

平成27年度
長岡技術科学大学 大学院
工学研究科 修士論文

定在波型熱音響エンジンの定常発振制御に 基づく臨界温度比推定と制御系の安定性解析

Estimation of the critical temperature ratio for thermoacoustic
engines based on steady-state oscillation control and stability analysis
of control system

長岡技術科学大学 大学院 工学研究科
機械創造工学専攻 12303789

著者氏名 櫻井 一晃

指導教員 小林泰秀 准教授

平成28年2月5日

Abstract

5th,February,2016

Estimation of the critical temperature ratio for thermoacoustic engines based on steady-state oscillation control and stability analysis of control system

No.12303789

SAKURAI Kazuaki

Department of Mechanical Engineering
Nagaoka University of Technology

Thermoacoustic systems utilizing the thermoacoustic phenomena have effective means of exhaust heat recovery in automobiles and factories. When a sufficient temperature difference is applied by hot- and cold-side heat exchangers to the both sides of a stack (regenerator) which has narrow flow channels, a sound wave occurs with resonance frequency of tubes in which the stack is installed. This phenomenon is called thermoacoustic spontaneous oscillation.

This phenomenon is also referred as a thermoacoustic instability, and attenuation problem has been widely studied including applications of the control engineering. On the other hand, control engineering has not been sufficiently applied to thermoacoustic systems such as thermoacoustic refrigerators and electric generators. The aim of study is to provide effective tools by applying control engineering to development of thermoacoustic systems.

It is important to know the critical temperature ratio (CTR) at which spontaneous oscillation begins to occur in thermoacoustic systems. However, it is difficult to know at the design stage when regenerator and/or heat exchangers have complex structures that make theoretical treatment difficult. Experiment-based estimation methods have been proposed, however, the method is based either on

experiment with lower temperature ratio than the CTR, or with higher temperature ratio than the CTR.

Thus, at first in this paper we propose a steady-state oscillation control system which maintains the tube pressure amplitude at a reference value, in order to provide a unified method with no limitation on temperature ratio. It is shown experimentally that it is possible to characterize the CTR by using relationship of temperature ratio and power consumption of loudspeaker.

Second, we propose an adaptive control system which maintains the tube pressure amplitude to be a reference value by destabilizing the closed-loop system to hold the critical point in the Nyquist plot without specifying driving frequency, where the closed-loop gain is automatically adjusted. Experimental results show that the pressure amplitude is successfully converged to the reference one, which implies the closed-loop stability of the proposed system. A linear relation between the adaptive gain and temperature ratio is also obtained, which provides an alternative method to estimate the CTR. The stability condition of the proposed system is examined by using a simple second order model together with the experiments and numerical simulations.

It is also shown that the temperature ratio which is necessary to operate the engine at desired pressure amplitude, can be estimated.

目次

第1章 諸言	8
第2章 熱音響現象について	10
第3章 実験装置	12
第4章 自励発振条件の特徴付け	16
4.1 実験概要	16
4.2 実験方法及び制御系概要	16
4.3 実験結果及び考察	20
4.3.1 温度比とスピーカ消費電力の関係	20
4.3.2 圧力振幅と音響パワーの関係	24
第5章 定常発振制御による臨界温度比推定の省力化	25
5.1 実験概要	25
5.2 定常発振制御系及び実験方法	25
5.3 実験結果及び考察	27
5.3.1 時間応答による定常発振の確認	27
5.3.2 温度比とゲインの関係	29
5.3.3 発振周波数の自動決定による省力化の効果	30
5.3.4 ナイキスト軌跡に基づいた安定限界保持の確認	31
第6章 定常発振制御系の安定性解析	33
6.1 安定性解析概要	33
6.2 実験的な安定条件の検討	33
6.3 理論的な安定条件の導出	37

6.4 シミュレーションによる比較	44
第7章 臨界温度比推定ツールとしての有用性	52
7.1 実験概要	52
7.2 実験装置及び定常発振制御系	52
7.3 目標圧力振幅を達成する温度比の推定	60
7.4 複数目標値実験による臨界温度比の特徴付け	61
第8章 結言	63
第9章 今後の課題	64
参考文献	66

