音講論集, 451-452 (1990).

第5章 アクティブ無反射端への応用 (アクティブ吸音壁の基礎的研究)

5.1 概要

騒音制御における1つの手法として吸音処理があげられる。その方法としては多孔質材などを用いて音響エネルギーを消耗させるものと、板振動やレゾネータのような共鳴を利用するものに分けられる。音響エネルギーを消耗させる方法は一般的に低音域では効果は小さい。そこで、低音域ではレゾネータのように共鳴を利用する方法がよく用いられるが、この方法では広帯域の吸音は極めて難しい。そこで、ANCの技術を用いることにより、低音域におけるある範囲の周波数を吸音することができれば大変有意義である。

本章ではアクティブ吸音壁の基本的な検討として1次元音場において実験を行う。すなわち、アクティブ無反射端を構成し、実験によりその効果を確認する。

無反射端は各種ダクト系消音装置の減音特性の測定やインテンシティプローブの校正等に用いられているが、低音域において高い吸音率を確保しようとするとは大変大規模なものとなる。そこで、アクティブ制御の技術を適用することにより、小規模でも性能のよい無反射端を開発することができれば極めて有効である。アクティブ無反射端については古くから提案されているが⁽¹⁾、当時のアナログ技術では実現が困難であった。そこで近年のデジタル技術の発展により実用化の可能性がでてきたが、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックによるハウリング、システムの最適化等、解決すべき点がいくつかある。ここではハウリングキャンセラを含んだ適応システムによるアクティブ無反射端を考案し、実験的に検討する。

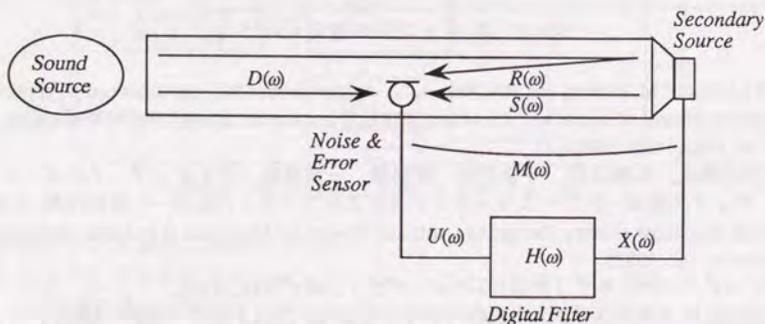


図5-1 アクティブ無反射端の原理

5.2 アクティブ無反射端の原理

図5-1のように、音響管内にマイクロホン、および終端にスピーカを設置し、デジタルフィルタで接続する。ここで、周波数軸上であらわした各伝達関数には次式のような関係が成り立つ。

$$\begin{cases} U(\omega) = D(\omega) + R(\omega) + S(\omega) \\ S(\omega) = M(\omega) \cdot X(\omega) \\ X(\omega) = U(\omega) \cdot H(\omega) \end{cases} \quad (5.1)$$

ただし、

$D(\omega)$: マイクロホンの位置における一次音源による音波の直接音成分
 $R(\omega)$: マイクロホンの位置における一次音源による音波の反射音成分
 $S(\omega)$: マイクロホンの位置における二次音源による音波
 $M(\omega)$: 二次音源からマイクロホンへの伝達関数
 $U(\omega)$: マイクロホンへの入力音圧
 $Y(\omega)$: 二次音源スピーカへの入力信号
 $H(\omega)$: デジタルフィルタの伝達関数

である。

無反射端を構成するには、反射音 $R(\omega)$ が二次音源からの音波 $S(\omega)$ によって打ち消され、マイクロホンへの入力音圧 $U(\omega)$ は直接音 $D(\omega)$ のみとなればよい。したがって、その条件式は

$$\begin{cases} U(\omega) = D(\omega) \\ R(\omega) + S(\omega) = 0 \end{cases} \quad (5.2)$$

となる。式(5.1)に式(5.2)を代入してデジタルフィルタ $H(\omega)$ の係数を求めると次のようになる。

$$H(\omega) = -\frac{R(\omega)}{M(\omega) \cdot D(\omega)} \quad (5.3)$$

5.3 システムの構成

ここで次のような2つの問題が生じる。

- (1) 実際には一次音源による直接音と反射音を分離することができないため、式(5.3)を直接解くことはできない。
- (2) 二次音源からノイズセンサーへの帰還量が大きく、ハウリングを生じる可能性が大きい。

(1)については、適応処理を施すことにより、デジタルフィルタの係数を近似的に求める。また(2)についてはハウリングキャンセラを付加することにより、より安定なシステムを構成する。

また、マイクロホンの位置において、音圧の谷となるような周波数については適応が不可能である。そこで、適応時には定在波音場とならないように、一次音源にはパルス信号のような非定常信号を用いる。また、一次音源をパルス信号のような非定常信号としても、適応時におけるエラーセンサーの出力信号の周波数特性のピークディップは大きく、ディップとなる周波数では適応が遅れる。そこで、複数のエラーセンサーを用いることにより適応を早める。ただし、各エラーセンサーの出力信号の周波数特性のディップが重ならないように設置する。以上のことを踏まえて、適応型アクティブ無反射端は図5-2のような構成となる。

アクティブ無反射端を構成するためには、図5-2(b)の $h_1[l]$ および $h_2[l]$ の2つのフィルタを適応させる必要がある。 $h_1[l]$ はハウリングキャンセラ、 $h_2[l]$ は主システムのインパルス応答である。手順としてはまずハウリングキャンセラを適応させ、次に主システムを適応させる。

(a)ハウリングキャンセラ $h_1[l]$ の適応

ハウリングキャンセラのインパルス応答は二次音源からノイズセンサーへのインパルス応答と同じものである。したがって、二次音源から出力する白色雑音を適応フィルタの入力信号とし、ノイズセンサーの出力信号を目標信号とするLMSアルゴリズムにより、システム同定を行う。すなわち、フィルタ $h_1[l]$ の $n+1$ 番目の更新式は次式となる。

$$h_1^{n+1}[l] = h_1^n[l] - \mu \cdot e[n] \cdot u[n-l] \quad (l=1 \sim Lh) \quad (5.4)$$

ただし、

- Lh : フィルタの係数長
- $e[n]$: ノイズセンサーの出力信号
- $u[n]$: 二次音源スピーカおよび適応フィルタへの入力信号
- μ : ステップサイズパラメータ

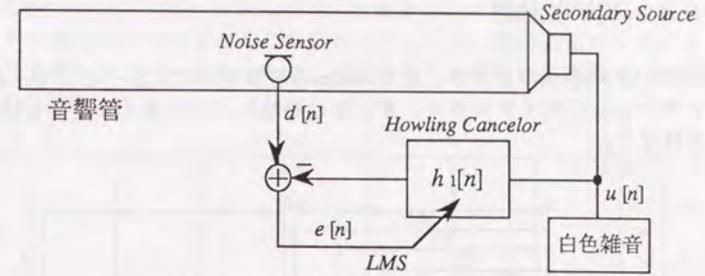
(b)主システム $h_2[l]$ の適応

主システム $h_2[l]$ の適応更新式にはBlock 'filtered x' LMSアルゴリズムを用いる。ノイズセンサーはエラーセンサーを兼ね、本システムではエラーセンサーの数は合計4個である。したがって、更新式は次式となる。

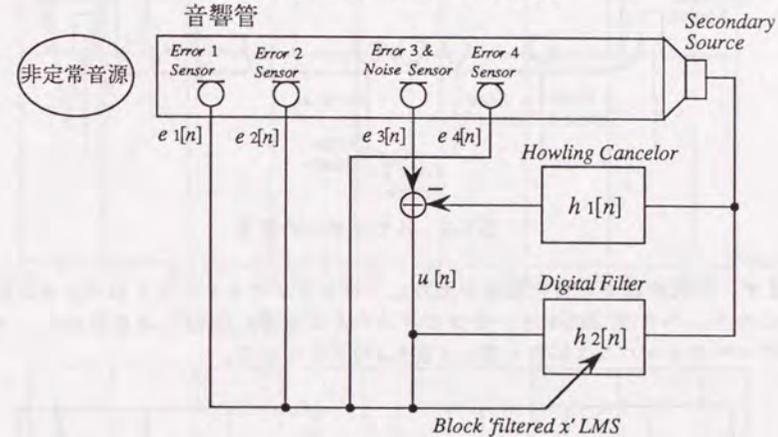
$$h_2^{n+1}[l] = h_2^n[l] - \mu \cdot \sum_{t=0}^s \left[\sum_{k=1}^4 e_k[n-t] \cdot (u[n-t-l] \otimes m_k) \right] \quad (l=1 \sim Lh) \quad (5.5)$$

ただし、

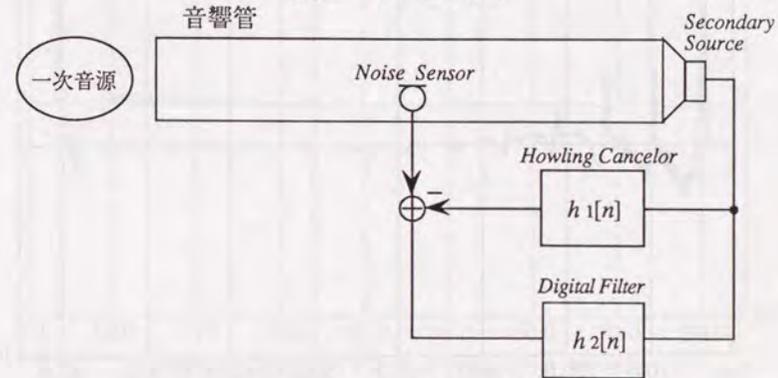
- Lh : フィルタの係数長
- $e_k[n]$: 各エラーセンサーの出力信号
- $u[n]$: 主システム $h_2[l]$ への入力信号
- μ : ステップサイズパラメータ
- s : 更新ブロック長
- m_k : 二次音源から k 番目のエラーセンサーへのインパルス応答



(a)ハウリングキャンセラの適応



(b)主システムの適応



(c)アクティブ無反射端の作動

図5-2 アクティブ無反射端の構成

5. 4 実験的検討

断面が15×15cmの正方形、長さ200cmの音響管内にエラーセンサーおよびノイズセンサーとしてマイクロホン、またその終端に二次音源スピーカを図5-3のように取り付ける。

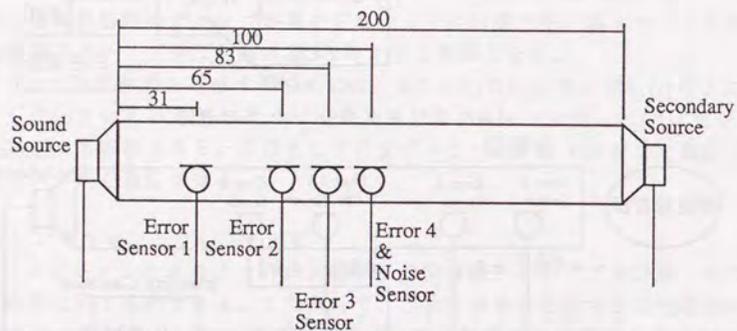


図5-3 各センサーの配置

まず、二次音源から白色雑音を出力し、ハウリングキャンセラのシステム同定をおこなう。ハウリングキャンセラのインパルス応答 $h_1[l]$ は二次音源からノイズセンサーへのインパルス応答と等しく図5-4のようになる。

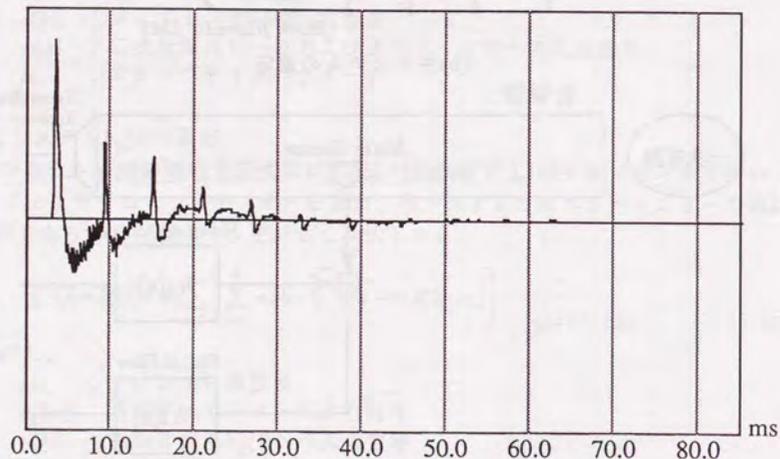


図5-4 ハウリングキャンセラのインパルス応答 $h_1[l]$

次に、一次音源としてスピーカからパルスを出力し、主システム $h_2[l]$ の適応をおこなう。一次音源スピーカからパルスを出力したときの、適応前後のノイズセンサーの出力信号を図5-5、5-6に示す。また、周波数特性を適応前を実線で、適応後を破線で図5-7に示す。

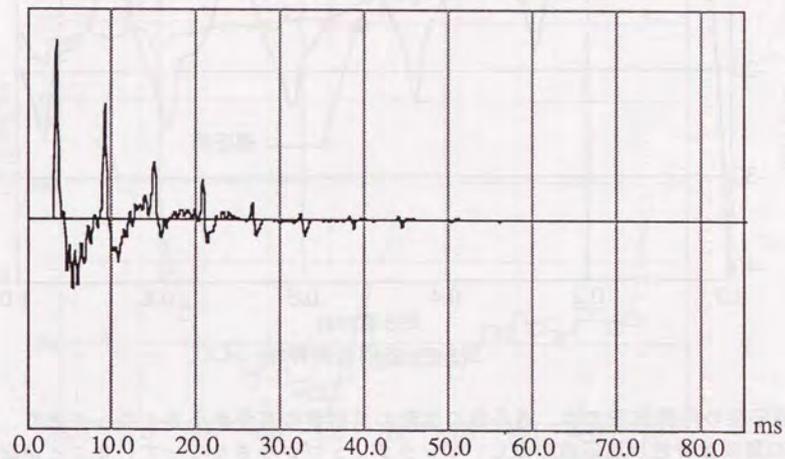


図5-5 適応前のノイズセンサーの出力信号

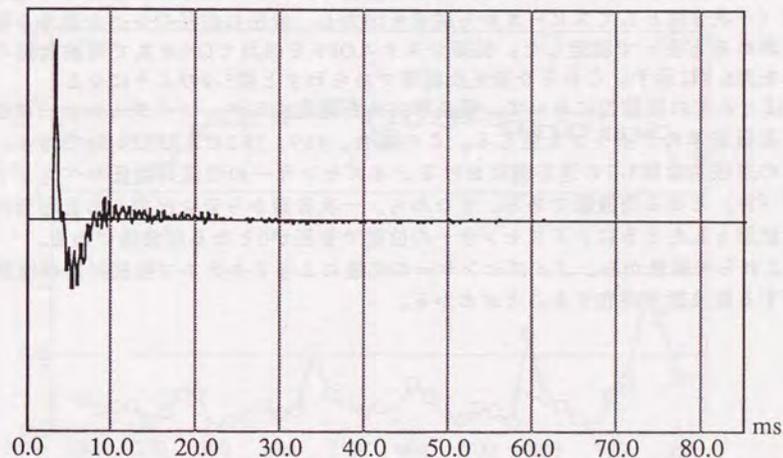


図5-6 適応後のノイズセンサーの出力信号

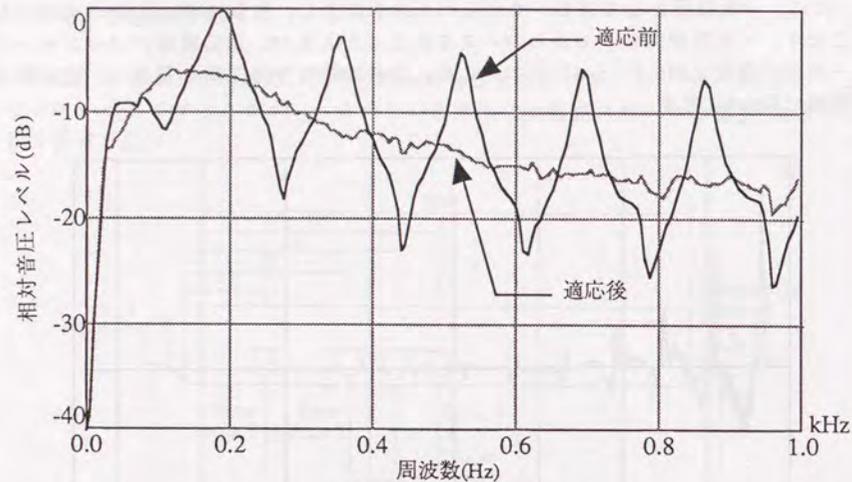


図5-7 各周波数特性

適応後の時間波形では、適応前の波形の反射音の部分が小さくなっており、適応後の周波数特性は適応前の激しいピークディップが小さくなっていることが認められる。

また、適応後のアクティブ無反射端の性能を評価するために、吸音率を通常の方法（一次音源としてスピーカから純音を出力し、音圧の山谷のレベル差から吸音率を求める方法）で測定した。制御システムOFFを四角でONを丸で周波数毎の吸音率を図5-8に示す。これらを音圧反射率であらわすと図5-9のようになる。

ほとんどの周波数において、吸音率99%を達成するが、ノイズセンサーの位置による吸音率のディップを生じる。この場合、439、782および954Hzである。これらの周波数は図5-7の適応前におけるノイズセンサーの位置の音圧レベルがディップ（谷）となる周波数である。すなわち、一次音源から音を出力して音響管内を定常状態としたときにノイズセンサーの位置で音圧が0となる周波数である。

これらの結果から、ノイズセンサーの位置によりアクティブ無反射端の性能が低下する周波数が存在することがわかる。

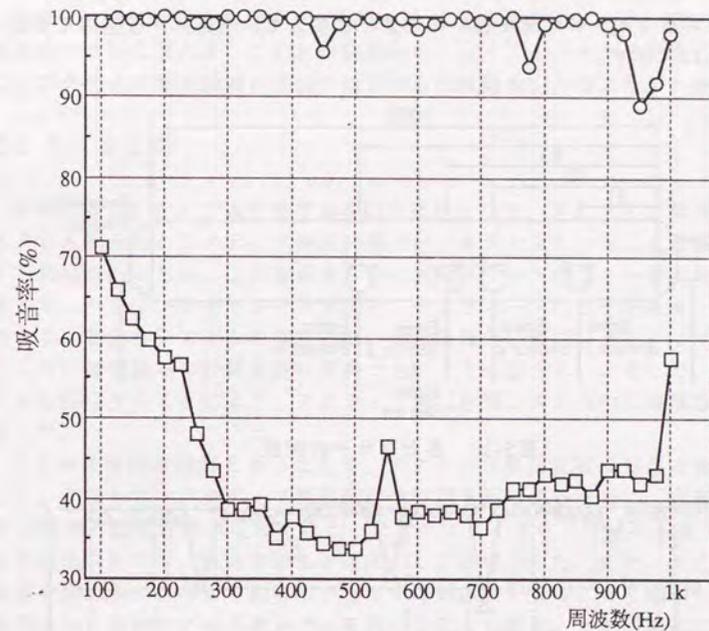


図5-8 吸音率

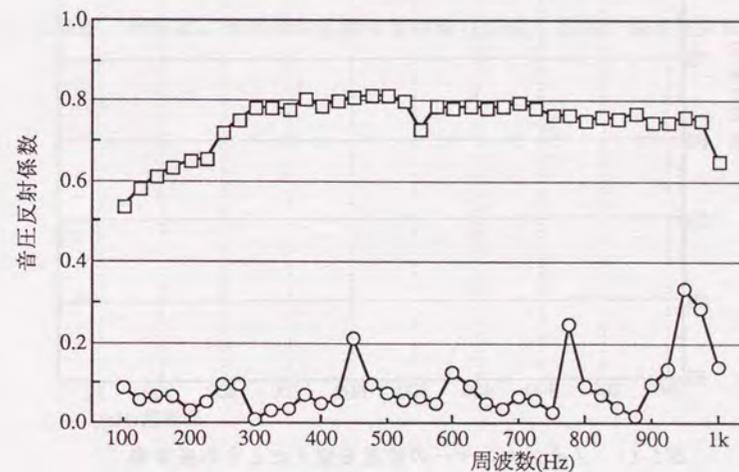


図5-9 音圧反射係数

次に、ノイズセンサーの位置を図5-10のように変えて、適応し、吸音率を測定したものを図5-11に示す。

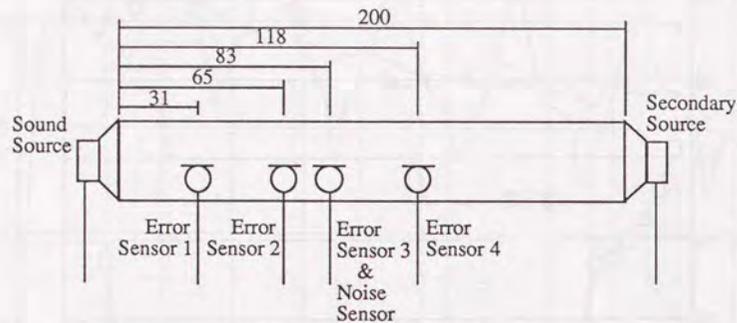


図5-10 各センサーの配置

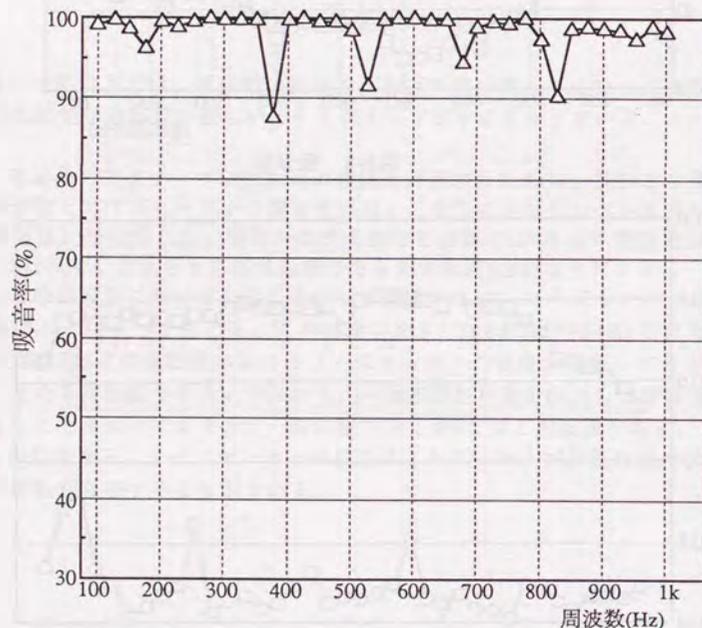


図5-11 ノイズセンサーの位置を変えたときの吸音率

吸音率の周波数特性にディップが現れることはかわりないが、図5-8とは異なる周波数において現れる。これらの結果から、ノイズセンサーの位置を変えることによりアクティブ無反射端の性能が低下する周波数も変わることがわかる。

5. 5 まとめ

本章ではアクティブ吸音壁の基本的な検討として、アクティブ無反射端を構成することを試みた。アクティブ無反射端ではノイズセンサーを二次音源の正面に設置する必要があるため、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックが大きい。そこで、ハウリングキャンセラを用いてそのフィードバックをキャンセルすることにより、安定なシステムを実現した。また実用化の際に、アクティブ無反射端システムの伝達関数等の計算方法は簡易であることが望ましい。そこで、適応アルゴリズムを採用することにより、アクティブ無反射端システムの伝達関数の決定を自動化した。

以上の技術的な検討を行った上で、アクティブ無反射端の効果を実験により確認した。すなわち、アクティブ無反射端の性能を評価するために、吸音率を測定した。その結果、音響管内を定常状態としたときにノイズセンサーの位置で音圧が0となる周波数以外では、吸音率99%を達成することができた。また、ノイズセンサーの位置を変えることにより吸音率が低下する周波数が変わることを確認した。これらの結果から、複数のノイズセンサーを用いることにより、どの周波数でも吸音率のディップが現れないシステムの構成は可能であると考えられる。

- 1) 三瓶徹, 伊藤毅, "音響管用能動無反射端の構成," 電気音響研究会資料, (1970).