目 次

3.1	Block diagram of experimental apparatus	12
3.2	Experimental apparatus	13
3.3	Thermoacoustic core	14
3.4	Stack	15
4.1	Frequency response	18
4.2	Peak frequency	18
4.3	Block diagram of the control system	19
4.4	Relation between T_H/T_C and W_{spk}	21
4.5	Relation between T_H/T_C and amp A	21
4.6	Relation between T_H/T_C and gain G	22
4.7	Relation between T_H/T_C and W_{spk}	23
4.8	Relation between p_2 and W_{total}	24
5.1	Block diagram of the control system	26
5.2	Time responses of feedback system	28
5.3	Time response of p_2	28
5.4	Relation between T_H/T_C and gain G	29
5.5	Comparison of open-loop peak frequency and oscillation frequency of steady-state oscillation control	30
5.6	Nyquist plot with unity feedback	32
5.7	Nyquist plot with converged controller $Ge^{-j\omega\tau}$	32
6.1	$T_H/T_C = 1.0$, $K_P = 1.0$, $K_I = 0.1$	34
6.2	$T_H/T_C = 1.0$, $K_P = 0.05$, $K_I = 0.1$	34

6.3	$T_H/T_C = 1.46$, $K_P = 0.5$, $K_I = 0.1$	35
6.4	$T_H/T_C = 1.46$, $K_P = 0.1$, $K_I = 0.5$	35
6.5	Closed-loop system with time-varying gain $G(t)$	40
6.6	Constant energy control system	43
6.7	Simulink model	44
6.8	(i)Time response of case (a)	45
6.9	(ii)Time response of case (a)	45
6.10	(i)Time response of case (b)	46
6.11	(ii)Time response of case (b)	46
6.12	(i)Time response of case (c)	47
6.13	(ii)Time response of case (c)	47
6.14	Time response of case (d)	48
6.15	Time response of case (e)	48
6.16	Time response of case (f)	49
6.17	Time response of case (g)	50
6.18	Time response of case (h)	50
6.19	Time response of case (i)	51
7.1	Block diagram of experimental device	53
7.2	Experimental device	53
7.3	Block diagram of the control system	54
7.4	Time responses of feedback system	55
7.5	Time response of p_2	55
7.6	Oscillation frequency of steady-state oscillation control	56
7.7	Actual measurement of $T_{C_{stack}}$	57
7.8	Relation between T_H/T_C and gain G	58
7.9	Relation between T_H/T_C and gain G	60
7.10	Relation between T_H/T_C and gain G around critical temperature ratio	62
7.11	Relation between reference value and gain T_H/T_C when $G = 0$	62

表 目 次

3.1	Experimental equipment	13
6.1	Closed-loop stability (experiment, $\omega_f = 1$, $T_H/T_C = 1.0$, $P_2^* = 100$ Pa)	36
6.2	Closed-loop stability (experiment, $\omega_f = 1$, $T_H/T_C = 1.15$, $P_2^* = 100$ Pa)	36
6.3	Closed-loop stability (experiment, $\omega_f = 1$, $T_H/T_C = 1.4$, $P_2^* = 100$ Pa)	36
6.4	Simulation parameters	44
7.1	Experimental equipment	54

第1章 諸言

工場や自動車の排熱を回収する手段として、熱と音波の相互変換である熱音響現象を利用した熱音響機関がある [1]。スタックと呼ばれる細管流路を持つデバイスの両端に高温側および低温側の二つの熱交換器を用いて十分な温度勾配をつけると管内に音波が生じる。この現象を熱音響自励発振と呼ぶ。自励発振が生じる最小の温度比（高温側温度 T_H /低温側温度 T_C ）は臨界温度比と呼ばれ、臨界温度比を計測することはシステムの評価や改善設計を行う上で重要である。

熱音響コア（スタックと熱交換器）の形状が複雑でその物理的な取り扱いが十分でない場合には、臨界温度比を設計段階で予測することは困難であり、実験的な推定が行われる [2, 3, 4, 5]。(i) 自励発振しない温度比の下では、温度比毎に計測された周波数応答を用いて Q 値を算出し、Q 値と温度比の関係から臨界温度比を予測する研究 [2, 3] や、共鳴管内の散逸エネルギーと音響パワーの実測により求める研究 [4] があり、自励発振しないシステムが発振するために必要な温度比を予測することができる。一方、(ii) 自励発振する温度比の下では、温度比と圧力振幅の測定結果に基づいて、圧力振幅が最小となる温度比として臨界温度比を推定することが行われている [5]。このように従来の推定法は、臨界温度比の前後で推定の手法が分かれており、臨界温度比前後の全領域で統一的な計測を行い臨界温度比を議論した研究は行われていない。

制御工学の立場で、熱音響システムを管内圧力を出力とする制御対象と捉えた場合、従来の臨界温度比の推定手法は出力が制御されない開ループ系の計測に基づいており、これが臨界温度比の前後で推定手法を分けている。すなわち、(i) 臨界温度比以下では自励発振が生じないため、周波数応答の計測に基づいて Q 値を算出することができるが、臨界温度比以上では自励発振が生じ、周波数応答に基づいて Q 値を算出することはできない。また、(ii) 臨界温度比以上では自励発振が生じるため、計測された圧力振幅に基づいて与えられた温度比が臨界温度比に近いかどうか把握できるが、臨界温度比以下では圧力振幅は常に 0 であり、圧力振幅に基づいて臨界温度比を把握することはできない。

そこで本研究では第 4 章にて、臨界温度比の前後で統一的な計測に基づいて臨界温度比を議論するために、管内圧力を一定に保持するフィードバック制御系を構成し、設置したスピーカの消費電力に基づ

き臨界温度比を調べる方法を提案する．具体的には，(i) 自励発振前の領域ではスピーカから音響パワーを投入して圧力振幅を目標値に制御する．また (ii) 自励発振後の領域では能動騒音制御の原理で圧力振幅が過大にならないよう抑制し目標値に制御する．その上で，スピーカの駆動に要した電力に基づき臨界温度比の特徴付けを行う．結果，スピーカの消費電力が臨界温度比で極小となることを実験的に示す．熱音響システムにフィードバック制御を応用した研究として，温度比が 1 から臨界温度比に近づくにつれ，圧力振幅をある一定値に維持するために必要なスピーカ駆動電圧の振幅が小さくなることを示した研究 [6]，臨界温度比以降で圧力振幅を 0 とするためのフィードバック補償器に必要なゲインとむだ時間を議論している研究 [7] などがあるが，臨界温度比前後の領域で統一的な計測に基づいて臨界温度比を議論した研究は行われていない．

しかし提案手法では，熱音響システムの共振周波数が温度比に依存して変化するため，温度比ごとに周波数応答実験を行い，音源の駆動信号の周波数を温度比依存の共振周波数に合わせた上で駆動信号の振幅を手動調整する必要があり，計測の省力化が課題であった．この解決のため，第 5 章では，フィードバック制御により閉ループ系を発振させ，その際の圧力振幅を目標値に保持するようにフィードバックゲインを自動調整する定常発振制御系を構成することで，提案手法の省力化を行い，臨界温度比推定のツールとしての実用性の向上を試みる．フィードバックゲインの自動調整により，自励発振前後の領域で熱音響エンジン内の圧力振幅が任意に設定された目標値に自動的に収束し一定振幅に維持されること，発振周波数が制御対象により自動的に決定されること，また温度比を変更した時のゲインとの関係を実験的に調べることで熱音響エンジンの臨界温度比が議論できることを示す．

更に第 6 章では，提案手法の定常発振制御系が安定となる条件の理論的根拠を与えるため，Matlab/Simulink による数値シミュレーションと単純な二次振動系モデルに基づいて制御系の安定性解析を行う．二次振動系モデルより導出した制御系の安定条件と，数値シミュレーション，実験による実測の結果が概略一致することを示す．

最後に第 7 章では目標値を複数設定する実験に基づき，エンジンが駆動を開始する臨界温度比だけでなく，提案手法を用いて所望の圧力振幅で熱音響エンジンを駆動するために必要な温度比を推定することを試みる．熱音響分野で求められている，温度比と圧力振幅の関係を同時に明らかにするツールとして提案手法が有用であることを実験的に示す．