第6章 適応アクティブモード制御の実験的検討

6.1 概要

閉空間内に音源がある場合、その周辺の音響インピーダンスが大きくなる周波数においてこもり音や共鳴現象が生じることがある。そこで、二次音源を付加して一次音源近傍の音響インピーダンスを小さくすることにより、共鳴現象を抑えることが可能である。この原理はActive Power Minimizationと呼ばれているが、ここでは共鳴を抑えるという意味でアクティブモード制御と呼ぶこととする。

実際の音場においてアクティブモード制御を行う場合、騒音源と同じ閉空間内に二次音源、ノイズセンサーを設置する必要がある。したがって、第三章で述べたように二次音源からノイズセンサーへのフィードバック雑音が大きくなるため、ハウリングを生じたり、適応過程における係数更新の収束が遅れる可能性がある。

既往の研究ではモード解析を用いた理論的検討、コンピュータシミュレーション、既知の純音を騒音源とした基本的な実験等が報告されている(1)(2)(3)(4)。本章ではより一般性を考慮して、未知の広帯域ノイズを騒音源として適応制御を行うことにより、適応アクティブモード制御の可能性を実験的に検討する。

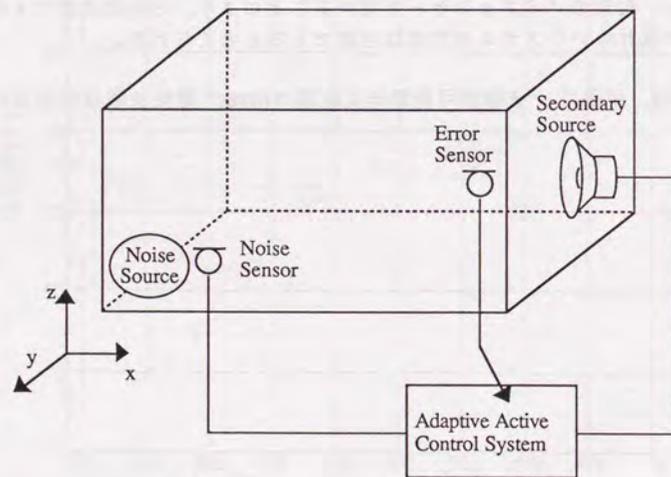


図6-1 アクティブモード制御の概念図

6.2 模型実験

(1) 実験条件

図6-1のように1580×1160×960mmの直方体模型室内に騒音源、二次音源、ノイズセンサー、エラーセンサーを配置した。共鳴周波数では室隅における音圧を小さくすれば、室内全体の音圧が小さくなるため、エラーセンサーは隅に設置した。また、騒音源としてスピーカから100~1kHzのピンクノイズを出力して、エラーセンサーの出力信号が小さくなるように、システムをブロック 'filtered x' LMS アルゴリズムを用いて適応させた。ただし、システムの標本化周波数は6kHzとし、FIRデジタルフィルタの係数長は2048点とした。図6-2に各音源、センサーの配置図を示す。

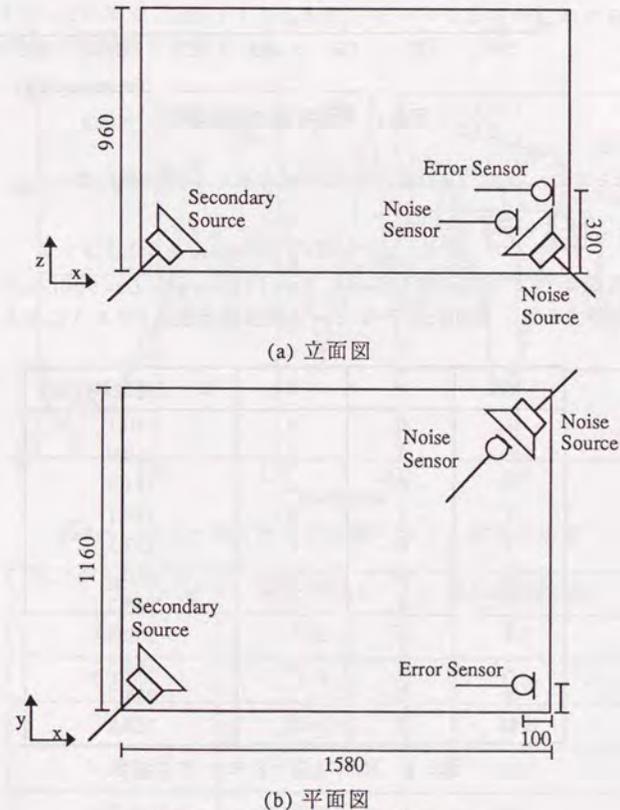


図6-2 実験配置図 (単位mm)

模型室内の残響時間を100~400Hzの周波数について図6-3に示す。

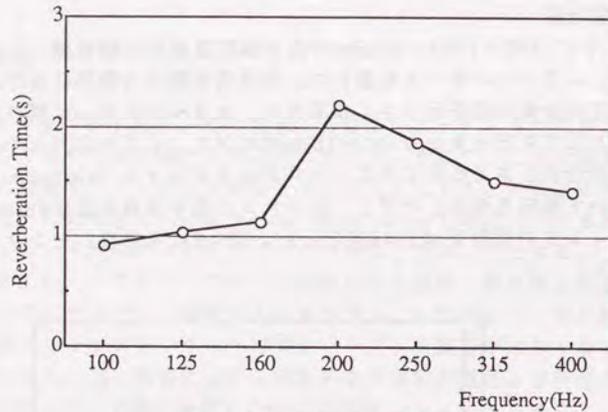


図6-3 模型室内の残響時間

一辺の長さが L_x 、 L_y 、 L_z の直方体室の固有モード周波数 f は

$$f = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{m}{L_y}\right)^2 + \left(\frac{s}{L_z}\right)^2} \quad [\text{Hz}] \quad (n, m, s = 0, 1, 2, 3 \dots) \quad (6.1)$$

となる。実験条件より $L_x=1580[\text{mm}]$ 、 $L_y=1160[\text{mm}]$ 、 $L_z=960[\text{mm}]$ である。音速 $c=348 [\text{m/s}]$ とすると、300Hz以下のモード周波数は表6-1のようになる。

n	m	s	モード周波数 f (Hz)
1	0	0	110.1
0	1	0	150.0
0	0	1	181.3
1	1	0	186.1
1	0	1	212.1
2	0	0	220.3
0	1	1	235.3
1	1	1	259.8
2	1	0	266.5
2	0	1	285.2
0	2	0	300.0

表6-1 300Hz以下のモード周波数

(2) 実験結果

まず、適応後のエラーセンサーの位置における相対音圧レベルについて制御システムOFFを点線で、ONを実線で図6-4に示す。図6-4の制御システムOFF（点線）における相対音圧レベルがピークとなる周波数は、表6-1の各モードに相当することが認められる。また、制御システムON（実線）のときの各モードの相対音圧レベルはOFFよりも低減し、特に180Hz付近では20dB近くの低減効果がみられる。

次に、300Hz以下の xy 平面におけるモード、すなわち(1,0,0)、(0,1,0)、(1,1,0)、(2,0,0)、(2,1,0)モードについて測定した。騒音源スピーカから各モードの周波数となる純音を出力したときの、制御システムOFF、制御システムON、およびアクティブモード制御の効果（制御システムOFF-制御システムON）についての音圧分布を図6-5~9に示す。

また各モードにおける制御システムOFFのときとONのときの空間内平均の音圧レベルの差を表6-2に示す。表6-2より低音域のモードでは室内平均の音圧レベルについて10dB前後の低減効果が認められる。

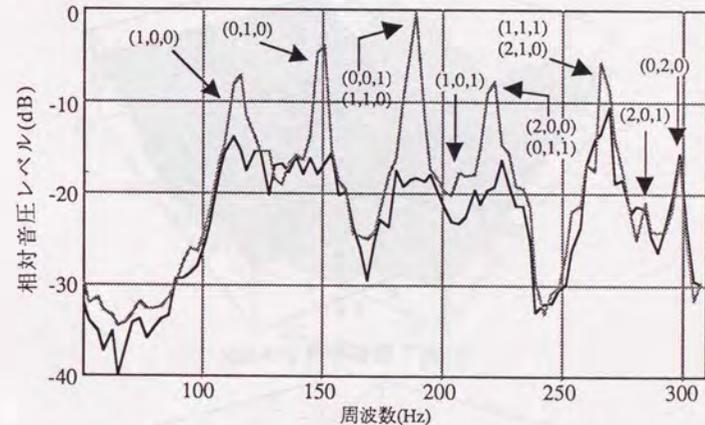
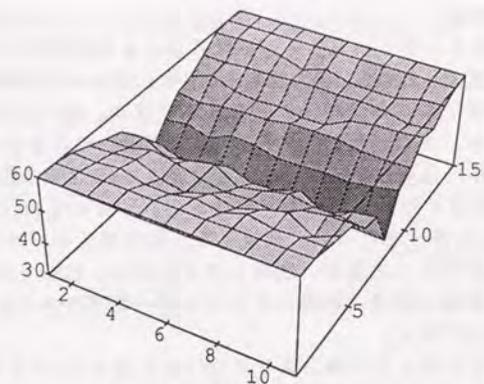


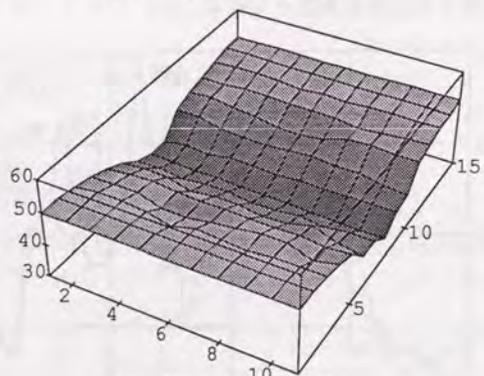
図6-4 エラーセンサーの位置における制御の効果

モード (N_x, N_y, N_z)	周波数(Hz)	騒音減衰量(dB)
(1,0,0)	112	9.0
(0,1,0)	148	11.6
(1,1,0)	186	17.6
(2,0,0)	219	10.0
(1,2,0)	264	8.5

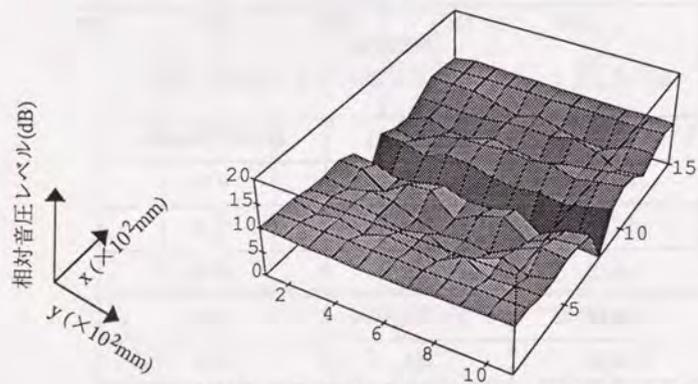
表6-2 室内平均の音圧レベルの減衰量



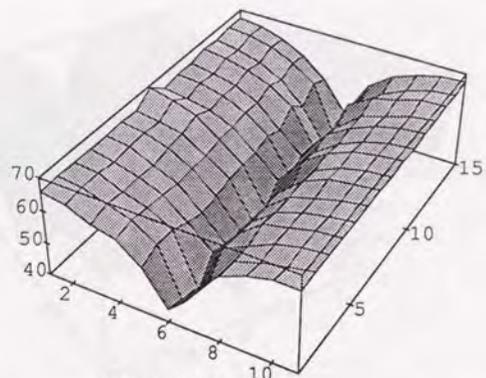
(a) 制御システムOFF



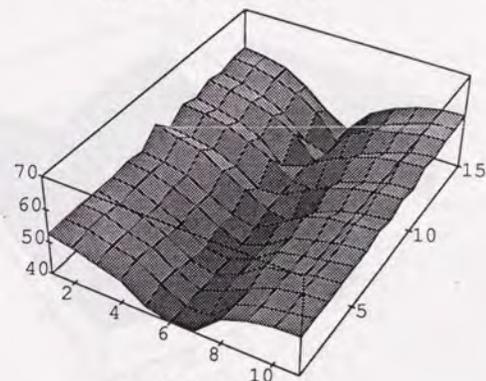
(b) 制御システムON



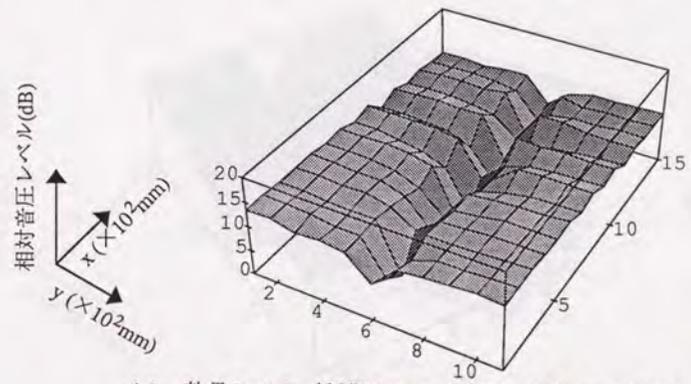
(c) 効果レベル (制御システムOFF-制御システムON)
図6-5 音圧レベルの分布 [(1,0,0) モード (112Hz)]



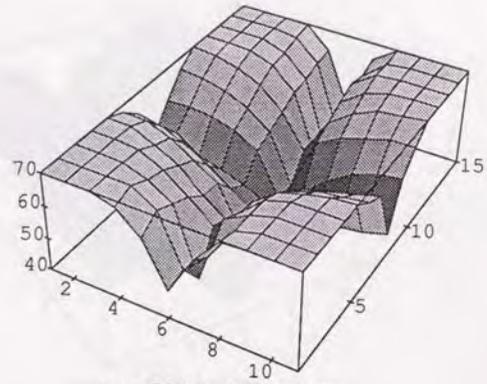
(a) 制御システムOFF



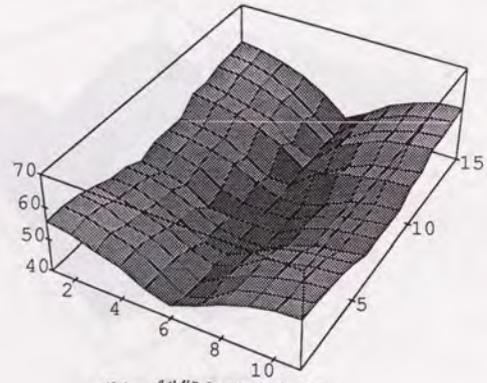
(b) 制御システムON



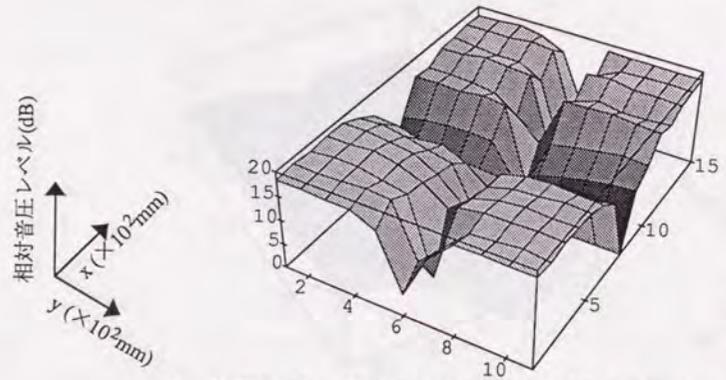
(c) 効果レベル (制御システムOFF-制御システムON)
図6-6 音圧レベルの分布 [(0,1,0) モード (148Hz)]



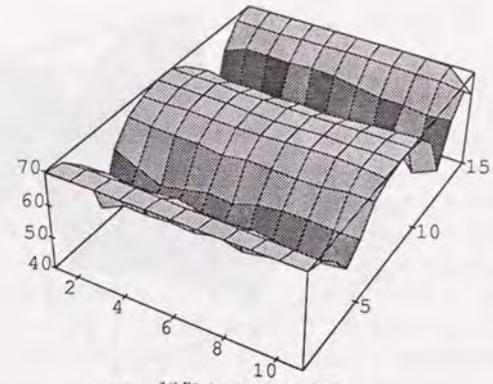
(a) 制御システムOFF



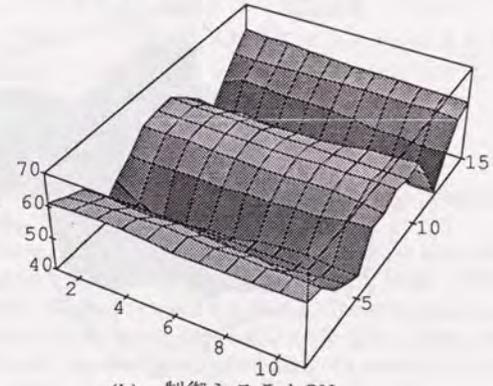
(b) 制御システムON



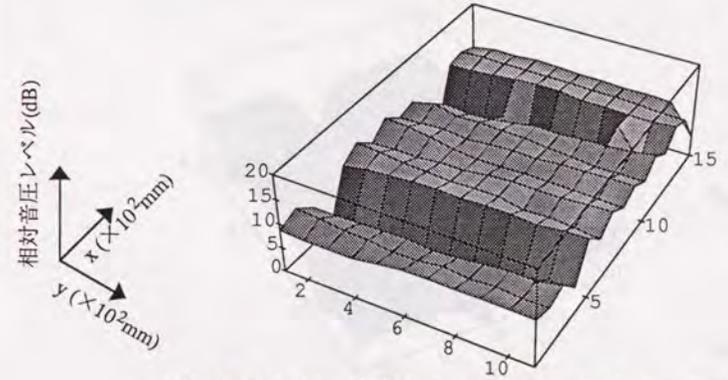
(c) 効果レベル (制御システムOFF-制御システムON)
図6-7 音圧レベルの分布 [(1, 1, 0) モード (186Hz)]



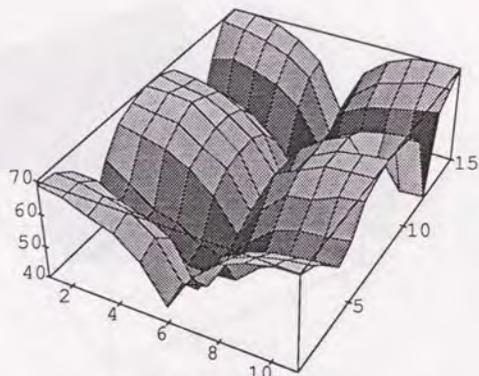
(a) 制御システムOFF



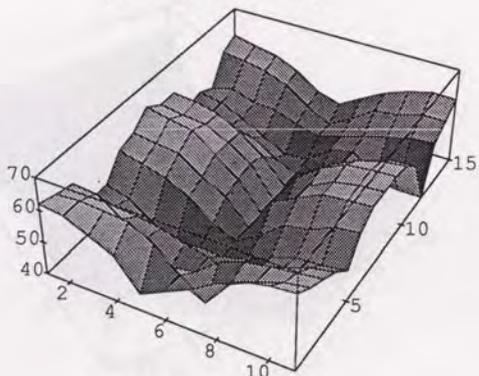
(b) 制御システムON



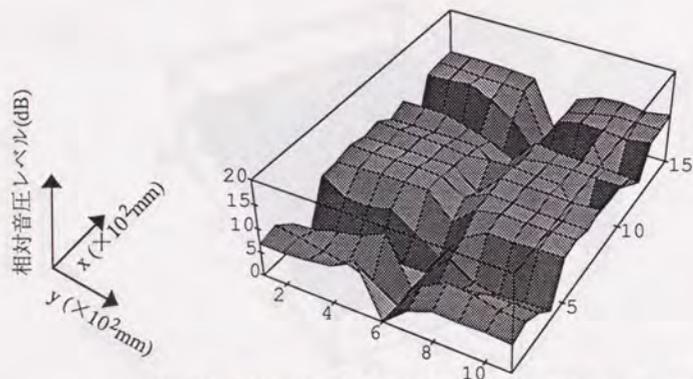
(c) 効果レベル (制御システムOFF-制御システムON)
図6-8 音圧レベルの分布 [(2, 0, 0) モード (219Hz)]



(a) 制御システムOFF



(b) 制御システムON



(c) 効果レベル (制御システムOFF-制御システムON)
 図6-9 音圧レベルの分布 [(1, 2, 0) モード (264Hz)]

6. 3 まとめ

一般の騒音源を想定して室内のアクティブモード制御を試みた。本章で行った直方体室における実験では、アクティブモード制御を行うことにより、低音域のモードでは室内平均の音圧レベルについて10dB前後の低減効果が得られた。

直方体室内に騒音源があって共鳴現象を生じている場合には、ノイズセンサー、エラーセンサー、二次音源をそれぞれ1つずつ適応制御システムを用いることにより、室内の音圧レベルを全体的に低減することが可能である。これは不整形の閉空間でも各センサー、二次音源の配置が適当であれば同様であると考えられる。

また、今回の実験では適応過程におけるステップサイズパラメータ (フィルタの更新幅:式(3.27)の μ) を十分小さく設定したため、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックによるハウリングを生じることはなく、その制御効果にはハウリングキャンセラを含むシステムによる制御効果との差は見られなかった。しかし、ステップサイズパラメータが大きい場合には、適応過程においてハウリングを生じる可能性がある。したがって、実用化するにはシステムの安定性を考慮すると、アクティブモード制御システムにはハウリングキャンセラを含めるべきである。

- 1) P.A.Nelson, A.R.D.Curtis, S.J.Elliott and A.J.Bullmore, "The active minimization of harmonic enclosed sound fields, part I: theory," J.S.V, 117, 1, 1-13 (1987).
- 2) A.J.Bullmore, P.A.Nelson, A.R.D.Curtis and S.J.Elliott, "The active minimization of harmonic enclosed sound fields, part II: a computer simulation," J.S.V, 117, 1, 15-33 (1987).
- 3) S.J.Elliott, A.R.D.Curtis, A.J.Bullmore and P.A.Nelson, "The active minimization of harmonic enclosed sound fields, part III: experimental verification," J.S.V, 117, 1, 35-58 (1987).
- 4) M.Tohyama and A.Suzuki, "Active Power minimization of a sound source in a closed space," J.S.V, 119, 3, 562-564 (1987).

第7章 塀の遮音に対するANCの適用

7.1 概要

パッシブな騒音制御において塀は基本的な方法である。塀の回折による減音効果は、行路差が大きいほど、あるいは高い周波数ほど大きい。すなわち、塀による遮音は低音域では効果は小さく、遮音性能を改善するには塀を高くする必要がある。しかし、実際問題として日照障害、構造的な強度不足などの問題を伴い、塀を高くすることが困難な場合が多い。そこで、回折による減音効果の小さい低音域についてはANCを用いることにより、遮音性能を改善することができれば極めて有効である。ここでは、塀による遮音にANCを援用することを試み、回折する騒音に対するANCの適用可能性を実験により探る。

アクティブ防音塀の概念を述べるため、基本的なシステムを図7-1に示す。塀の騒音源側にノイズセンサー、受信側にエラーセンサー、および塀上に二次音源スピーカを設置する。二次音源は騒音の伝播経路に近い方がよいと考えられるため、本章で行う実験では二次音源スピーカは上に向けた。また、エラーセンサーの出力信号が最小になるようにシステムを決定し、二次音源が出力した音波は、エラーセンサーの位置を含む受信側のある範囲の騒音を小さくする。

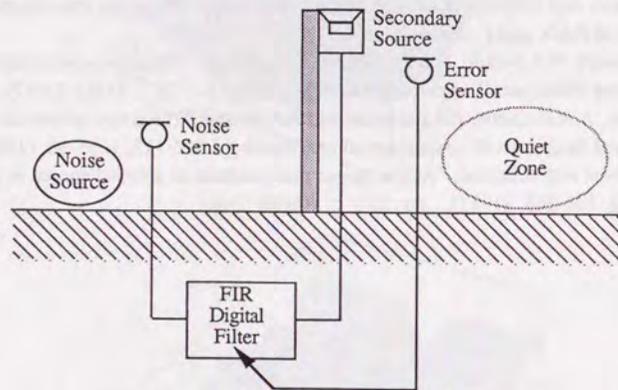


図7-1 塀におけるANCの概念図

7.2 原理

7.2.1 フレネル・キルヒホッフの回折理論による解析

塀を回折する騒音に対するANCの原理をフレネル・キルヒホッフの回折理論を用いて述べる。

(1) 自由音場における伝達関数

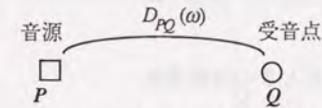


図7-2 自由音場における伝達関数

図7-2のように自由音場において音源Pから受信点Qへの伝達関数 $D_{PQ}(\omega)$ は距離減衰のみを考慮すると

$$D_{PQ}(\omega) = \frac{1}{r_{PQ}} \exp(-j\omega \frac{r_{PQ}}{c}) \quad (7.1)$$

となる。ただし、 c は音速、 r_{PQ} は音源と受信点の距離を表す。

(2) 自由音場に半無限障壁があるときの伝達関数

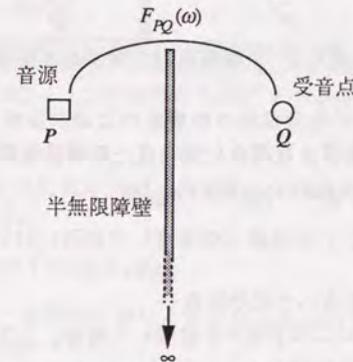


図7-3 半無限障壁があるときの伝達関数

図7-3のように音源と受信点の間に半無限障壁があるとき、音源から受信点への伝達関数 $F_{PQ}(\omega)$ はフレネル・キルヒホッフの回折理論を用いると式(7.2)のようになる。

$$F_{PQ}(\omega) = -\frac{j\omega}{4\pi c} \iint_S \frac{1}{r_{PS}r_{QS}} \left(\frac{r_{PB}}{r_{PS}} + \frac{r_{QB}}{r_{QS}} \right) \exp\left(-j\omega \frac{(r_{PS}+r_{QS})}{c}\right) dS \quad (7.2)$$

ただし、 S は音波通過面の面積、 dS は音波通過面における微小面積、 r_{PS} (r_{QS})は音源(受信点)と dS との距離、 r_{PB} (r_{QB})は音源(受信点)と半無限障壁との距離である。

(3) 半無響室に扉があるときの伝達関数

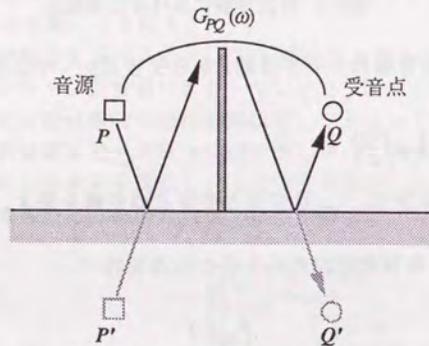


図7-4 半無響室内に扉がある場合

図7-4のように、床面が完全反射の無響室内に扉が設置してある場合、音波が幾何学的に反射するとすれば、音源から受信点への伝達関数 $G_{PQ}(\omega)$ は、

$$G_{PQ}(\omega) = F_{PQ}(\omega) + F_{P'Q}(\omega) + F_{PQ'}(\omega) + F_{P'Q'}(\omega) \quad (7.3)$$

となる。ただし、 P' (Q')は音源(受信点)の床面に対する鏡像である。

(4) 二次音源から受信点への伝達関数

図7-5のように、扉上に二次音源 V を設置した場合、二次音源から受信点への伝達関数 $H_{VQ}(\omega)$ は次のようになる。

$$H_{VQ}(\omega) = D_{VQ}(\omega) + D_{VQ'}(\omega) \quad (7.4)$$

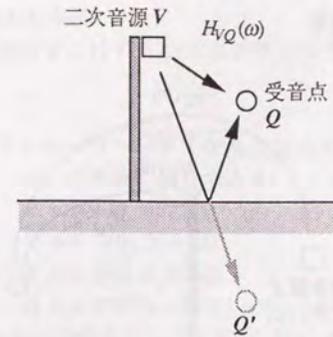


図7-5 二次音源から受信点への伝達関数

(5) 二次音源から出力すべき信号

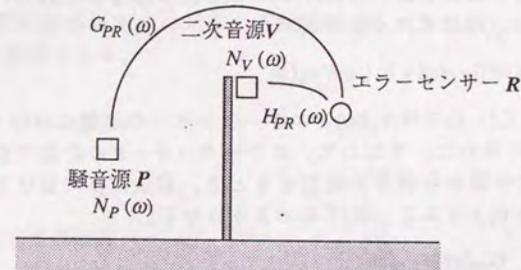


図7-6 二次音源から出力すべき信号

図7-6のように騒音源 P が信号 $N_P(\omega)$ を出力し、二次音源 V が信号 $N_V(\omega)$ を出力するときエラーセンサー R の位置における信号 $N_R(\omega)$ は騒音源による音波と二次音源による音波が干渉するため

$$N_R(\omega) = N_P(\omega)G_{PR}(\omega) + N_V(\omega)H_{VR}(\omega) \quad (7.5)$$

となる。エラーセンサーの位置における音圧信号 $N_R(\omega)$ を0とするには二次音源から出力すべき信号 $N_V(\omega)$ を

$$N_V(\omega) = -\frac{G_{PR}(\omega)}{H_{VR}(\omega)} N_P(\omega) \quad (7.6)$$

とすればよい。

(6) 測定点における信号

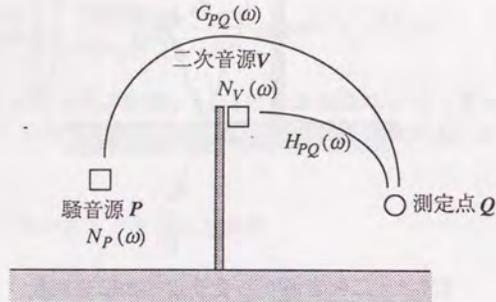


図7-7 二次音源から出力すべき信号

図7-7のように、二次音源から式(7.6)で表される信号を出力したときの、測定点Qにおける信号 $N_Q(\omega)$ は式(7.5)と同様に

$$N_Q(\omega) = N_P(\omega)G_{PQ}(\omega) + N_V(\omega)H_{VQ}(\omega) \quad (7.7)$$

となる。ここで、式(7.6)では $N_V(\omega)$ をエラーセンサーの位置における音圧信号 $N_R(\omega)$ が0となるように決めた。すなわち、エラーセンサーRの位置で音波をキャンセルするように二次音源から信号を出力するとき、測定点Qにおける信号 $N_Q(\omega)$ は式(7.7)に式(7.6)を代入すると、式(7.8)のようになる。

$$N_Q(\omega) = \left(1 - \frac{G_{PR}(\omega)H_{VR}(\omega)}{G_{PQ}(\omega)H_{VR}(\omega)} \right) \cdot N_P(\omega)G_{PQ}(\omega) \quad (7.8)$$

(7) ANCの効果

ここで、二次音源を付加していないときの、すなわち騒音源のみによる測定点Qにおける信号 $N'_Q(\omega)$ は

$$N'_Q(\omega) = N_P(\omega)G_{PQ}(\omega) \quad (7.9)$$

となる。すなわち、二次音源を付加することによる騒音の減衰量K(dB)は式(7.8)、(7.9)より次のようになる。

$$K = -20 \log \left| \frac{N_Q(\omega)}{N'_Q(\omega)} \right| = -20 \log \left| 1 - \frac{G_{PR}(\omega)H_{VR}(\omega)}{G_{PQ}(\omega)H_{VR}(\omega)} \right| \quad (\text{dB}) \quad (7.10)$$

7. 2. 2 数値解析による検討

前述の理論を用いて塀の遮音に対するANCの効果为数値解析により検討する。

(1) 条件

騒音源、二次音源、エラーセンサー、および各測定点の配置を図7-8に示す。

ただし、各座標値(単位:m)は次のとおりである。

騒音源 : $P = (-900, 0, 15)$

二次音源 : $V = (10, 0, 910)$

エラーセンサー : $R = (450, 0, 1060)$

測定点 : $Q = (450 \times i, 450 \times j, 450) \quad i=1 \sim 6, j=-5 \sim 5, \text{全66点}$

また、式(7.2)の dS (メッシュの大きさ)を $0.1 \times 0.1(\text{m})$ とした。

(2) 解析結果

前述の理論式(7.1)~(7.10)を用いて、コンピュータシミュレーションを行った。125、250、500、1kHz (1/3 Oct. Band)についての塀の遮音に対するANCの効果を図7-9に示す。各数値は各測定点に対応する制御効果レベルを表し、斜線の部分は制御が有効となる範囲である。

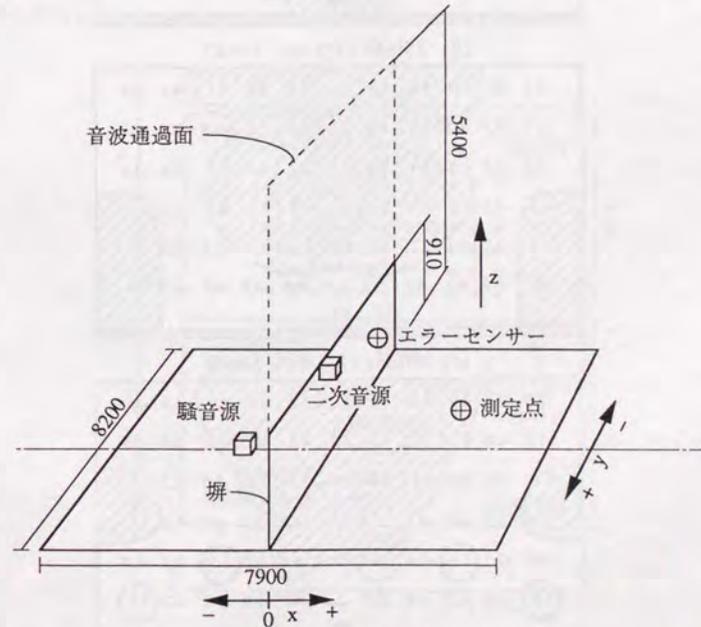
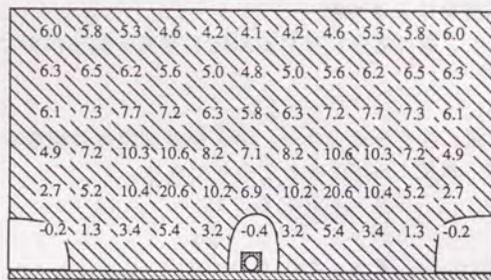
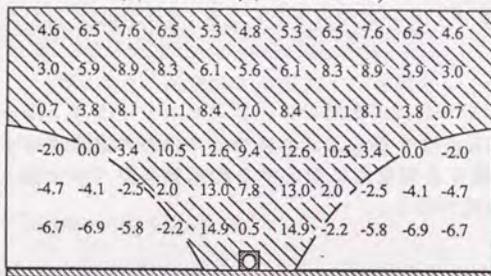


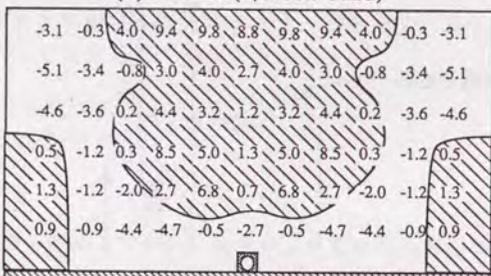
図7-8 数値解析における条件



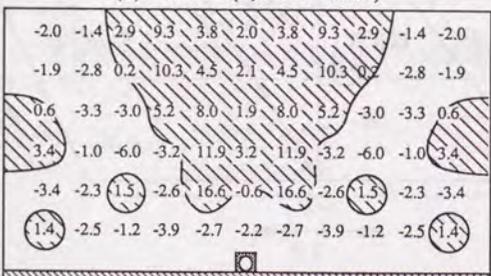
(a) 125Hz (1/3 oct. band)



(b) 250Hz (1/3 oct. band)



(c) 500Hz (1/3 oct. band)



(d) 1kHz (1/3 oct. band)

図7-9 効果レベルの分布 (数値解析結果、単位dB)

(3) 考察

低い周波数ほど有効となる制御範囲は広く、その範囲は二次音源を中心とした扇型に広がるのが認められる。また、制御効果が最も大きくなる測定点は、二次音源を含む中心線上にはなく、中心からずれた測定点にあることが、全ての周波数について認められる。

7.3 実験条件

図7-9のように8200×7900×5400mmの半無響室(床面コンクリート)において、縮尺模型を想定して高さ910mmの塀を設置した。塀は石膏ボードの二重壁(厚12mm×2、空気層45mm)にグラスウール(厚50mm、32kg/m³)を充填したものである。ANCシステムの構成は図3-9を用い、システムは適応処理により決定する。そのアルゴリズムは多チャンネルのブロック'filtered x'LMSアルゴリズム(式3.27)である。また、騒音源としてスピーカから100~2kHzのピンクノイズを出力する。その状態で、ある点に配置したエラーセンサーの出力信号が小さくなるようにシステムを十分適応させた後、66点の各測定点について騒音源のみのときの音圧レベルと制御システムを作動させたときの音圧レベルを測定する。ここで、66点の測定点の中で、図7-10に示すように66点全ての範囲をエリアA、中心の25点の範囲をエリアBとする。

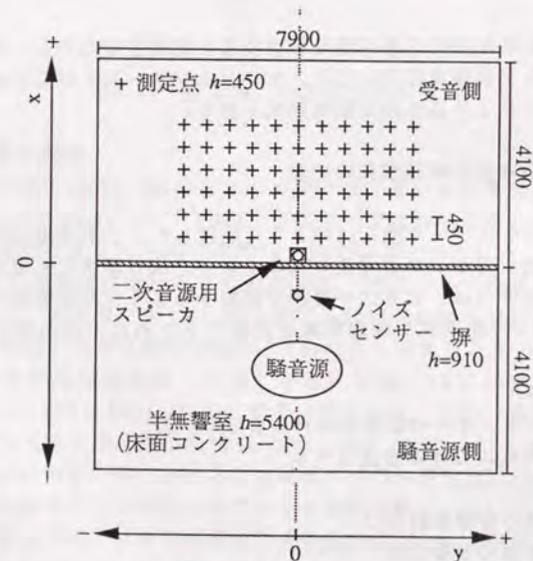


図7-9 塀の配置図

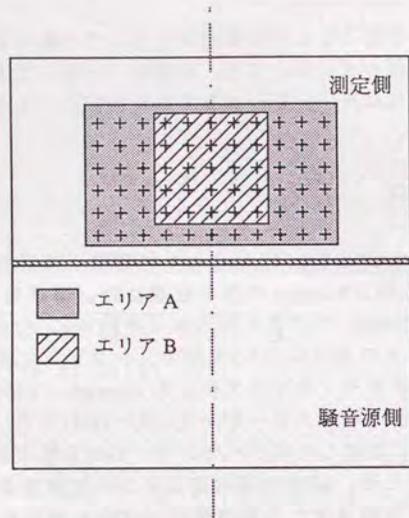


図7-10 各エリア

7. 4 実験結果 1 - 固定騒音源

まず、塀におけるANCの基本的な物理現象を把握するために、騒音源が固定されているものとして実験を行う。また、エラーセンサーおよび二次音源スピーカの条件を変えることにより基本的な制御効果を探る。

7. 4. 1 基本的な物理現象の把握

各音源およびセンサーを図7-11のように配置した。二次音源は前述のように騒音の伝播経路に近い方がよいと考えられるため、二次音源スピーカは上に向けた。また、エラーセンサーは、より広い範囲を制御するように二次音源の近傍に設置した。塀におけるANCの基本的な物理現象を把握するために、次の項目について測定した。

- (1) 音圧レベル
 - (a) エラーセンサーの位置における音圧レベル
 - (b) 各測定点における音圧レベル
- (2) 音響放射パワー
 - (a) 騒音源の音響放射パワー
 - (b) 二次音源の音響放射パワー
- (3) インテンシティフロー
 - (a) 二次音源およびエラーセンサーを通る断面におけるインテンシティフロー