第2章 熱音響現象について

本研究で取り扱う熱音響エンジンは、熱音響現象を利用した新しい外燃機関である。通常、自由空間を伝搬する音波は、伝搬媒質の流体や周囲の物体との熱交換を行わず、断熱圧縮過程を辿る。一方、細管流路内を伝搬する場合は、伝搬媒質である流体の膨張・圧縮のサイクルが長くなり、流路壁近傍の流体は等温圧縮変化となる。この時、流路壁と流体の間では熱交換が行われ、熱エネルギーと音波エネルギーの相互変換を引き起こす。このような熱と音波の相互エネルギー変換は、熱音響現象と呼ばれている [8, 9]。

熱音響エンジンは、単純な共鳴管とスタックと呼ばれる細管流路を持つ熱・音波変換デバイスで構成されている。スタックに対して管軸方向に十分な温度比を与えることにより、共鳴管内の気体が自励振動を開始し、熱音響現象により発生した音波がスターリングエンジンにおけるピストンの役割を担う。可動部を持たないためメンテナンスが不要であり、一般的な熱機関と比較し部品点数が著しく少なく組み立て、維持管理が容易であるほか、内部流体には空気やヘリウムなどが用いられるため低環境負荷である。また 100～500 程度の比較的低温の排熱で動作し、外燃機関であるため使用する熱源の種類を選ばないといった特徴を持つため、工場や自動車の排熱回収、宇宙、砂漠、海洋といった様々な分野での利用が期待されている。熱音響現象による音響出力を動力としてリニアモータを駆動し電力を得る熱音響発電機 [10]、スタックへ音波を入力した際に生じる温度勾配を利用し冷却を行う熱音響冷凍機 [11, 12] などが提案されており、最近では漁船のボイラー排熱を利用しいけすの冷却を行った実用化の例 [13] も報告されている。

熱音響エンジンはスターリングエンジンと同様の熱力学サイクルを利用しており、そのエネルギー変換の効率は理想的にはカルノー効率と同程度であると言われている [14]。1999 年には、Backhaus らによってカルノー効率の 42 % を達成する熱音響エンジンが開発された [15]。

熱音響現象の歴史は古く、1850 年に Sondhauss によって報告された、球形の空洞にスロートを取り付けたいわゆるヘルムホルツ共鳴器において、空洞部を高温に維持しスロートに急激な温度比を与えると大きな音波が発生する Sondhauss 管、1859 年に Rijke によって報告された、長さ 1 m ほどの真鍮の管に

において、下から $1/4$ ほどの位置にスチールウールを挿入しバーナーの火で熱すると真鍮の管から音波が発生する Rijke 管などが初期の熱音響現象の研究例として挙げられる [16] .

このような熱音響現象は従来、ジェットエンジンなどに機械的損傷を与える要因となるため熱音響不安定性 (Thermoacoustic instabilities) と呼ばれ、この抑制を目的とした研究が数多く行われてきた。その中には制御工学を利用した研究も多く存在する (例えば [18]) . 一方、近年より研究が盛んとなった、熱音響発電機や熱音響冷凍機といった熱音響現象を有効利用するシステムに対して制御工学を応用した例は少ない。そこで本研究では、新しい熱音響システムの設計・開発や熱音響現象の解明のために、制御工学を応用した有効なツールを提案することを目的としている。

第3章 実験装置

実験装置の構成図を Fig. 3.1 , 外観を Fig. 3.2 , 使用機器の仕様を Table 3.1 に示す . 実験装置は内径 47.8 mm のステンレス製サニタリー配管を組み合わせた一端が開口の定在波型熱音響エンジンで , スピーカと二つの圧力センサを搭載している . パソコン (PC) から D/A 変換されたスピーカの駆動信号 u がパワーアンプ (PA) を介してスピーカを駆動する . スピーカと直列接続された抵抗器の両端の電圧 v_i , v_s を測定することでスピーカの消費電力を計測し , sensor 1 , 2 の出力 p_1 , p_2 は A/D 変換されて PC に取り込まれる .