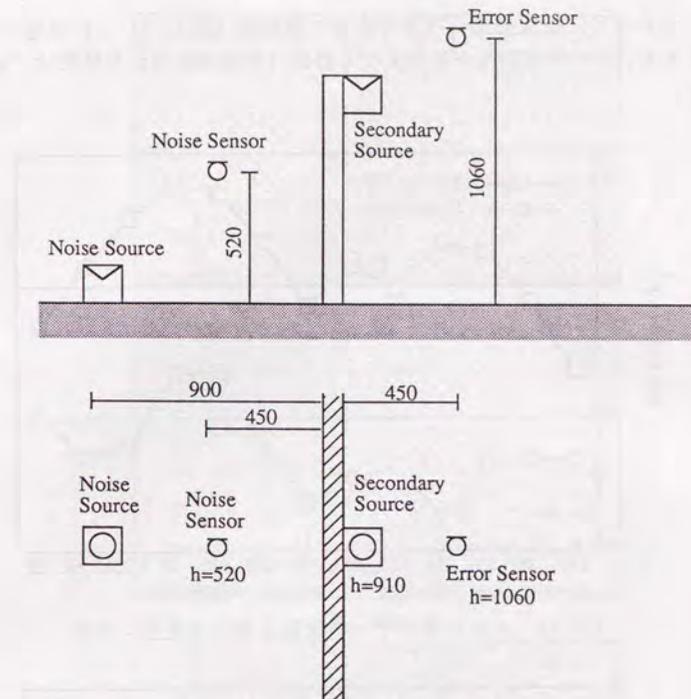


図7-11 各音源、センサーの配置図

(1) 音圧レベルの測定

まず、制御システムOFF、ONのときのエラーセンサーの位置における音圧レベルを中心周波数125~2kHz、バンド幅1/3オクターブについて図7-12に示す。エラーセンサーの位置では最大20.5dB、平均14.0dBの効果が得られた。

次に、図7-9の各測定点におけるシステムOFF、ONについての音圧レベルを測定した。図7-10に示したエリアA (B) 内における測定点の音圧レベルのエネルギー平均について、制御システムOFFの値からONの値を減算したもの（以降エリアA (B) についての平均制御効果レベルと呼ぶ）を図7-13に示す。エリアAでは250Hz以下、エリアBでは500Hz以下で効果が見られる。また、各測定点における制御効果レベルの分布を中心周波数125、250、500、1kHz、バンド幅1/3オクターブについて図7-14に示す。図7-14の各数値は図7-10の各測定点に対応する制御効果レベルを表し、斜線の部分は制御が有効となる範囲である。低い周波数ほど制御効果が有効となる範囲は広く、その範囲は二次音源を中心とした扇型に広がる様子が認められる。高い周波数ほど逆効果となる範囲が広く、またそのレベルも大きい。また、7. 2. 2で行った数値解析の条件は、ここで行った実験条件と同じもので

ある。したがって、制御効果レベルの分布の実験値（図7-14）と計算値（図7-9）を比較すると、その制御効果が有効となる範囲（斜線の部分）の傾向は、よく一致している。

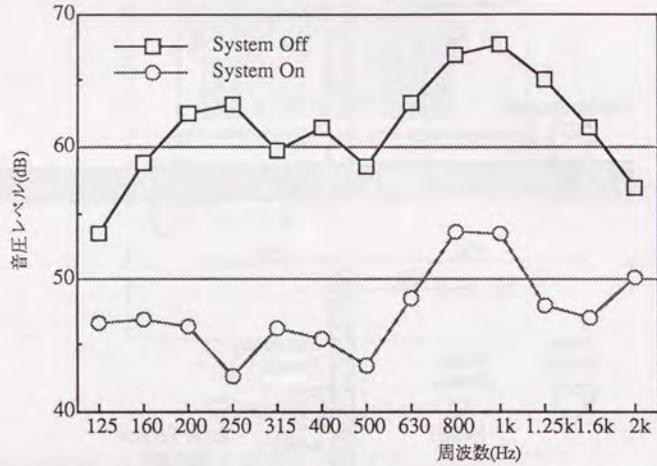


図7-12 エラーセンサーの位置における音圧レベル

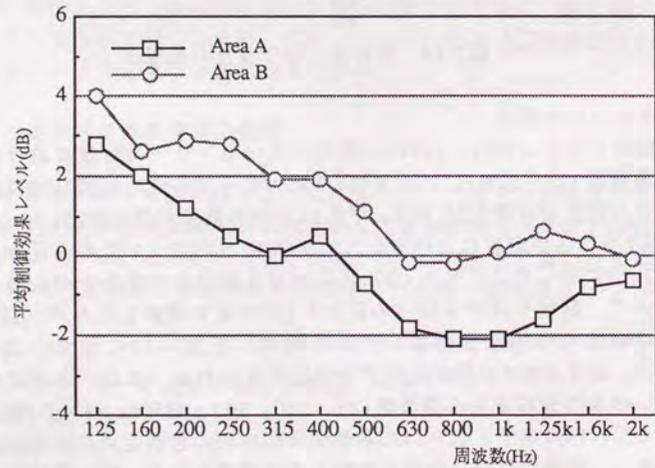
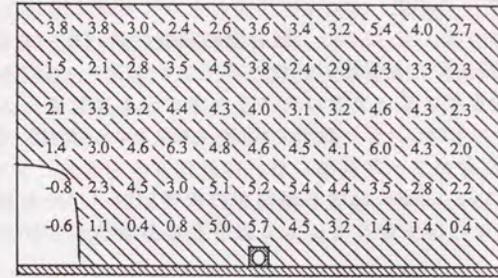
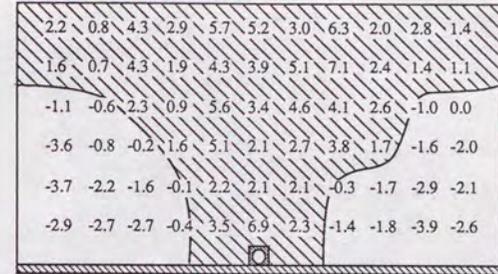


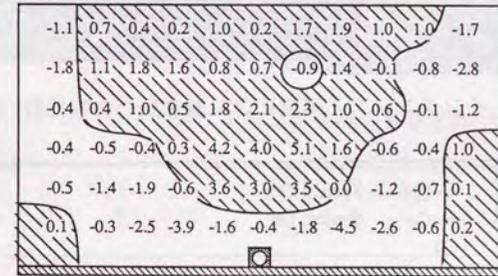
図7-13 エリアA、Bについての平均制御効果レベル



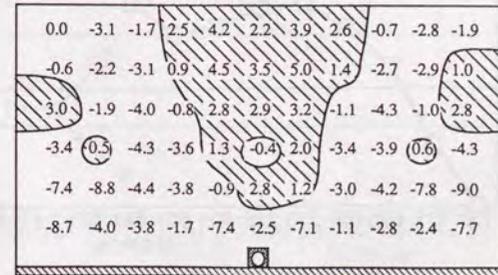
(a)125Hz



(b)250Hz



(c)500Hz



(d)1kHz

図7-14 制御効果レベル分布(dB)

(2) 放射パワーの測定

二次音源を付加することにより、騒音源の音響放射パワーを変えている可能性がある。そこで、騒音源の音響放射パワーをインテンシティ測定により測定した。写真1のように、騒音源スピーカをコンクリートの床に設置し、立方体(1辺50cm)の測定閉曲面についてインテンシティ測定(スキヤニング法)を行い、その結果から騒音源の音響放射パワーを算出した。

制御システムON、OFFにおける騒音源の音響放射パワーを図7-15に示す。図7-15より二次音源を付加することによる騒音源の音響放射パワーへの影響はないことがわかる。

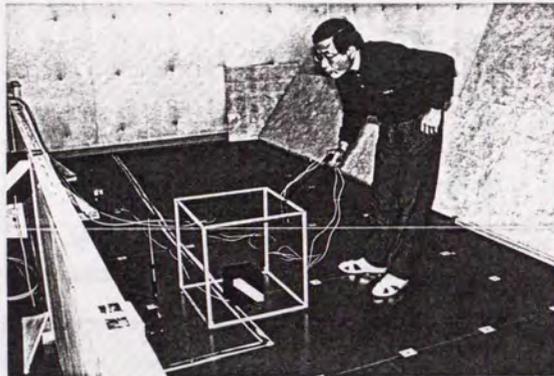


写真1 インテンシティ測定による騒音源の音響放射パワーの測定

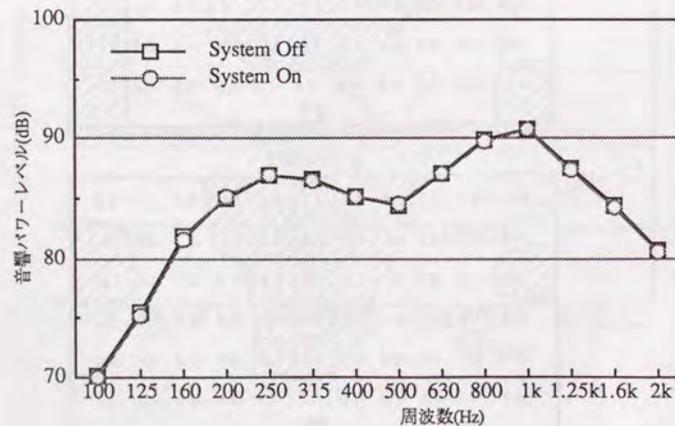


図7-15 騒音源の放射パワー

また、二次音源が音響エネルギーを放射しているか、吸収しているかを調べるために、制御時における二次音源の音響放射パワーをインテンシティ測定(スキヤニング法)により測定した。写真2のように測定閉曲面は塀に取り付けた二次音源を囲む立方体(1辺50cm)である。各測定面についてインテンシティ測定(スキヤニング法)を行い、その結果から二次音源の音響放射パワーを算出した。制御システムOFF、ONにおける二次音源の音響放射パワーを図7-16に示す。

図7-16では100、125Hzの帯域では二次音源の放射パワーが負となっている。すなわち、この帯域では二次音源は騒音源が放射した音響エネルギーを吸収していることになる。

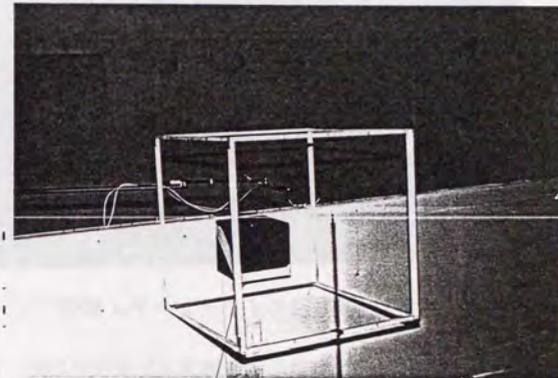


写真2 インテンシティ測定による二次音源の音響放射パワーの測定

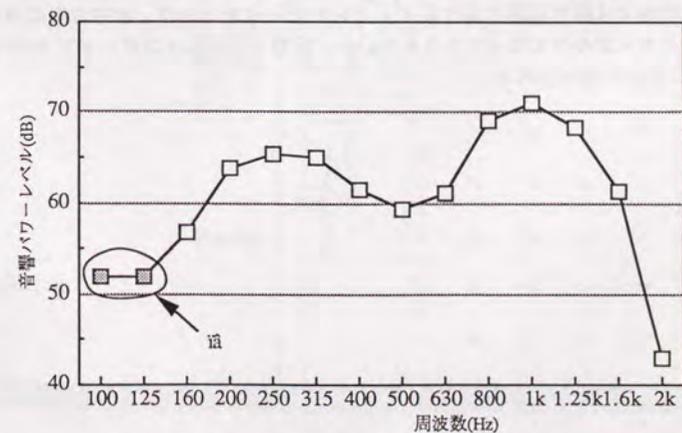


図7-16 二次音源の音響放射パワー

(3) インテンシティフローの測定

二次音源周辺の音響エネルギーの流れを可視化するために、二次音源周辺のインテンシティを測定した。二次音源およびエラーセンサーを通る2次元平面を写真3のようにロボットを用いて測定した。中心周波数125、200、250Hz、バンド幅1/3オクターブのインテンシティベクトルを図7-17~19に示す。

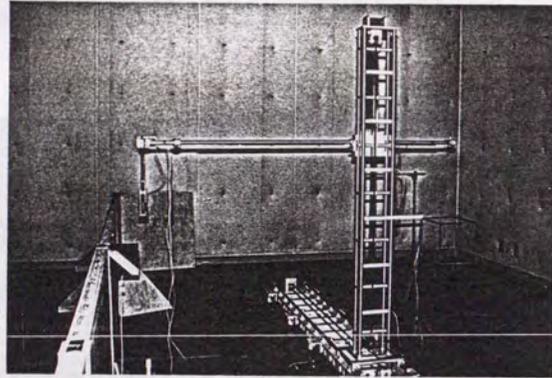
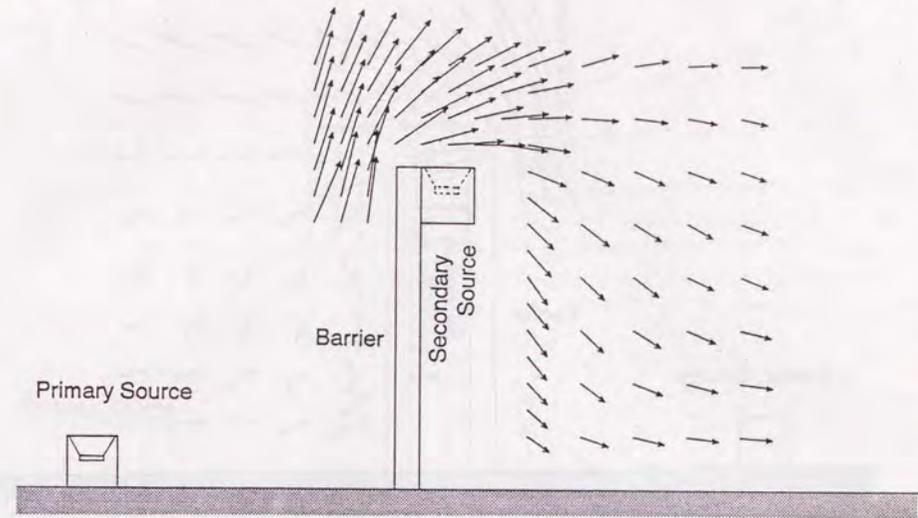


写真3 塀周辺のインテンシティ測定

中心周波数125Hzの帯域では音の流れは二次音源スピーカーの方を向いているため、アクティブ吸音を行っていると考えられる。すなわち、騒音源の放射した音響エネルギーは二次音源スピーカーの振動面をとり、スピーカーの内部で消費されているものと解釈できる。200、250Hzでは騒音源側におけるインテンシティベクトルが、水平方向についてシステムONのときには小さくなっていることから、分類としてはインピーダンス0の境界面による反射に近いと考えられる。

Active Control System : Off

f = 125Hz



Active Control System : On

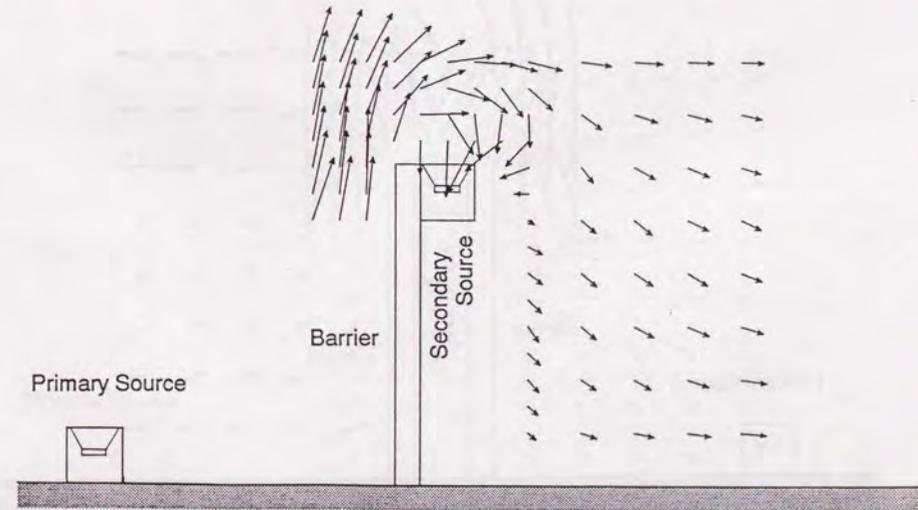
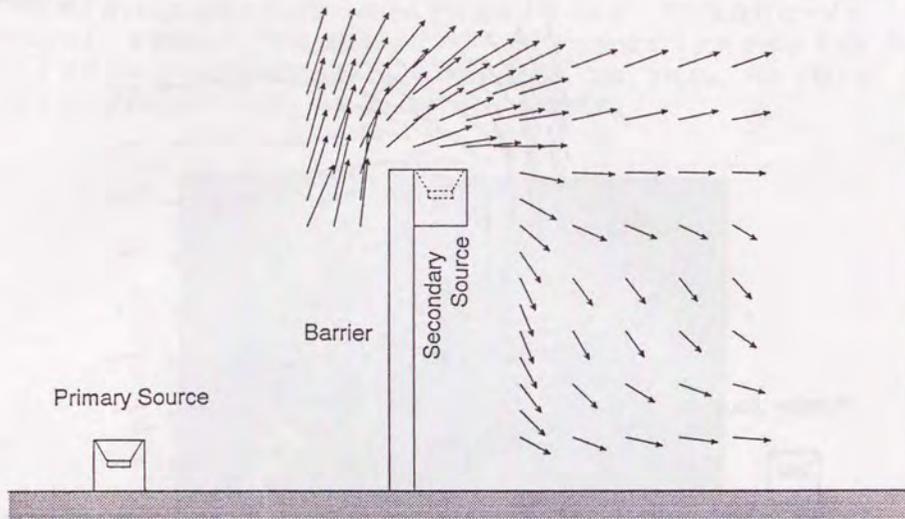


図7-17 塀周辺のインテンシティベクトル (125Hz、1/3.Oct Band)

Active Control System : Off

f = 200Hz



Active Control System : On

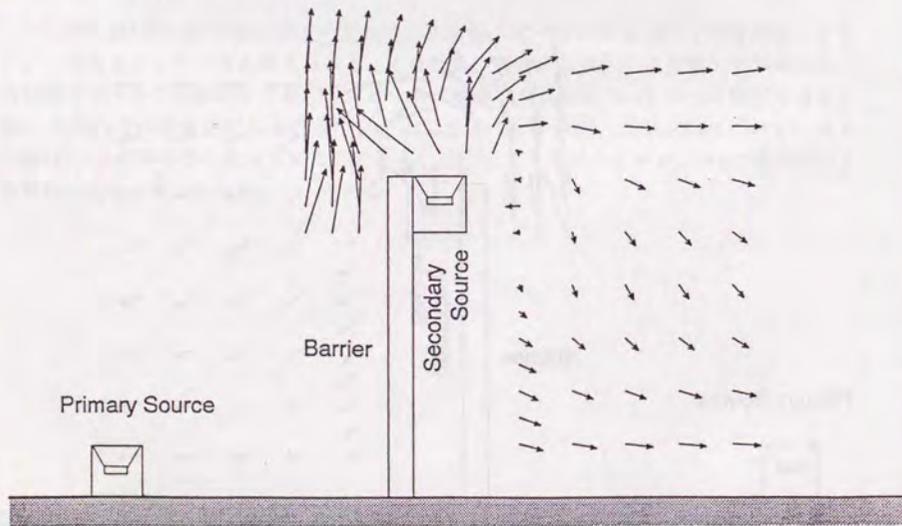
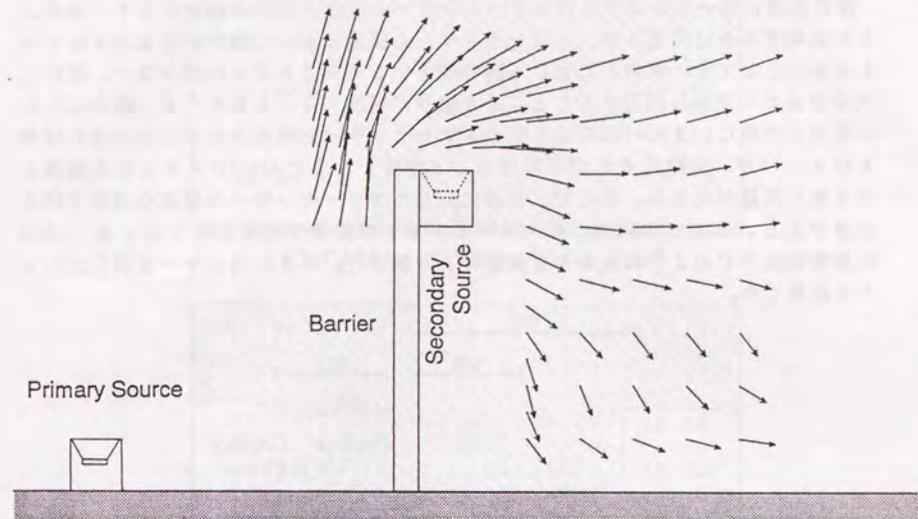


図7-18 塀周辺のインテンシティベクトル (200Hz、1/3.Oct Band)

Active Control System : Off

f = 250Hz



Active Control System : On

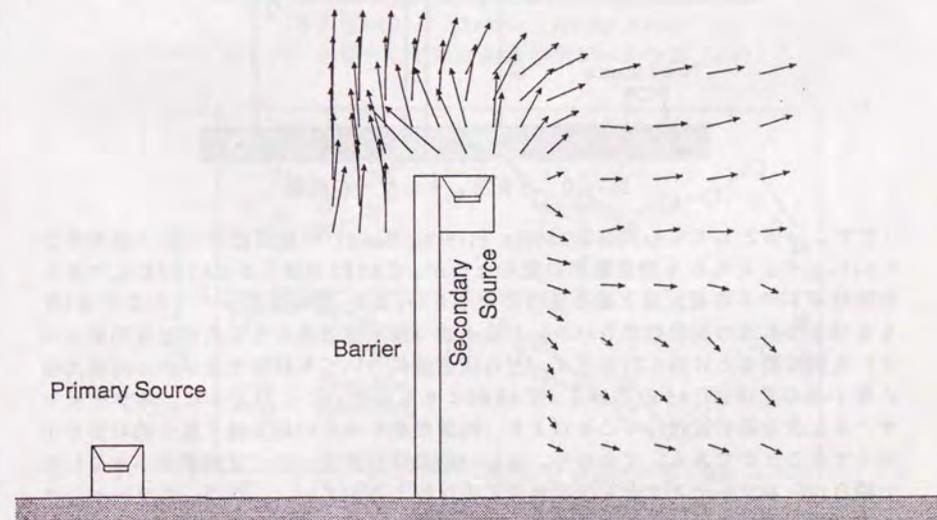


図7-19 塀周辺のインテンシティベクトル (250Hz、1/3.Oct Band)