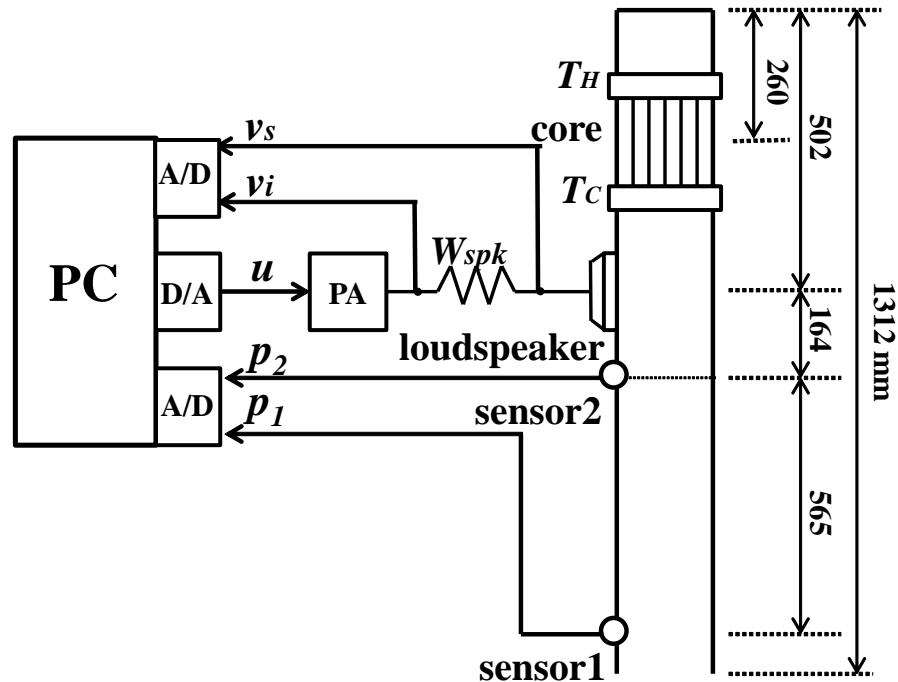


Fig. 3.1: Block diagram of experimental apparatus

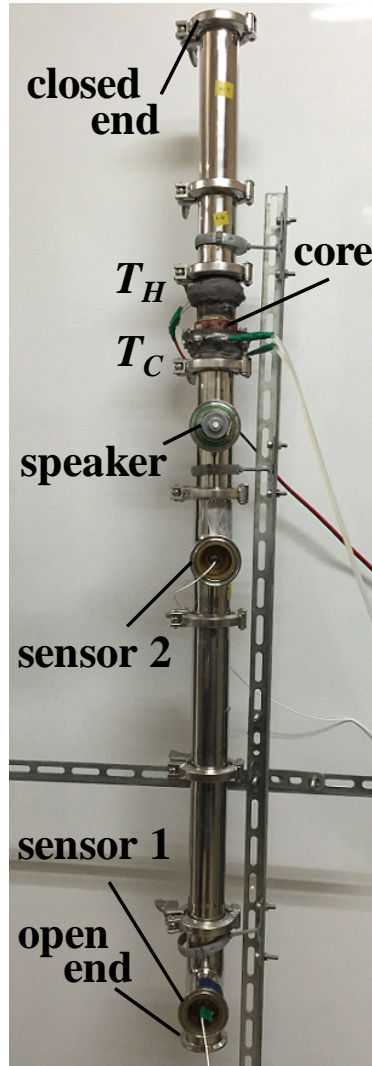


Fig. 3.2: Experimental apparatus

Table 3.1: Experimental equipment

Loudspeaker	Toptone, S32U10-1 (3 W)
Pressure sensor	PCB, 106B51
Stack	NGK , CPI600, $l=50$ mm , $d=47$ mm
Thermostat	HAKKO, DG2P
Heater	HAKKO , SWD1020 (200 W)
PC	Dell PowerEdge840 (RTAI3.6.1/Linux kernel 2.6.20.21)
A/D, D/A	CONTEC AD12-16(PCI), DA12-4(PCI) (12bit, ± 5 V, 10μ sec)
Power Amp.	YAMAHA, P1000S
Low Temp. Circulator	TOKYO RIKAKIKAI , NCC-1110

熱と音波の変換を行うデバイスであるスタックは熱交換器を有するコア部に組み込まれ、スタック中心がエンジン上端から 260 mm の位置となるよう設置されている。熱音響コアの外観を Fig. 3.3 に、スタックの外観を Fig. 3.4 に示す。使用したスタックは直径 47 mm、長さ 50 mm のハニカムセラミクス製で、1 平方インチあたり 600 本の流路を有する。コア部の熱交換器は厚さ 0.55 mm の銅製フィンを 1 mm 間隔で配置しており、低温側熱交換器はフランジに巻き付けたアルミパイプに恒温水を循環させることにより冷却を行う。高温側熱交換器は伝熱面積を広げるため、サーモンセメントによってヒータが固定されている。熱交換器の低温側温度 T_C 及び高温側温度 T_H は、K 型熱電対を用いてそれぞれの熱交換器の外壁温度を測定している。 T_C は通水により常に 26 に保たれており、 T_H をヒータにより調節することでスタック両端に温度比 T_H/T_C を与える。事前に熱入力を行いエンジンの大まかな臨界温度比を確認したところ、 $T_H/T_C = 1.3$ 付近で自励発振の開始が確認された。

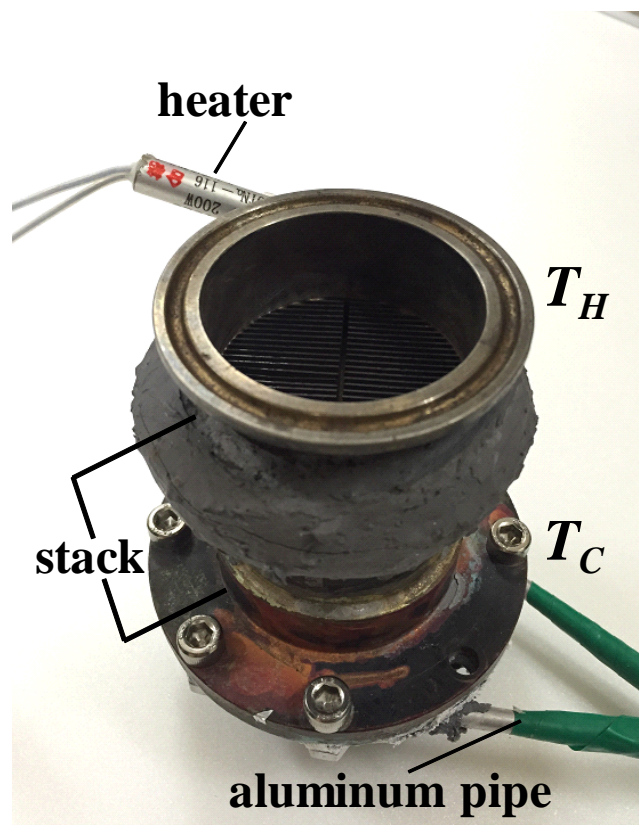


Fig. 3.3: Thermoacoustic core

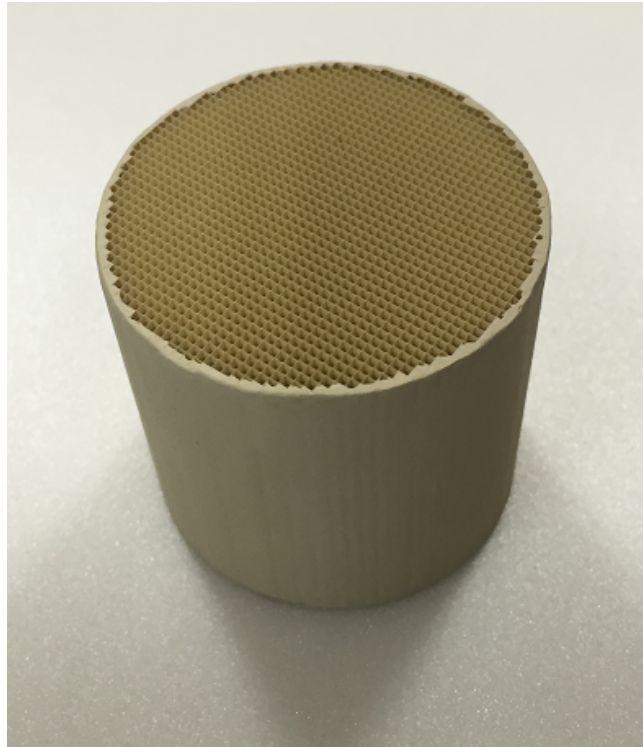


Fig. 3.4: Stack

第4章 自励発振条件の特徴付け

4.1 実験概要

臨界温度比の前後の統一的な計測に基づいて臨界温度比を議論するため、本章では圧力を一定に保持するフィードバック制御系を構成し、その際に観測される物理量に基づいて臨界温度比の特徴付けを行う。前章で示した、一般的な定在波型熱音響エンジンにスピーカと圧力センサを設置した実験装置を用いて、自励発振前の領域ではスピーカから音響パワーを投入して圧力振幅を目標値に制御し、自励発振後の領域では能動騒音制御の原理で圧力振幅が過大にならないよう抑制し目標値に制御する。その上で、スピーカの駆動に要した電力 W_{spk} および管内の音響パワー W_{total} を用いて臨界温度比を特徴付けることを試みる。

4.2 実験方法及び制御系概要