7. 4. 2 エラーセンサーの位置の違いによる効果の比較

適応過程においてシステムはエラーセンサーの位置における騒音が小さくなるように収束するわけであるが、エラーセンサーの位置において騒音が完全にキャンセルされたとしても、他の点における騒音がキャンセルされるとは限らない。逆に二次音源スピーカから出力することにより騒音が増加する点もありうる。静かにしたい範囲の空間に、まんべんなく多数のエラーセンサーを配置することができれば最も好ましいが、実際にそれが不可能なことが多く、またANCシステムが大規模となる等の問題が生じる。そこで、目的に応じたエラーセンサーの最適な位置を探る必要がある。ここでは、1つのエラーセンサーの配置を変えることによる、ANCの制御効果がどのように変るかを実験により調べた。エラーセンサーを図7-20のように配置した。

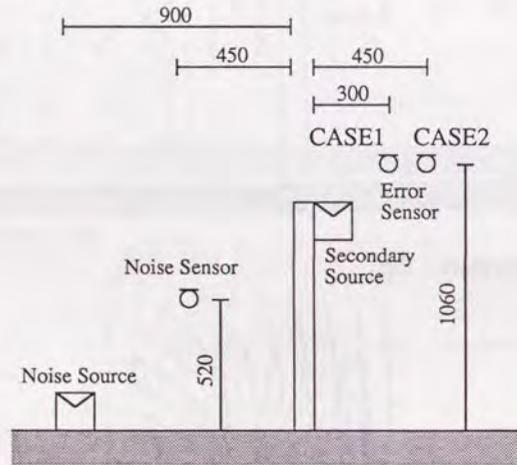
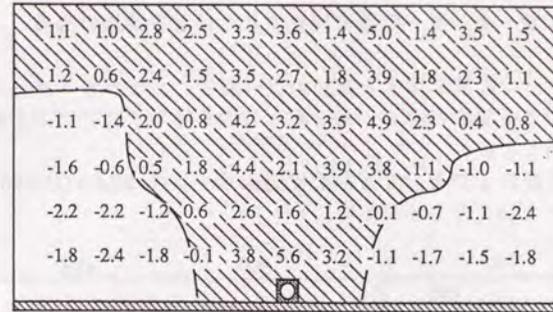
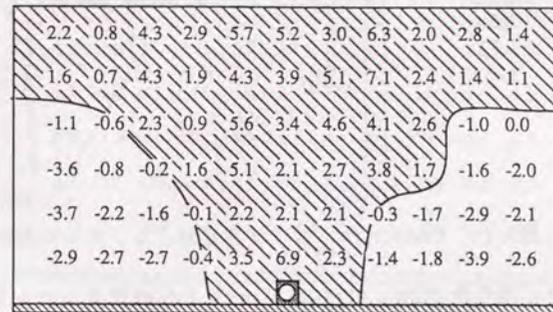


図7-20 各音源、センサーの配置

まず、一例として中心周波数250Hz (1/3Oct. Band) の制御効果レベル分布を図7-21に示す。どちらも効果範囲は変わらないが、CASE1のほうがCASE2に比べると制御効果レベルの最大値と最小値の差が小さい。また、制御効果レベルの最大値(最も有効となる点の制御効果レベル)と最小値(最も逆効果となる点の制御効果レベル)を周波数ごとに図7-22に示す。どの周波数についても制御効果レベルの最大値と最小値の差は、CASE1のほうがCASE2よりも小さい。このように、エラーセンサーを二次音源に近付けることにより、制御効果レベルの最大値と最小値の差を小さくすることができる。すなわち、著しい効果は必要ないが、逆効果を小さくしたい場合は、エラーセンサーを二次音源に近付けた方がよい。これは、エラーセンサーを二次音源に近付けることにより、二次音源スピーカの出力する信号のレベルが小さくなるためであると考えられる。



(a) CASE1 (250Hz、1/3Oct. Band)



(b) CASE2 (250Hz、1/3Oct. Band)

図7-21 各条件における制御効果レベル分布 (dB)

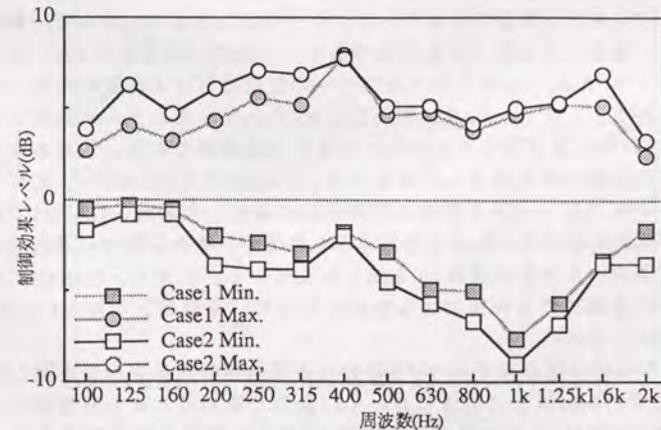


図7-22 制御効果レベルの最大値と最小値

7. 4. 3 エラーセンサーの数を増やすことによる効果の改善

エラーセンサーの配置に関する制約がない場合、すなわちエラーセンサーを受音点近傍に設置できる場合のエラーセンサーの数を増やすことによる改善効果について実験的に検討した。

図7-23に各音源およびセンサーの配置図を示す。CASE4はCASE3の条件に2つのエラーセンサーを加えたものである。

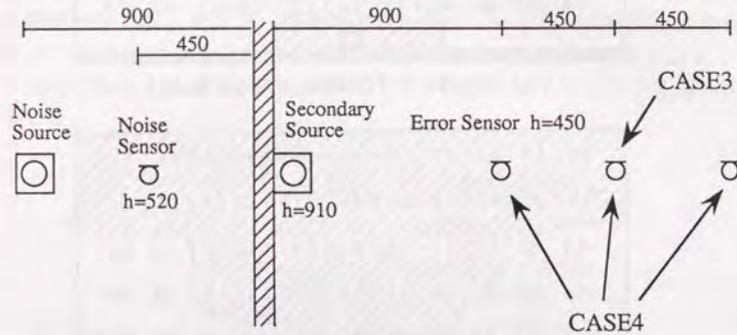
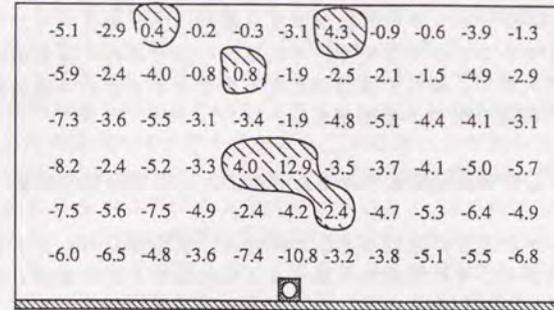


図7-23 CASE3、4における各音源、センサーの配置

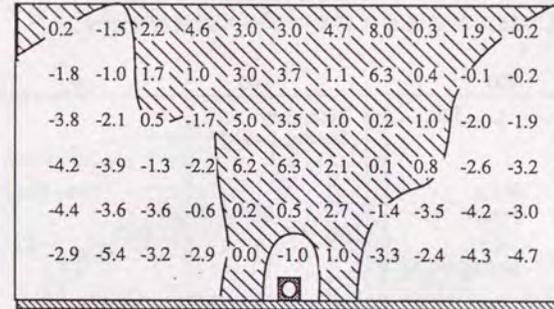
一例として中心周波数250Hz (1/3Oct. Band) の制御効果レベル分布を図7-24に示す。CASE3ではエラーセンサーの位置でのみ、制御効果レベルが極めて大きい。のに対し、CASE4ではその効果範囲はエラーセンサーの配置してある範囲を越えて広い範囲となることが認められる。

適応ANCシステムは全てのエラーセンサーの出力信号のエネルギー和が小さくなるようにシステムを適応させるものである。CASE3のように1つの二次音源をもつANCシステムでは、1つのエラーセンサーの位置における騒音のキャンセルは比較的容易である。しかし、CASE4のように3つのエラーセンサーの位置における騒音を同時に1つの二次音源でキャンセルすることは困難である。このように、エラーセンサーの位置のみに着目した場合には、CASE3の方がCASE4に比べて効果がみられる。それに対し、ある範囲の制御効果に着目した場合、CASE3ではエラーセンサーの位置周辺のみにおける効果はみられるが、それ以外では逆効果となっており、逆効果レベルの最大値は10.8dBとなっている。しかし、CASE4ではエラーセンサーの位置以外でも制御による効果がみられ、逆効果レベルもCASE3に比較すると全体的に小さい。

また、各条件で適応後のエリアBにおける平均制御効果レベルを図7-25に示す。CASE3では250Hz以上の帯域において、著しく逆効果となる周波数がみられる。CASE4では200Hz以下の帯域においてCASE3と同等の制御性能を保ちながら、CASE3の250Hz以上の帯域でみられる逆効果が小さくなっている。



(a) CASE3 (250Hz, 1/3Oct. Band)



(b) CASE4 (250Hz, 1/3Oct. Band)

図7-24 各条件における制御効果レベル分布 (dB)

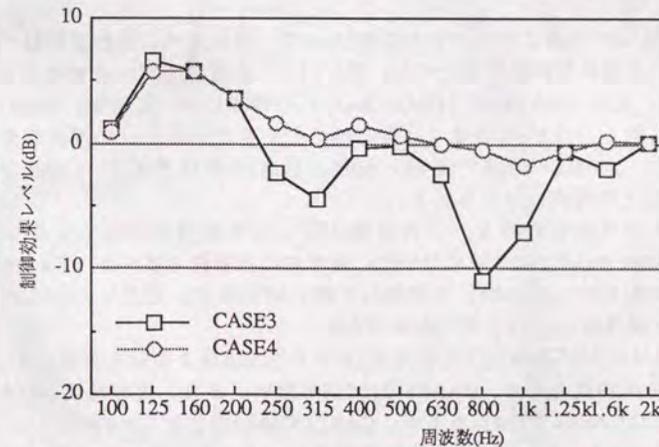


図7-25 エリアBにおける制御効果レベル

このように、エラーセンサーの数が少ない場合には、エラーセンサーの位置で騒音をキャンセルすることができても、それ以外の点では特に高音域において逆効果となる可能性が大きい。著しく逆効果となる点をなくすという安全性を考慮すると、エラーセンサーの数を増やす必要がある。

7. 4. 4 二次音源に指向性をもたせることによる効果の改善

図7-24からわかるように逆効果となる部分は二次音源を中心とする扇型の外側である。このことから、その扇型の外側へは二次音源による音波がとどかないようにすれば、逆効果となる範囲を小さくすることができると考えられる。すなわち、二次音源に指向性をもたせることにより、逆効果となる範囲を小さくすることを実験的に試みた。図7-26に各音源およびセンサーの配置図を示す。

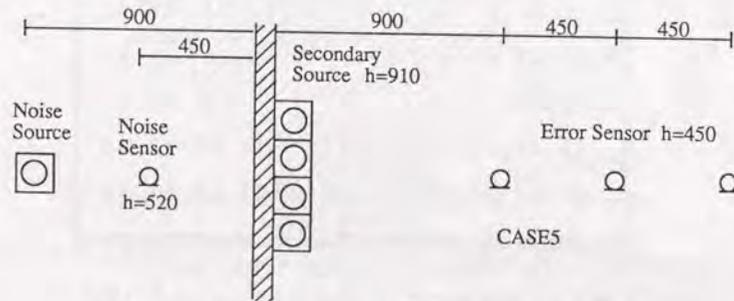


図7-26 CASE5における各音源、センサーの配置

ここでは、4つの同じスピーカを間隔15cmで一列に並べ、同相で駆動することにより、二次音源に指向性をもたせた。図7-27に二次音源スピーカの指向特性を中心周波数250、500、1k、2kHz (1/3Oct. Band) の帯域について示す。250Hzの帯域では指向性は鈍く、2kHzの帯域では指向性のピークが中心から60度の位置に生じている。また、500Hzの帯域では-60~60度、1kHzの帯域では-30~30度の角度において10dB以上の指向性がみられる。

制御効果レベルの分布を、二次音源スピーカの指向性が鋭くなる中心周波数1kHz (1/3Oct. Band) の帯域について、通常の二次音源スピーカ (CASE4) と指向性をもたせたもの (CASE5) を比較して図7-27に示す。ただし、CASE4は二次音源スピーカ以外はCASE5と同じ条件である。

制御効果レベルが-5dB以下となる点 (すなわち5dB以上の騒音が増えてしまう点) はCASE4では29点あるが、CASE5では1点も無い。また、制御効果レベルが5dB以上となる点はCASE4では5点あるが、CASE5では11点となる。

また、エリアA、Bにおける平均制御効果レベルの周波数特性を図7-28、29に示す。図7-28、29より250Hz以下の帯域では大きな変化はないが、315Hz以上の帯域

ではCASE4でみられる逆効果が改善される。これは4つの同相駆動の二次音源スピーカは250Hz以下では1つのスピーカの指向性とかわりではなく、315Hz以上から指向性が現れることによるものと考えられる。315~2kHzで平均するとエリアAにおけるCASE5の制御効果レベルはCASE4よりも3.5dB以上の改善効果があった。

このように、同相駆動の4つのスピーカを二次音源として用いることにより、逆効果となる範囲が小さくなるだけでなく、全体的な改善効果が得られた。これは、二次音源が指向性をもつことによる効果だけではなく、4つのスピーカが扉上に横に並ぶことにより、より広い範囲の回折音を扉上でキャンセルしているものと解釈できる。また、特に1kHzの帯域において有効であるのは4つのスピーカの間隔と関係があると考えられる。すなわち、この間隔 (15cm) では低音域では指向性に鋭さがなくなり、高音域では指向性が正面以外にも現れるため、特に1kHzの帯域において効果が改善されるものと考えられる。

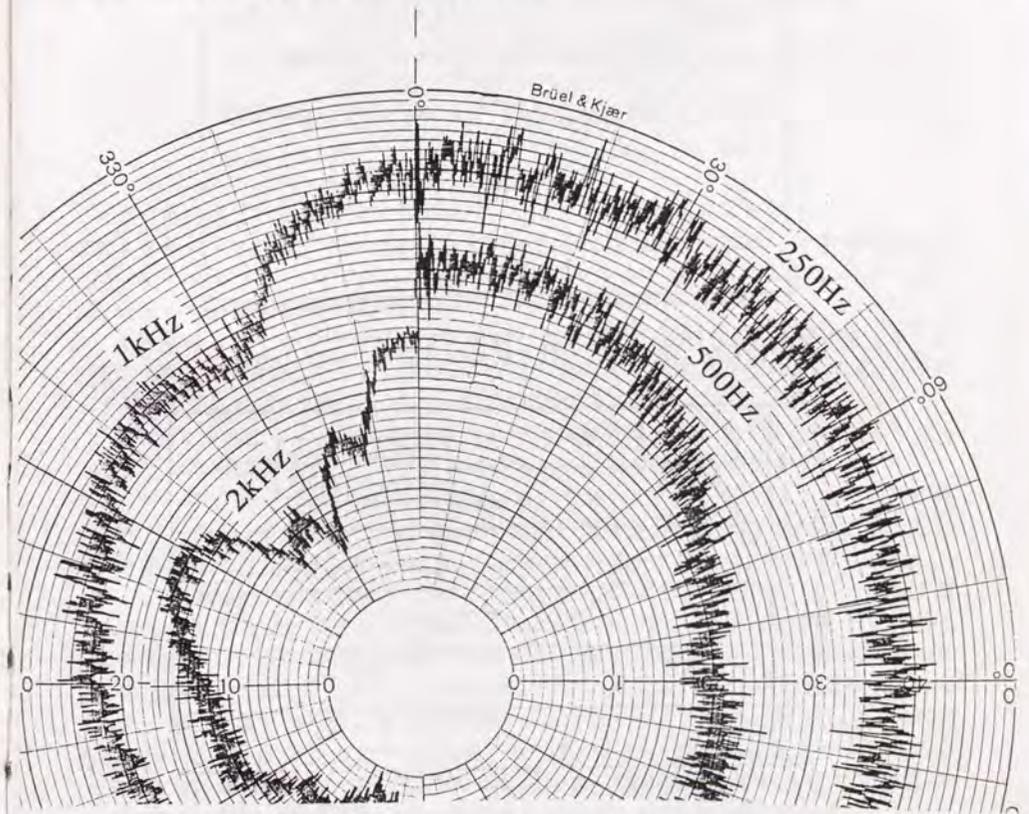
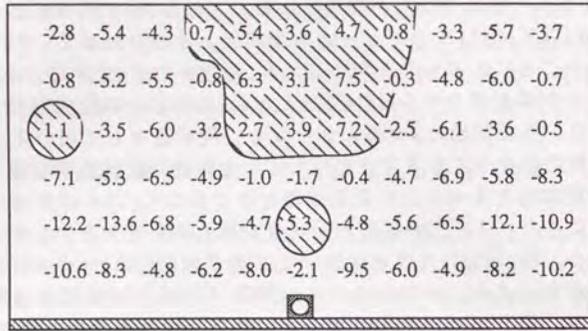
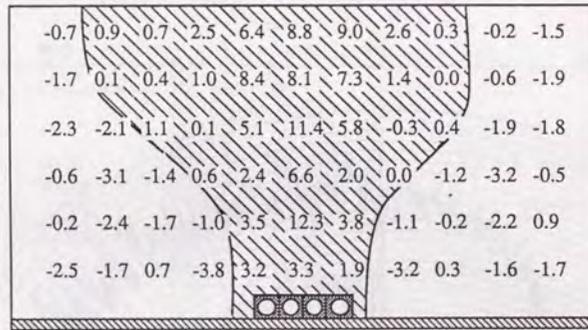


図7-27 二次音源スピーカの指向特性



(a) CASE4 (1kHz, 1/3Oct. Band)



(b) CASE5 (1kHz, 1/3Oct. Band)

図7-28 各条件における制御効果レベル分布 (dB)

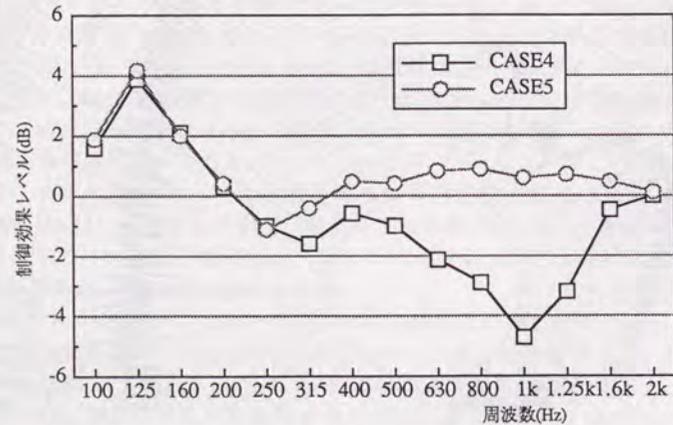


図7-29 エリアAにおける平均制御効果レベル

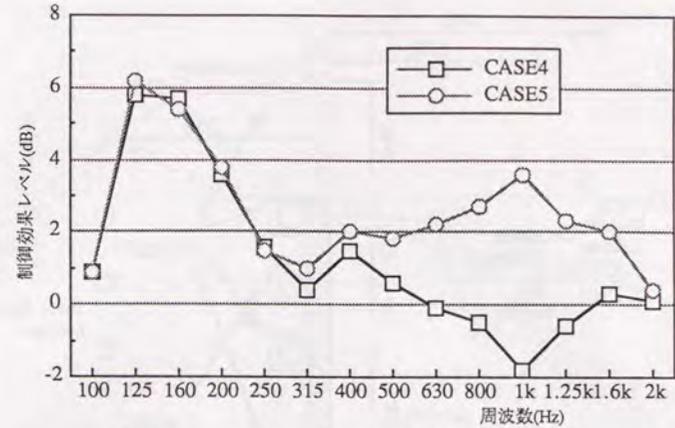


図7-30 エリアBにおける平均制御効果レベル

7. 4. 5 二次音源の数を増やすことによる効果の改善

一般に、エラーセンサーの数より二次音源の数が少ない場合、すべてのエラーセンサーの位置における制御効果は期待できない。二次音源の数をエラーセンサーの数より多くすれば、すべてのエラーセンサーの位置において理論的には完全に制御が可能となる⁽²⁾。ここでは、二次音源を多チャンネル化することによる、その制御効果について実験的に検討した。

各音源およびセンサーの配置図を図7-31に示す。CASE6は二次音源が1つのシステムであり、CASE7は二次音源が4つの多チャンネルシステムである。CASE7におけるシステムは図3-9の(p,q,r)=(1,4,3)に相当する。