まず予備実験として、スタックに様々な温度比を与えた場合について、スピーカを正弦波駆動した際の sensor 2 の出力を測定することにより、実験装置の周波数応答特性を得た。今後行う制御実験では長時間のスピーカ駆動によりスタック中の温度勾配が変化することが予想されるため、実験条件をできるだけ揃えるよう、周波数応答実験の前に十分な時間スピーカを駆動し、暖機運転をしてから測定を行った。また、測定範囲は1次共振周波数付近の 51 ~ 68 Hz のみとした。その他の周波数は今回使用した実験装置の発振状態について議論する上で影響を与えないと考えられるため、測定の省力化の目的で考慮する周波数を1次共振周波数付近に限定した。

周波数応答実験の結果を Fig. 4.1 に、各温度比におけるピーク周波数を Fig. 4.2 に示す。温度比 T_H/T_C の上昇と共に、ピーク周波数が高周波側へ移動する傾向が確認できる。この理由については、以下のよう
 に説明することができる。開口端補正 [17] を考慮した片側開端の共鳴管における共振周波数は、次式
 より求めることができる。

$$f = \frac{c_0 \sqrt{\frac{\theta}{273}}}{4(L + 0.6r)} \quad (4.1)$$

C_0 は温度 273 K の大気圧空気における音速、 θ は作動流体の温度、 L は共鳴管の全長、 r は共鳴管の
 半径である。熱音響コアに与える温度比の上昇に伴い熱音響コア近傍の作動流体の温度 θ が上昇し、音
 速が速くなった結果、Fig. 4.2 のようにピーク周波数が高周波側へ移動したと考えられる。

更に、フィードバック制御無しで定常的な圧力振幅がわずかに観測される仮の臨界温度比を調べた。
 結果、スタック両端温度比 $T_H/T_C = 1.3$ において p_2 の振幅 $|\tilde{p}_2| = 27 \text{ Pa}$ が得られた（ただし p_2 の複素
 振幅を \tilde{p}_2 とする。詳細は後述する。）以下ではこれを p_c と表す。制御実験における $|\tilde{p}_2|$ の目標値 p_2^* を
 p_c の 0 倍、0.5 倍、1 倍、2 倍、3 倍、5 倍、7.5 倍の 7 条件とする。また、ヒータ温度を調節し T_H/T_C
 を 1.0 から 1.6 まで、0.05 刻みで 13 点変化させて測定を行った。以上のもとで、 $|\tilde{p}_2|$ を目標値に追従さ
 せるフィードバック制御系を構成し、 T_H/T_C を変化させた時のスピーカ消費電力 W_{spk} を測定する。同
 時に sensor 1 の位置での音響パワー W_{total} を測定し、圧力振幅との関係を調べる。