3点のエラーセンサーの位置における平均制御効果レベルを図7-32に、エリアAにおける平均制御効果レベルを図7-33に示す。二次音源を増やすことによりエラーセンサーの位置では630Hz以下の帯域において最大13.3dB、平均6.2dBの効果が得られた。また、エリアAでは250Hz以下の低い周波数では二次音源を増やすことにより効果は改善される。特に160Hzの帯域では平均5dB以上の効果が得られた。しかし、高音域では逆効果となる点も多くなっている。これは、7. 4. 3のCASE3と同じ現象といえる。すなわち、CASE7のように4つの二次音源をもつANCシステムでは、3つのエラーセンサーの位置における騒音のキャンセルが高音域についても可能となる。しかし、エラーセンサーの位置以外では大きく逆効果となるため、ある範囲で平均すると制御効果レベルは低くなる。それに対して、二次音源が1つの場合には3つのエラーセンサーの位置で同時に騒音をキャンセルすることが困難であるため、エラーセンサーの位置における制御効果レベルは二次音源が4つの場合と比較すると小さいが、逆効果も小さくなるものと考えられる。

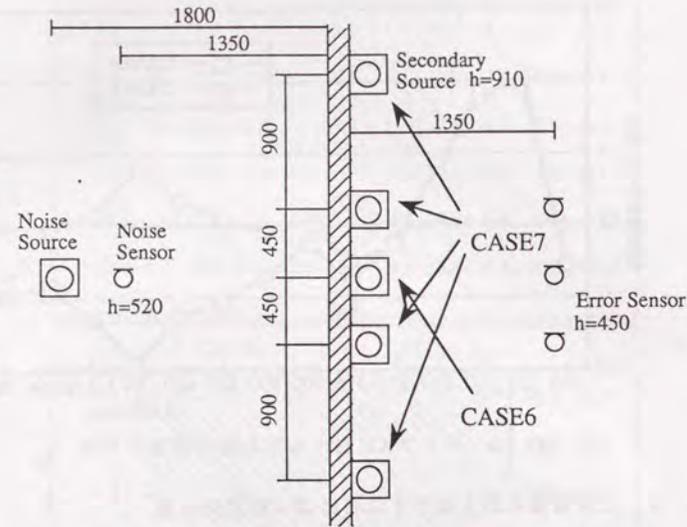


図7-31 CASE6、7における各音源、センサーの配置

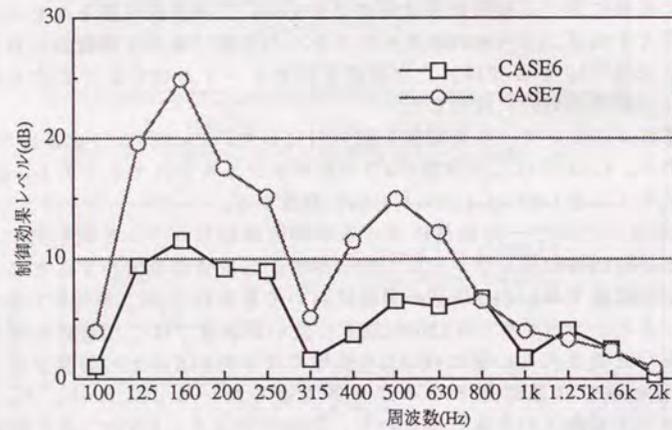


図7-32 3点のエラーセンサーの位置における平均制御効果レベル

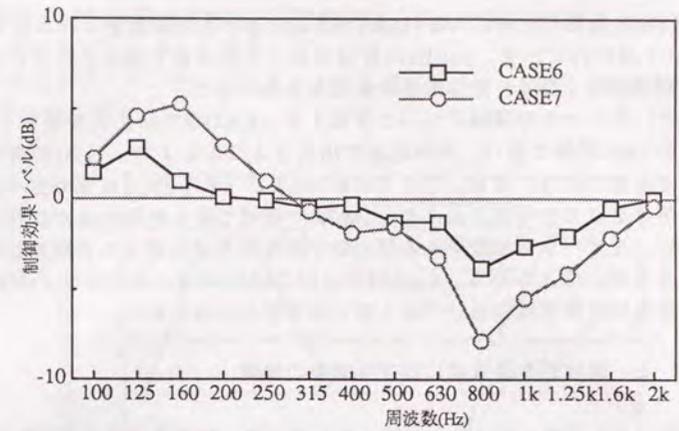
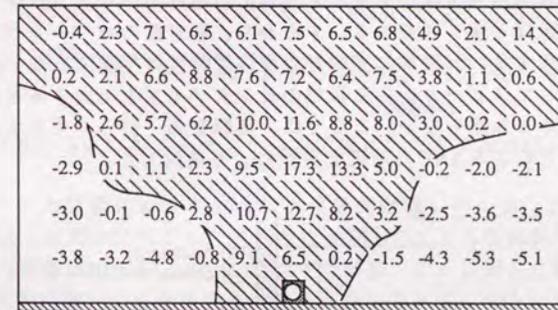
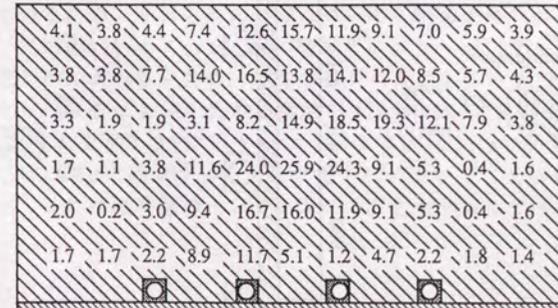


図7-33 エリアAにおける平均制御効果レベル



(a) CASE6 (160Hz、1/3Oct. Band)



(b) CASE7 (160Hz、1/3Oct. Band)

図7-34 制御効果レベル分布 (dB)

また、最も効果が改善される160Hzの帯域における制御効果レベル分布をCASE6、7について図7-34に示す。160Hzの帯域では、二次音源を増やすことにより逆効果となる部分はなくなり、全体的な改善効果も得られた。

ここで、スピーカの間隔について考察する。CASE5では二次音源として4つのスピーカを15cm間隔で並べ、同相駆動で出力することにより、1kHzの帯域で最も制御効果が改善された。また、ここでは4つのスピーカを90cm間隔で並べ、それぞれ独立の信号を出力することにより、160Hzの帯域で最も制御効果が改善された。このように、スピーカを設置する間隔と最も制御効果が改善される周波数帯域には関係があるものと考えられる。CASE5およびCASE7では、スピーカの間隔が半波長程度となる周波数帯域において最も高い制御効果がみられた。

7. 4. 6 機械的な騒音源に対する効果の確認

一般に、ノイズセンサーあるいはエラーセンサーの出力信号の周波数特性が平坦ではない場合、適応過程においてシステムの収束速度は周波数により偏りが生じる。通常はノイズセンサーとエラーセンサーの出力信号のクロススペクトルの振幅が最も大きい周波数ほど速く収束する。すなわち、騒音源のパワーレベルの大きい周波数ほど速く収束する。一般的に実騒音の周波数特性は平坦ではない。そのため、例えば騒音源としてスピーカから広帯域のピンクノイズを出力するという実験条件と同じ結果になるとは限らない。ここでは、実騒音の一例としてエアーコンプレッサーを用いることによるANCの効果を実験により検討した。

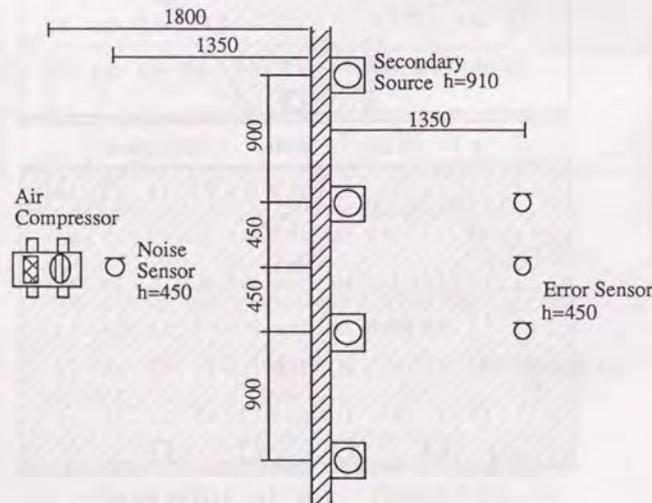


図7-35 CASE8における各音源、センサーの配置

実験条件はCASE7と同じであり、図7-35のように4つの二次音源を90cm間隔で配置し、3つのエラーセンサーを設置した。

まず、3点のエラーセンサーの位置における制御システムOFF、ONにおける音圧レベルを図7-36に示す。

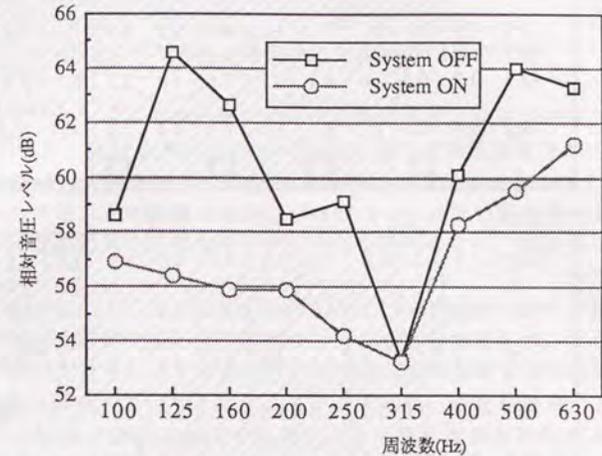
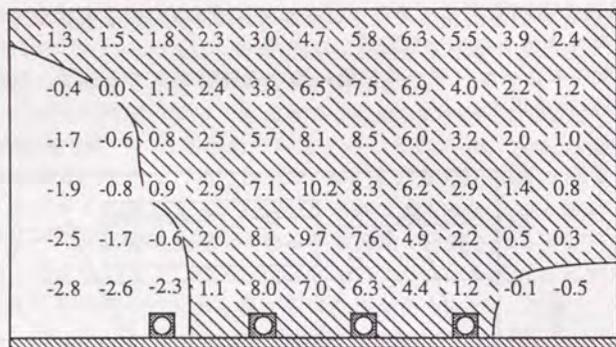


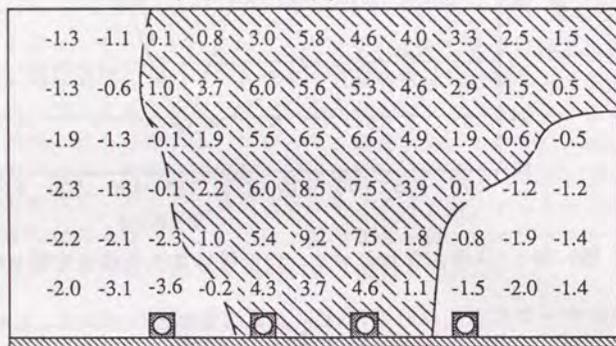
図7-36 3点のエラーセンサーの位置における平均音圧レベル

エラーセンサーの位置におけるANCによる制御効果レベルは、CASE7のように騒音源が広帯域ノイズを出力するスピーカによるものよりも全体的に小さい。これは、二次音源の音響出力の能力が100Hz以下では低いことに対し、騒音源の周波数特性が100Hz以下においてかなり大きいためと考えられる。すなわち、ノイズセンサーおよびエラーセンサーの出力信号の低音域成分が、ANCシステムの適応化を極めて遅らせているため、それ以外の音域についても制御効果レベルが小さくなると考えられる。また図7-36より、315Hzの帯域ではエラーセンサーの位置における騒音による音圧レベルが小さいため、制御効果レベルが小さいことがわかる。

エラーセンサーの位置において比較的效果の大きい125、160Hzの帯域における制御効果レベル分布を図7-37に示す。エリアBでは125Hzの帯域では4.3dB、160Hzの帯域では3.6dBの効果を得られた。図7-37において、その効果範囲は左右非対称であるが、これは騒音源のインテンシティが左右非対称であるためと考えられる。



(a) 125Hz (1/3Oct. Band)



(b) 160Hz (1/3Oct. Band)

図7-37 制御効果レベル分布 (dB)

このように、騒音源のパワーレベルが大きい周波数ほど、ANCシステムの適応が速いことは、騒音制御の目的を考えると望ましいが、騒音源の周波数特性が二次音源よりも広帯域である場合には、適応が遅れANCシステムが十分収束しない可能性が生じる。したがって、実際には制御すべき周波数について、騒音源と等しいかそれ以上の音響出力が可能な二次音源を配置すべきであるが、それが不可能な場合には不必要な音域（例えばこの場合は100Hz以下）を除くフィルタをエラーセンサーあるいはノイズセンサーに挿入すべきである。

7. 5 実験結果 2 - 複数の固定騒音源

一般の機械騒音などでは、騒音が広い範囲から放射していることもありうる。ここでは、ある大きさを持った騒音源を想定し、複数の固定騒音源を用いることによるANCの効果を実験により調べる。

7. 5. 1 ノイズセンサーの数を増やすことによる効果の比較

第3章で述べたように、エラーセンサーの位置における騒音をキャンセルするためには、ANCシステムはエラーセンサーの出力信号を精度良く予測する必要がある。そのためにはノイズセンサーを騒音源近傍に設置して、その出力信号をANCシステムへ入力することが必要である。したがって、複数の騒音源がある場合、エラーセンサーの位置における騒音をキャンセルするためには、複数のノイズセンサーが必要となる。

また、7. 4. 3、7. 4. 5で行ったように、エラーセンサーの位置における制御効果レベルが大きくても、効果範囲が大きくなるとは限らず、むしろ高音域では効果範囲が小さくなり、エラーセンサーの位置以外では大きな逆効果が生じた。

ここでは複数の騒音源を対象として、ノイズセンサーの数を増やすことによるエラーセンサーの位置におけるANCの効果、および制御効果が得られる範囲について実験的に検討した。

図7-38に各音源およびセンサーの配置を示す。

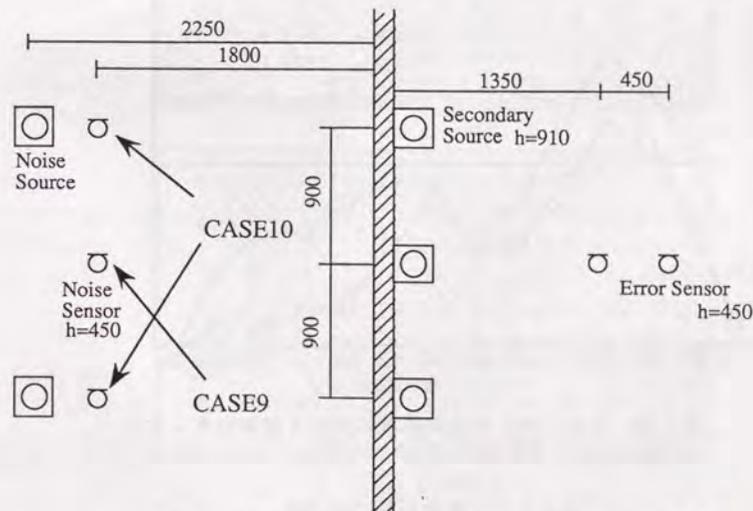


図7-38 CASE9、10における各音源、センサーの配置

騒音源として2つのスピーカから100~2kHzの無相関のピンクノイズを出力した。CASE10ではノイズセンサーの数は2つ、二次音源の数は3つのシステムとなるため、図3-9においてデジタルフィルタの数は6つとなる。

このときの2点のエラーセンサーの位置における制御効果レベルの平均を図7-39に示す。エラーセンサーの位置ではCASE10のようにノイズセンサーが2つの方が効果が大きく、100~2kHzの平均ではCASE10の方が3.5dB良い。これは、前述のようにノイズセンサーを増やすことにより騒音源の予測システムの性能が向上するためと考えられる。

また、エリアBにおける平均制御効果レベルを図7-40に示す。エリアBにおける効果レベルは250Hz以下ではCASE10の方が、CASE9に比較して若干高いが、特に630Hz以上では大きく逆効果となる。これは、7.4.3のCASE3、および7.4.5のCASE7と同じ現象といえる。すなわち、CASE10のように2つのノイズセンサーを含むANCシステムでは、エラーセンサーの位置における騒音のキャンセルが高音域についても可能となる。しかし、エラーセンサーの位置以外では大きく逆効果となるため、ある範囲で平均すると制御効果レベルは低くなる。それに対して、ノイズセンサーが1つの場合には、エラーセンサーの出力信号の予測が困難となるため、エラーセンサーの位置における制御効果レベルはノイズセンサーが2つの場合と比較すると小さいが、逆効果も小さくなるものと考えられる。

また、制御効果レベル分布を中心周波数160Hz (1/3Oct. Band) について図7-41に示す。

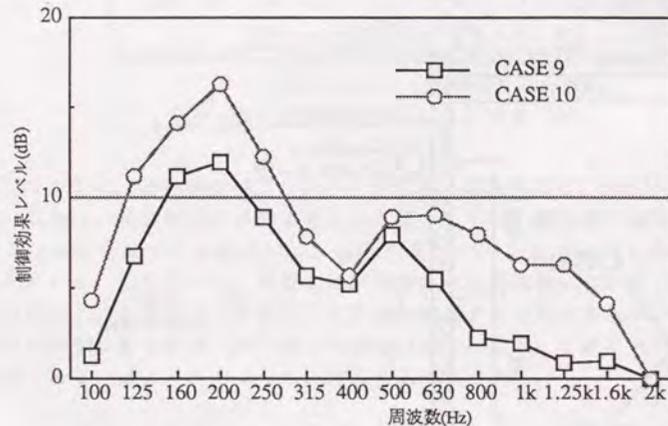


図7-39 エラーセンサーの位置における制御効果レベル

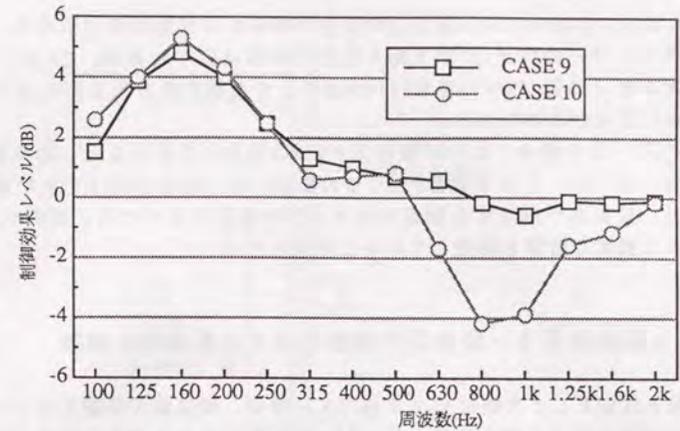


図7-40 エリアBにおける平均制御効果レベル

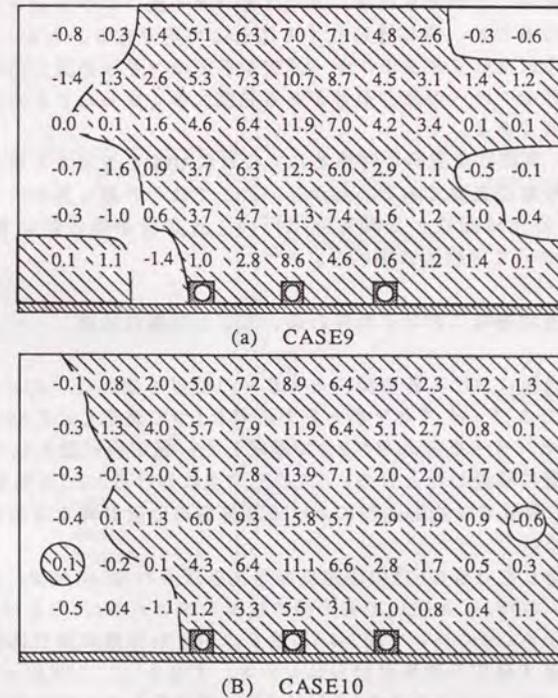


図7-41 制御効果レベル分布

図7-41より、CASE9では5dB以上の効果が得られる測定点が17点有り、低音域ではノイズセンサーの数が1つでもある程度の効果は得られるが、CASE10のようにノイズセンサーの数が2つの場合には5dB以上の効果が得られる測定点が21点となり、さらに効果が高められる。

また、7.5の場合のように騒音源が1つの場合と比較すると、効果範囲は複雑な形となっている。これは騒音源が2つの場合には、騒音が扉上の広い範囲で回折しており、受信点へ到達する騒音は様々な方向成分をもつため、制御システムONのときには複雑な音場を形成していると考えられる。

7.6 実験結果3—騒音源の移動に対する基本的な実験

交通騒音対策としての扉にANCを適用する場合、騒音源が移動するという状況を想定して実験を行う必要がある。しかし、騒音源が移動する場合にはシステムの適応化の方法が問題となる。例えば、多数の騒音源が移動することにより、騒音源を線音源とみなせることができれば、ノイズセンサー及びエラーセンサーの出力信号は定常信号となるため、常に適応化することは可能である。しかし、1つの騒音源が移動する場合には、ノイズセンサー及びエラーセンサーの出力信号は非定常信号となるため、各センサーの出力信号がある程度大きくなったときだけ適応化を行う等の処理が必要である。

このように、実際に交通騒音対策としての扉にANCを適用する場合には、さまざまな実験的な検討が必要である。しかし、ここではその最も基本的な検討として、システムの適応化は固定した騒音源で行い、騒音源が離散的に移動したときのANCの効果について実験的に調べる。

7.6.1 適応過程における条件の違いによる効果の比較

まず、適応過程における各音源、センサーの配置を図7-42、43に示す。CASE11では騒音源、およびノイズセンサーをそれぞれ1つで適応し、CASE12では騒音源、およびノイズセンサーをそれぞれ2つで適応した。適応後に図7-44のように11点の騒音源の位置に移動したときの、6点の測定点におけるANCの効果を測定した。

200Hz以上の帯域では適応過程における騒音源の位置と異なる位置では、効果は得られなかった。

騒音源を移動したときの6点の測定点の平均音圧レベル(160Hz、1/3Oct. Band)を制御システムOFF、CASE11で適応後に制御システムON、およびCASE12で適応後に制御システムONについて図7-45に示す。いずれも適応過程における騒音源の位置と同じ位置で最大の効果が得られている。すなわち、CASE11では騒音源の位置が6点目のとき、CASE12では4点目および8点目のときに測定点において最大の効果が得られる。

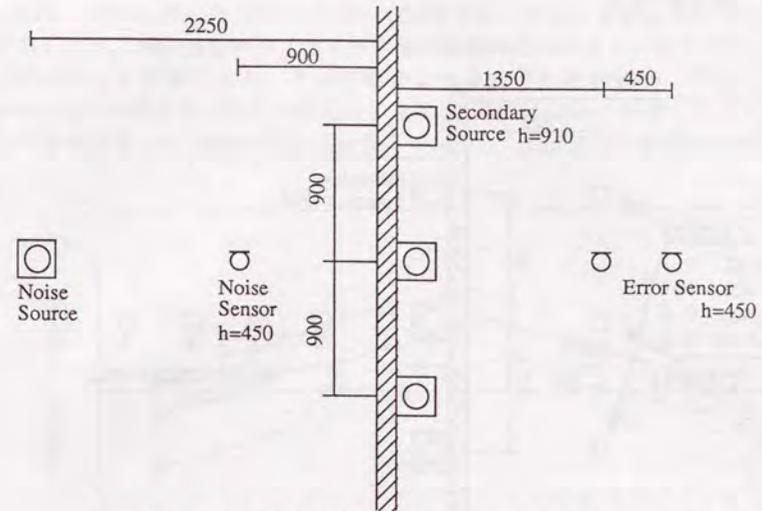


図7-42 適応過程における各音源、センサーの配置 (CASE11)

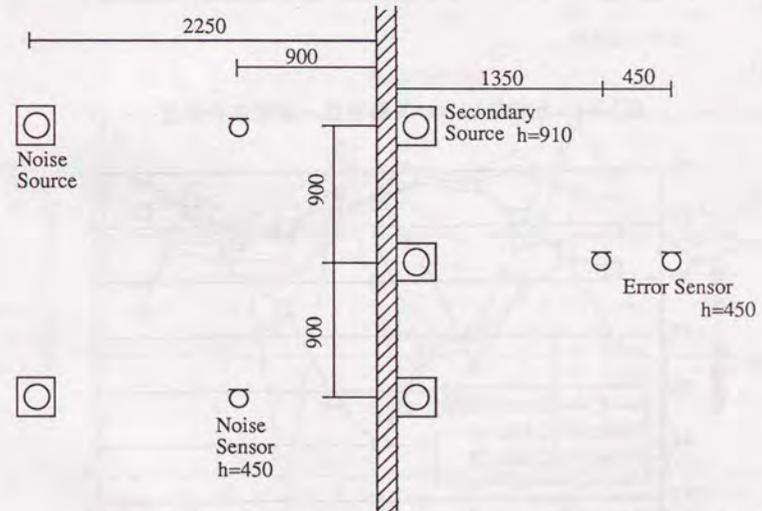


図7-43 適応過程における各音源、センサーの配置 (CASE12)

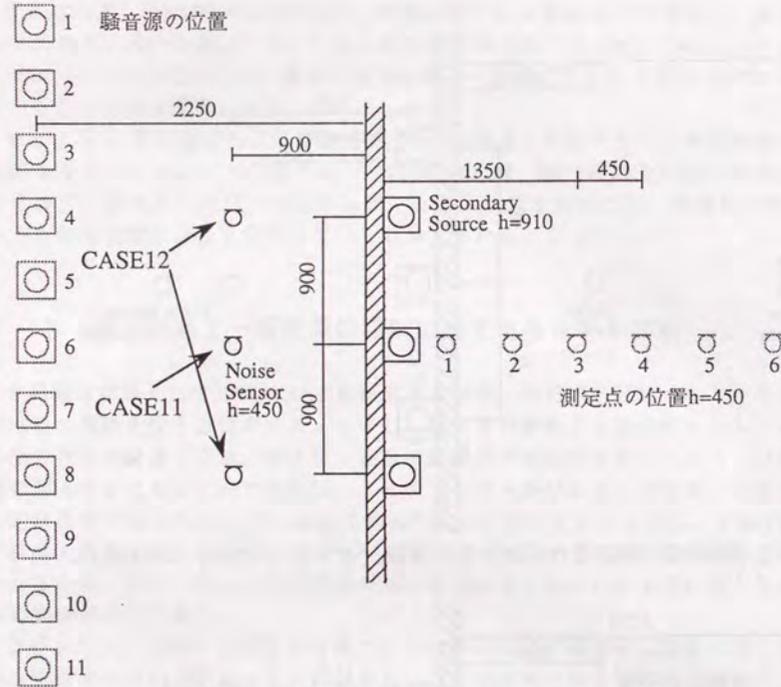


図7-44 測定時における騒音源、測定点の位置

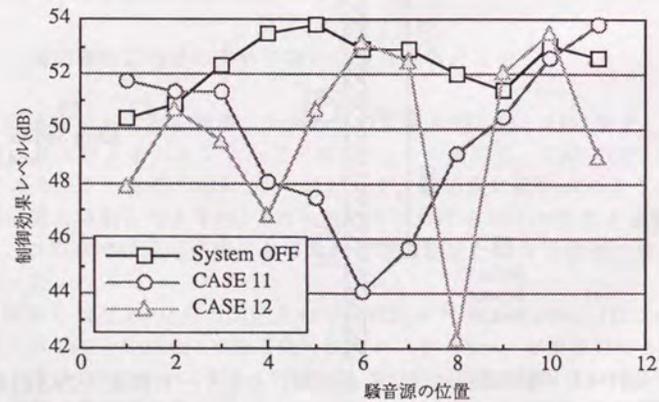
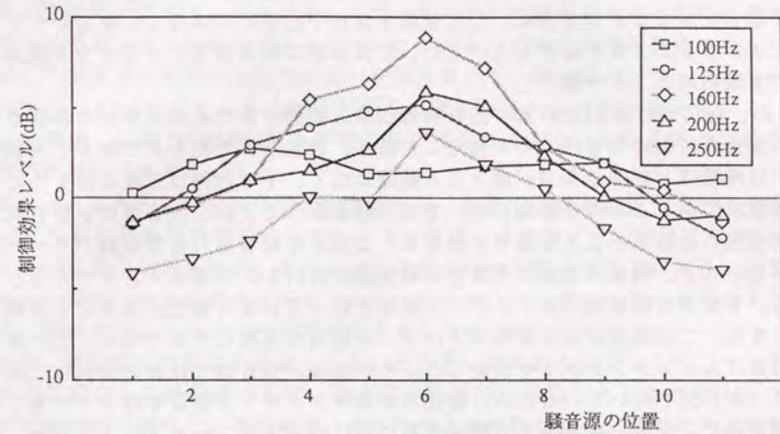
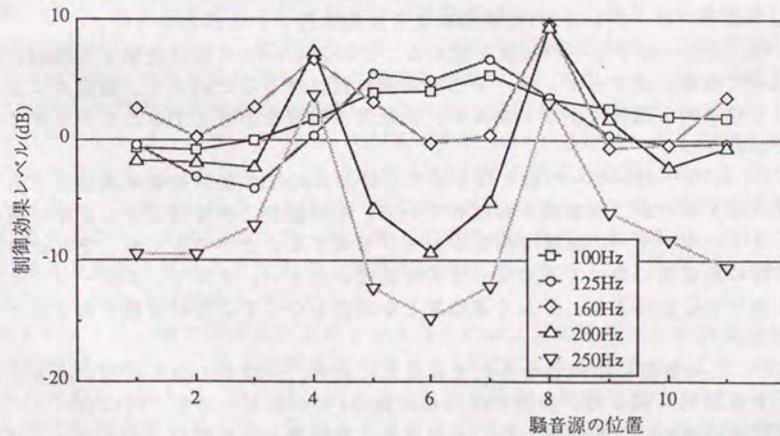


図7-45 各測定点(6点)の平均音圧レベル

また、騒音源の各位置に対する6点の平均制御効果レベルを中心周波数100~250Hz (1/3 Oct. Band) について図7-46に示す。いずれの場合についても、周波数が高いほど、制御効果が得られる騒音源の移動範囲は小さくなる。また、CASE12はCASE11と比較すると、それが顕著となる。例えば200Hzの帯域について、CASE11では騒音源の位置が適応時の位置と1間隔(45cm)移動することにより、その制御効果レベルは3dB程度低くなるのに対し、CASE12では10dB前後低くなる。



(a) CASE11



(b) CASE12

図7-46 各測定点(6点)の平均音圧レベル

7. 7 まとめ

本章では塀による遮音にANCを援用することを試み、回折する騒音に対するANCの基本的な性質を探った。

まず、フレネル・キルヒホッフの回折理論を用いて、塀の遮音におけるANCの効果をシミュレーションにより解析した。その結果、低い周波数ほどが有効となる制御範囲は広く、その範囲は二次音源を中心とした扇型に広がること、および制御効果が最も大きくなる測定点は、二次音源を含む中心線上にはなく、中心からずれた測定点にあること等を確認した。また、計算結果は制御効果が有効となる範囲について実験結果とよく一致した。

また、塀におけるANCの基本的な物理現象を把握するための実験的な検討を行った。受音点における音圧分布を測定した結果、数値解析で得られた結果と同様に、低い周波数ほど制御効果が有効となる範囲は広く、その範囲は二次音源を中心とした扇型に広がること等を確認した。また、騒音源、および二次音源の音響放射パワーを測定した結果、二次音源を付加することによる騒音源の音響放射パワーへの影響はないこと、低音域では二次音源は騒音源が放射した音響エネルギーを吸収している、すなわち低音域ではアクティブ吸音を行っている可能性があることを確認した。また、二次音源周辺の音響エネルギーの流れを可視化するために、二次音源周辺におけるインテンシティを測定した。その結果、低音域では音の流れは二次音源スピーカの方を向いているため、前述のとおりアクティブ吸音を行っていることが確認された。また、高音域では騒音源側におけるインテンシティベクトルが、水平方向についてシステムONのときには小さくなっていることから、高音域では分類としてはインピーダンス0の境界面による反射に近いことがわかった。

また、エラーセンサーの配置を変えることによるANCの制御効果を実験的に調べた。その結果、エラーセンサーを二次音源に近付けることにより、測定点において著しく効果的な部分は少なくなるが、逆効果の程度を小さくすることが可能であることがわかった。

また、エラーセンサーの数を増やすことによるANCの制御効果を実験的に調べた。エラーセンサーが二次音源から離れていて、その数が二次音源よりも少ない場合には、エラーセンサーの位置で騒音をキャンセルすることができても、それ以外の点では特に高音域において逆効果となる可能性が大きい。そこで、エラーセンサーの数を増やすことにより、著しく逆効果となる点をなくすることが可能であることを確認した。

また、二次音源に指向性をもたせることにより、逆効果となる範囲を小さくすることを実験的に試みた。実験では同相駆動の4つのスピーカを1列に並べることにより指向性スピーカを構成した。その結果、逆効果となる範囲が小さくなるだけでなく、全体的な改善効果が得られた。これは、二次音源が指向性をもつことによる効果だけではなく、4つのスピーカが塀上に横に並ぶことにより、より広い範囲の回折音を塀上でキャンセルしているものと解釈できる。

また、二次音源を多チャンネル化することによるANCの制御効果を実験的に調べた。その結果、二次音源を増やすことにより低音域では広い範囲で改善効果が得られた。また、二次音源が複数の場合には、スピーカを設置する間隔と最も制御効果が改善される周波数帯域には関係があることが認められた。本章で行った実験では二次音源スピーカの間隔が半波長程度となる周波数帯域において最も高い制御効果がみられた。

また、実験音の一例としてエアークンプレッサーを用いることによるANCの制御効果を実験的に調べた。その結果、エラーセンサーの位置における制御効果は、騒音源を広帯域ノイズを出力するスピーカとしたものよりも全体的に低くなった。これは、二次音源の音響出力能力が低い音域において、騒音源のパワーレベルがかなり大きく、ANCシステムの適応化を極めて遅らせているためと考えられる。しかし、低音域では最大10dB前後の制御効果が得られており、固定された実験音への適用の可能性はあるといえる。

また、ある大きさを持った騒音源を想定し、複数の固定騒音源を用いることによるANCの制御効果を実験的に調べた。その結果、低音域では固定騒音源が1つの場合と同様に効果が得られた。また、ノイズセンサーを増やすことにより、エラーセンサーの位置では制御効果が高められた。これは、ノイズセンサーを増やすことにより、騒音の予測システムの性能が向上するためと考えられる。

また、移動する騒音源を対象とするための最も基本的な検討として、システムの適応化は固定した騒音源で行い、騒音源が離散的に移動したときのANCの効果について実験的に調べた。その結果、適応化のときの騒音源の位置で最大の制御効果が得られ、その位置から騒音源が離れるほど制御効果は小さくなる。また、周波数が高いほど、制御効果が得られる騒音源の移動範囲は小さくなることを確認した。

全体的な傾向として、二次音源とエラーセンサーが離れており、二次音源の数がエラーセンサーよりも多い場合、特に高音域において、エラーセンサーの位置以外の点で著しく逆効果となることが多い。これは、受音点近傍におけるポイントキャンセレーションは、エラーセンサーの位置以外において逆効果となる可能性が大きいことを意味する。すなわち、塀におけるANCでは受音点近傍におけるポイントキャンセレーションは望ましくない。したがって、エラーセンサーを二次音源近傍に設置すること、あるいはエラーセンサーを受音点近傍に設置する場合には二次音源の数よりも多くすることにより、受音点近傍におけるポイントキャンセレーションとならないように制御すべきである。

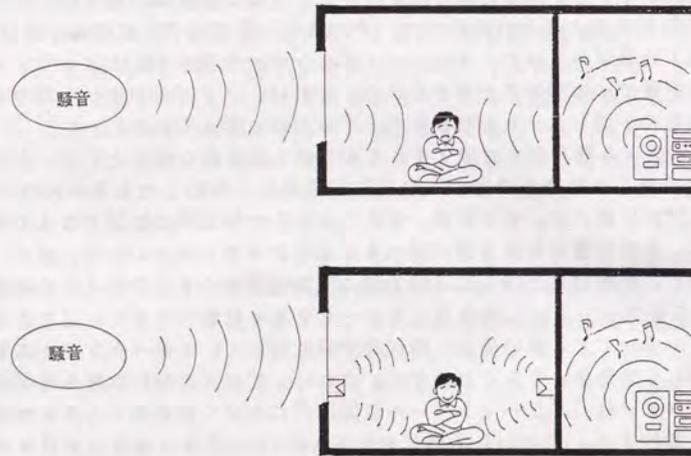
以上のように、騒音源が固定されている場合には、塀の回折による減衰効果の小さい低音域において、ある空間範囲の騒音をANCにより減少させることは可能であるといえる。例えば、クーリングタワーによる騒音、鉄道におけるレールの継目から発する騒音等に対して、塀による遮音にANCを適用することは有効であると考えられる。

第8章 壁の遮音に対するANCの適用

8.1 概要

一般に壁の透過損失は周波数が低いほど小さく、例えば壁の遮音性能を6dB高めるには単層壁の場合は面密度すなわち壁の重量を2倍に増やさなければならない。また、二重壁の場合は空気層の共鳴により単相壁より遮音が悪くなる周波数範囲が低音域に現れる。そこで、壁の遮音に対してANCを適用することにより、低音域における壁の遮音性能を高めることができれば極めて有効である。

本章では、壁を透過する騒音に対しANCを適用することにより、受音側のある空間範囲において、低音域における壁の遮音性能を高めることを実験的に試み、その可能性を探る。



8.2 二室間の遮音

8.2.1 実験条件

図8-2のような木造実験住宅の二室を騒音源室、受音室とした。その隔壁は石膏ボード12mm、空気層105mm（グラスウール充填）の二重壁である。受音室側の白丸は測定点を示し、実線の正方形内に囲まれた9点（0.36m²相当）について騒音が小さくなることを目標とする。

騒音源室内にノイズセンサーを設置できれば制御は比較的容易であるが、例えば騒音源室が隣戸の場合のように、一般にはそれは不可能であることが多い。そこで、ノイズセンサーとして受音室側の隔壁に振動ピックアップを取付けた。また、3つ

の二次音源スピーカを隔壁近傍の床上に付加し、エラーセンサーとしてマイクロホン2点（高さ1m、間隔60cm）に設置した。ANCシステムは図3-9において(p,q,r)=(1,3,2)のシステムとなり、その更新式は式(3.27)を用いた。

まず、騒音源室、受音室の残響時間を図8-3に示す。中心周波数500Hz（1/3Oct. Band）における残響時間は騒音源室、受音室共に0.5sである。また、音源室から騒音源としてスピーカから70~1.25kHzのノイズを出力したときの、スキャンニング法による騒音源室、受音室内全体の平均音圧レベル、および図8-2に示した受音室内における実線の正方形内9点（0.36m²相当）の平均の音圧レベルを図8-4に示す。また、図8-4から求めた受音室と騒音源室間の平均音圧レベル差、および受音室内9点の平均音圧レベルと騒音源室内の平均音圧レベルとの差を図8-5に示す。中心周波数100Hz、1/3オクターブバンドにおいて著しく遮音性能が劣化していることが認められる。これは二重壁の共鳴透過による遮音欠損と考えられる。

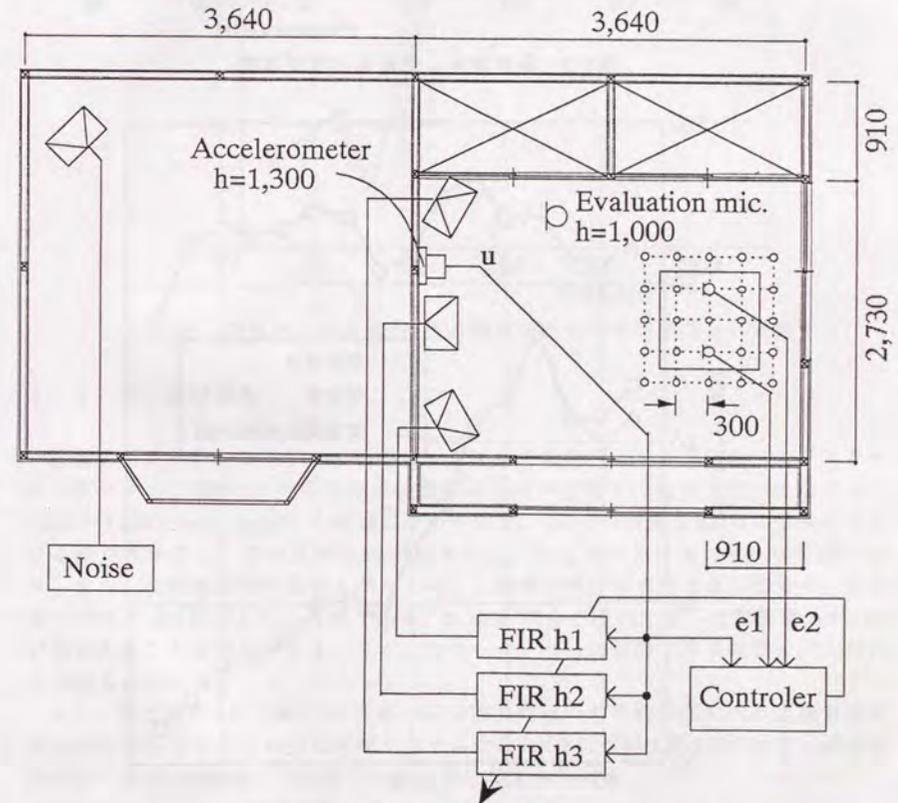


図8-2 実験配置図

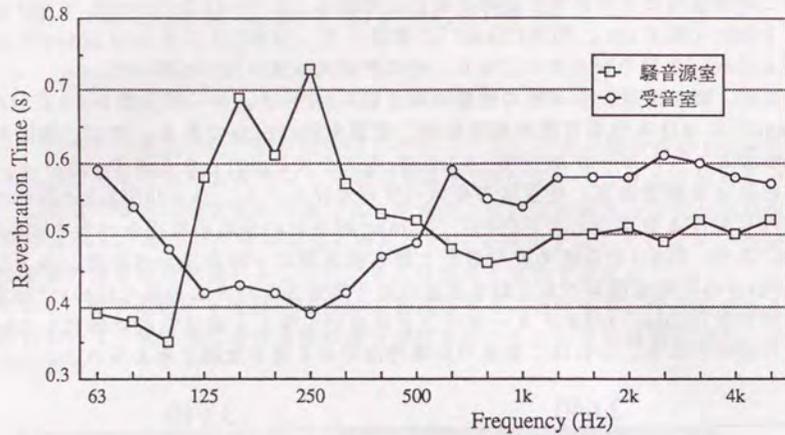


図8-3 騒音源室、受信室の残響時間

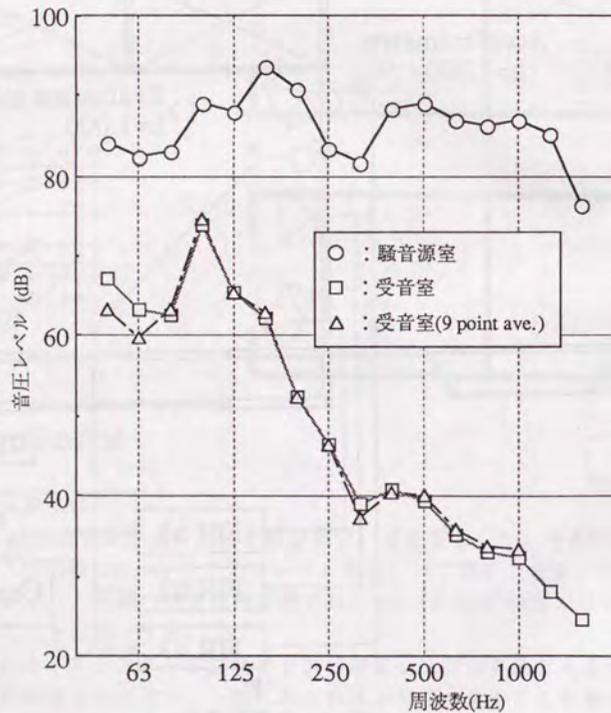


図8-4 騒音源室、受信室、受信室内9点の各平均音圧レベル

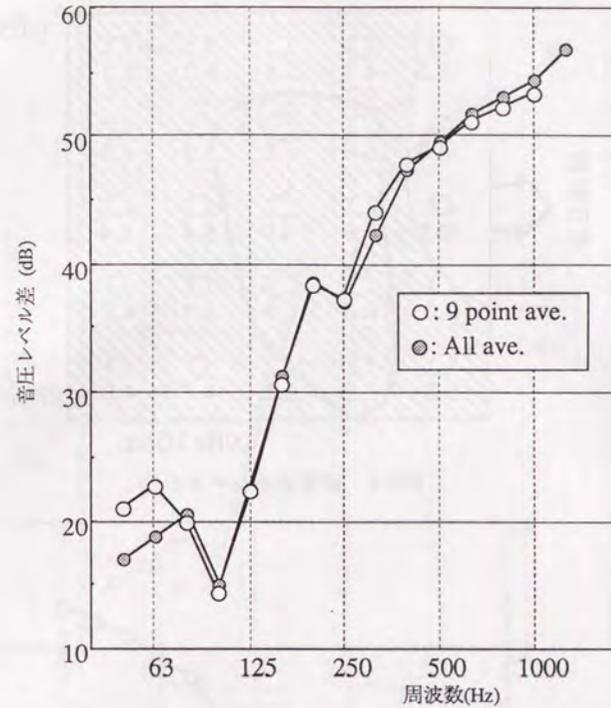


図8-5 受信室、受信室内9点の騒音源室との平均音圧レベル差

8. 2. 2 実験結果

騒音源スピーカから70~560Hzのピンクノイズを出力して、前述のシステムを十分適応させる。図8-6に受信室内の制御効果レベル分布を、遮音欠損の生じている100Hz (1/3 Octave band) の帯域について示す。図8-6の白丸は図8-2の受信室における測定点を表し、その間隔は30cmである。二重丸はエラーセンサーの位置である。また、各数値は制御効果レベルを表し、斜線の部分は有効となる部分で、太実線は効果が6dB以上となる範囲である。0.36m²相当の範囲において制御効果が6dB以上となることが認められる。また、エラーセンサーの位置よりも効果レベルが大きい点もみられた。

また、受信室内9点 (図8-2の実線の正方形の内部) の平均音圧レベルと騒音源室内の平均音圧レベルとの差を制御システムON、OFFについて図8-7に示す。遮音欠損の生じる100Hzにおいて6dB以上の改善効果がみられる。

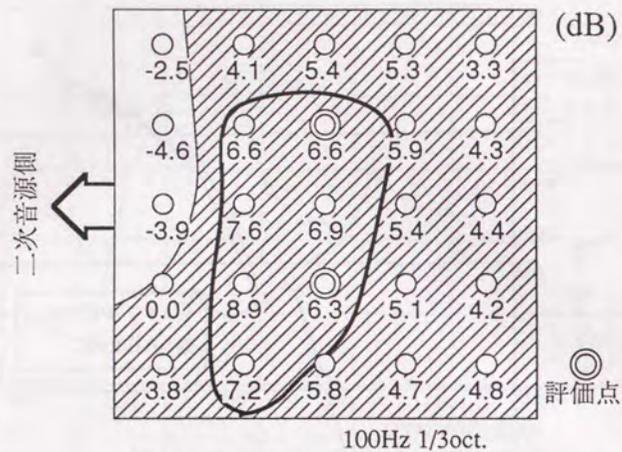


図8-6 制御効果レベル分布

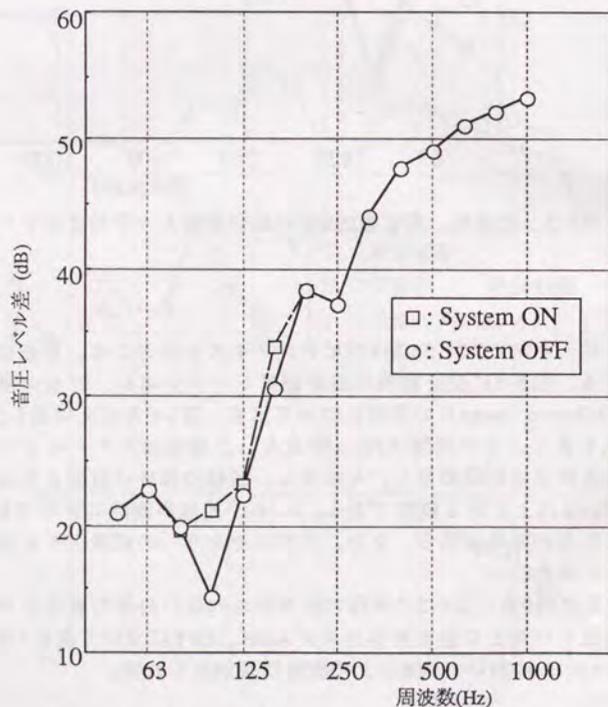


図8-7 受信室内9点と騒音源室の平均音圧レベル差

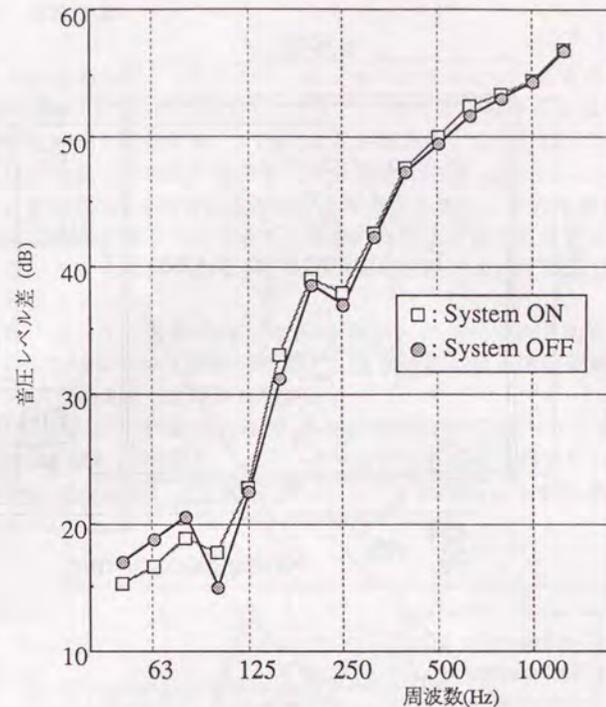


図8-8 受信室と騒音源室の平均音圧レベル差

また、受信室内全体の平均音圧レベルを制御システムON,OFFについて図8-8に示す。中心周波数100Hzの帯域では3dB程度の遮音性能の向上が見られる。これは室の大きさから考えてもモード制御となっている可能性があると考えられる。

8. 3 室内外の遮音

8. 3. 1 実験条件

図8-9に示すように8. 2の騒音源室を受音室(残響時間は図8-3の騒音源室の残響時間を参照)とし、屋外に固定騒音源としてスピーカを窓から角度45°、距離5mの位置に設置し、1kHz以下のピンクノイズを出力した。負荷騒音のノイズセンサーとして外側の窓面上にマイクロホンを取付けた。3つの二次音源スピーカを室内の窓近傍の床上に付加し、エラーセンサーとしてマイクロホンを2点(高さ1m、間隔60cm)に設置した。このときの窓表面における音圧レベルを図8-10に示す。

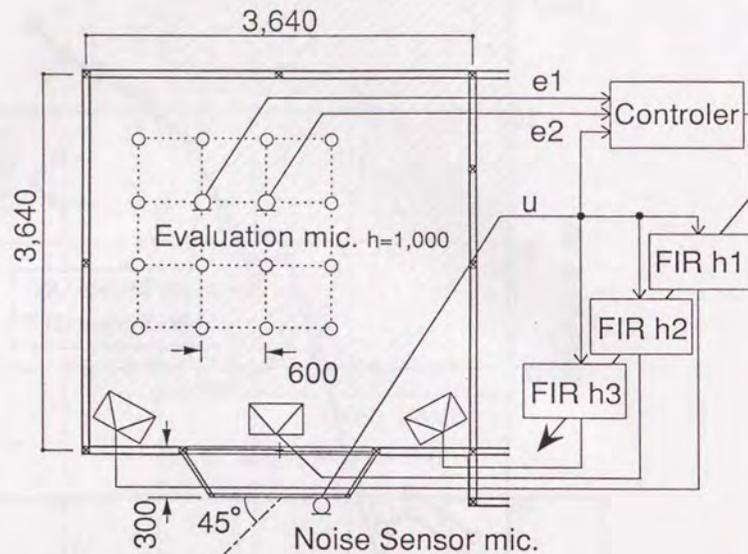


図8-9 実験配置図

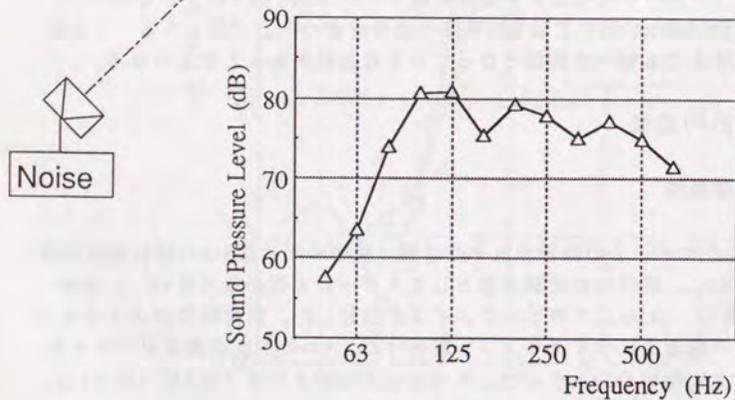


図8-10 窓表面音圧

8.3.2 実験結果

ANCシステムを適応後、2つのエラーセンサーの中心における音圧レベルを制御システムON、OFFについて図8-11に示す。この点では騒音による音圧レベルは100Hzの帯域において最も大きく、ANCによる減衰量すなわち制御効果レベルも大きい。図8-12に受音室内の制御効果レベル分布を100Hz (1/3 octave band)の帯域について示す。白丸は図8-9の受音室における測定点を表し、その間隔は60cmである。また、各数値は制御効果レベルを表し、斜線の部分は有効となる部分で、太実線は効果が6dB以上となる範囲である。0.6m²相当の範囲において制御効果が6dB以上となることが認められる。

また、エラーセンサー近傍の4点 (0.36m²相当) についての平均音圧レベルを制御システムON、OFFについて図8-13に示す。遮音性能の低い中心周波数100Hzの帯域ではANCにより8dB以上改善されている。

また、スキャンニング法による室内全体の平均音圧レベルを制御システムON、OFFについて図8-14に示す。ANCにより室内全体的平均音圧レベルはそれほど変化はない。すなわち、測定範囲以外におけるANCによる逆効果の影響は少ないと考えられる。

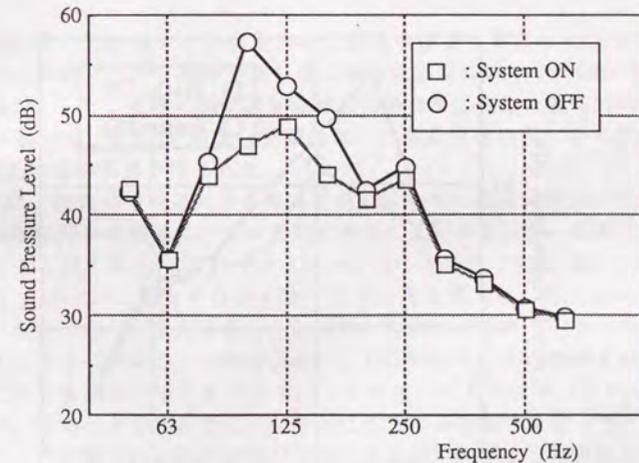


図8-11 2点のエラーセンサーの中心における音圧レベル

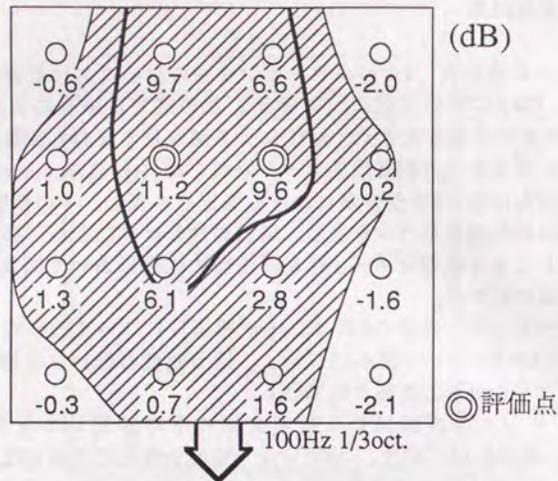


図8-12 外部騒音に対する制御効果レベル分布

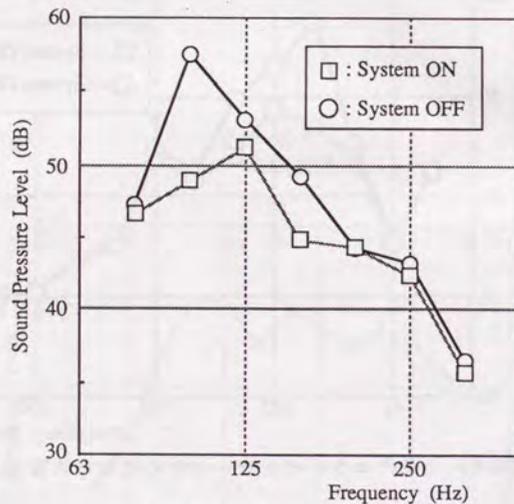


図8-13 室内4点平均音圧レベル

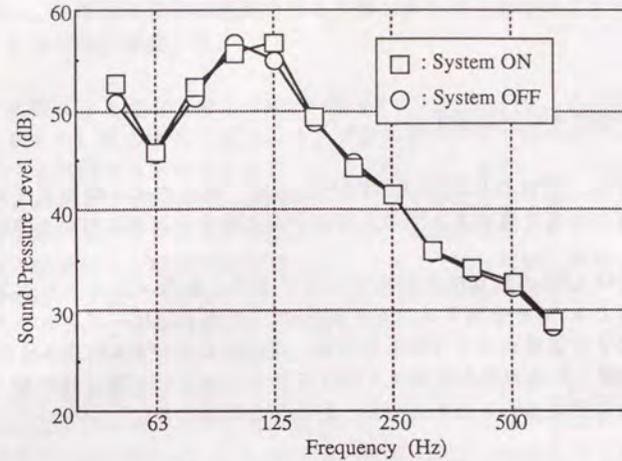


図8-14 室内平均音圧レベル

8. 4 まとめ

騒音源室が隣戸であることを想定した二室間の遮音におけるANCの実験では、 0.36m^2 相当の範囲において遮音性能の低くなる低音域については6dB以上の制御効果が得られた。また、屋外に固定騒音源がある場合を想定した室内外の遮音におけるANCの実験では、 0.36m^2 相当の範囲において遮音性能の低くなる低音域については8dB以上の制御効果が得られた。

このように、壁の共鳴透過により遮音性能の低くなる低音域において、ANCによる制御はある空間の範囲については有効であることがわかった。本章において行った壁の透過音に対するANCはポイントキャンセレーションに分類されると考えられる。また、ANCシステムの性能を低下させる主な要因は、騒音源の予測性能の不足によるものと考えられる。しかし、実際にノイズセンサーを騒音源の近くに設置することは困難である場合が多い。したがって、その性能を高めるにはノイズセンサーを多数化する必要がある。ここではノイズセンサーは1つだけで実験を行ったが、このような条件でも人が静かに生活する空間の範囲（例えば椅子に座ったり、ベッドに寝ている状態で耳が移動する範囲）程度は、遮音性能の改善が困難な低周波数域において6dB以上の遮音性能の改善が可能であることが確かめられた。

総括

本論文の概要を以下に示す。

第1章では、現在のANCを実用化する上で、解決すべき問題点を列挙し、それにもとづき本研究を進める上での方針および本論文の構成について述べた。

第2章ではANCの理論的検討を行った。まず、音響インピーダンスを視点とすることによりANCを分類することを試みた。音響インピーダンスの大きさ、およびその操作する位置により分類した結果、現段階におけるANCは6種類となった。

また、分類した各項目の原理を1次元音場を対象として統一的に論じることにより、各項目に分類されるための条件、特徴等を考察した。

第3章、第4章では技術的検討を行った。

第3章ではANCシステムの制御性能がノイズセンサーによる騒音の予測性能と二次音源による音場再生の性能によって決定されることを示し、それら個々の性能からANCシステム全体の制御性能を予測する方法を考案し、実験により確認した。

また、二次音源からノイズセンサーへのフィードバックの影響を実験的に調べ、ハウリングキャンセラを導入することによりそれが解決可能であることを示し、実験的に確認した。

第4章では本研究において実験で使用するために試作した多チャンネルANCシステムについて述べた。試作した多チャンネル適応ANCシステムを用いることにより、建築音響の分野におけるANCの適用可能性を実験的に調べることを可能とした。

第5章から第8章では実験的検討を行った。

第5章では、アクティブに吸音を行う手法についての基本的検討として、一次元音場におけるアクティブ吸音、すなわちアクティブ無反射端について検討を行った。まず、ハウリングキャンセラを用いることにより、安定なシステムを実現することを試み、適応アルゴリズムを採用することによりシステムの調整を容易にすることを考案した。また、システムの性能を実験的に確認した。その結果、ノイズセンサーの位置が音圧の谷となる周波数以外では吸音率99%を達成した。

第6章では閉空間内における通常の騒音源を対象として、適応制御にもとづいた適応アクティブモード制御の可能性を実験的に検討した。その結果、閉空間内に騒音源があって共鳴現象を生じている場合には、適応制御システムを用いることによ

り共鳴を抑え、低音域における室内全体の音響エネルギーを小さくすることが可能であることを実験的に確認した。

第7章では塀による遮音に対しANCを適用することにより、その遮音性能を高めることを試みた。その結果、回折による減音効果の小さい低音域において、ある範囲については制御の効果が得られることを確認した。また、二次音源に指向性をもたせることにより、逆効果となる範囲を小さくすることが可能であること、複数の二次音源を用いることにより、全体的な制御の効果が得られること等を確認した。また、実際の機械騒音や複数の騒音源に対しても、上記と同様に効果が得られた。ただし、騒音源が移動する場合には、適応過程の条件により逆効果となる部分も現れた。この点については今後更に検討する必要がある。

第8章では、壁を透過する騒音に対してANCを適用することにより、遮音性能を改善することを試みた。その結果、壁というパッシブな騒音制御手法では遮音性能の改善が困難な低音域において、ある空間範囲の騒音を低減することが可能であることを確認した。

従来のパッシブな騒音制御手法は、原理的に低音域になるほど制御効果が小さくなる。パッシブな手法を用いて低音域における制御性能を高めるには、設備の大規模化は避けられないため、技術的な限界が生じる。アクティブノイズコントロールは、そのパッシブな制御手法における技術的な限界を補うための新たな可能性として近年注目されている。建築音響の分野においても、ANCの位置づけは基本的にはパッシブな制御の補足手段である。

現在、ANCの研究は人が日常的に生活する空間へも導入可能であることを実験的に確認すべき段階にきているが、実際に実用化されているものは、消音ダクト等のように範囲は非常に限られている。これは実際の生活空間が非常に複雑な音場であり、その適用可能性を実験的に確認するには大規模なシステムを必要とするためである。そこで、本論文では実用的には不十分であるが、ANCの適用可能性を実験的に調べるためには十分なANCシステムを試作し、現実を考慮した基礎的な検討を行った。その結果、騒音源が固定されている場合には、パッシブ制御において性能の低下する低音域において、ANCによりある空間範囲の騒音を減少させることが可能であることが実験的に明らかになった。

このように、ANCの実用化はある限定された範囲では可能である。しかし、その限定された範囲において、現段階の技術ではANCシステムの性能、大きさ、価格などの面で商用化は困難である。また、ANCの適用可能性を広げるには、さらに現実的な様々なケースについて実験を行う必要がある。このように、建築音響におけるANCの実用化の可能性を広げるには、さらに高度な電子技術（例えば多チャンネル適応ANCシステム専用のDSP-ICの開発等）に基づいた、小型で高性能なANCシステムを開発する必要がある。

謝辞

本研究を進めるにあたり、常に的確な御助言、懇切な御指導をいただいた東京大学・生産技術研究所・橋 秀樹助教授に心から感謝いたします。

同時に本論文をまとめるにあたり、有益なる御教示、御助言をいただき、公私共に勇気づけていただいた早稲田大学・山崎芳男先生に心から感謝いたします。

また、東京大学・工学部・安岡正人教授より有益なる御教示、御助言を頂きました。

また、伊藤 毅先生（元早稲田大学教授）には多面にわたる激励の言葉を頂きました。

研究の遂行あたっては、本学・矢野博夫助手、同・日高新人技官、同・井出典子技官ならびに橋研究室の皆さんに御協力を頂きました。

また、半無響室における実験に関しては、小野測器株式会社から測定場所を提供して頂きました。

本研究をまとめるにあたり、上記の各氏、関係各位に対して心から感謝いたします。