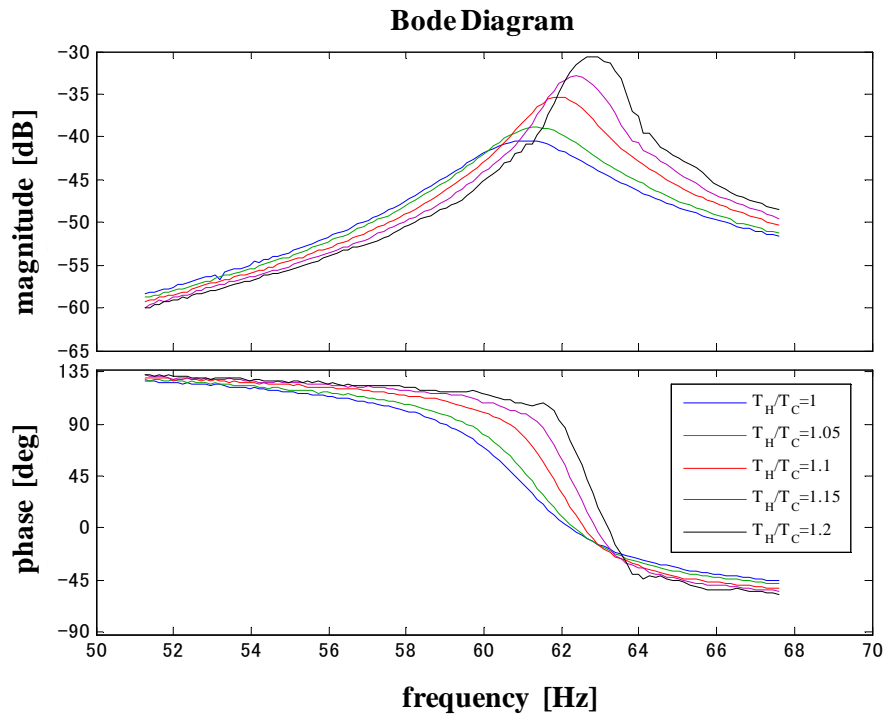


Fig. 4.1: Frequency response

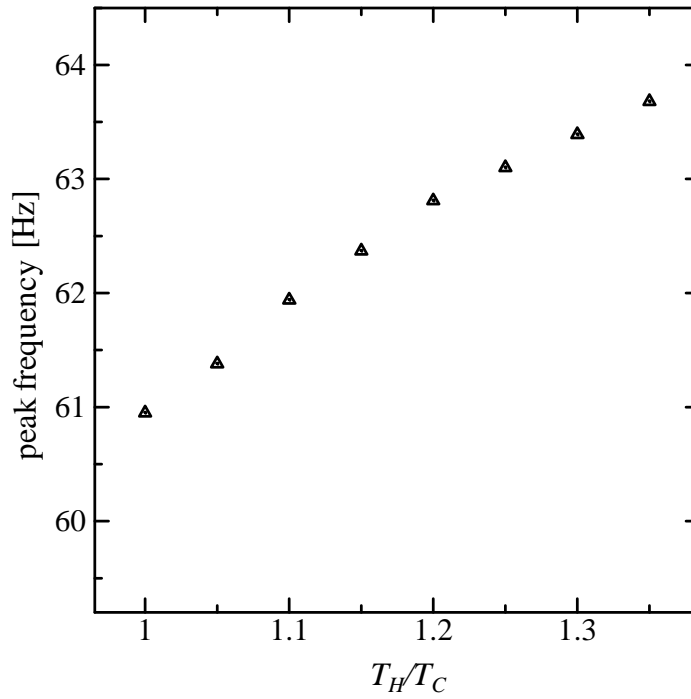


Fig. 4.2: Peak frequency

制御系のブロック線図を Fig. 4.3 に示す．補償器 K は，自励発振前の温度比では $|\tilde{p}_2|$ が目標値となるよう式 (4.2) に基づいてスピーカ入力電圧振幅 A をマニュアル調整する．また，スピーカの駆動信号の角周波数 ω は予備実験 Fig. 4.2 で得た各温度比のピーク周波数として設定した．自励発振開始後の温度比では，式 (4.3) に基づいて補償器ゲイン G とむだ時間をマニュアル調整する．式 (4.3) は，熱音響不安定性の抑制のために従来 phase-delay 補償器として用いられるものである [18]．信号処理のサンプリング周期は $T = 0.25$ ms である．

$$w(t) = A \sin(\omega t) \quad (4.2)$$

$$u(t) = G \cdot p_2(t - \tau) \quad (4.3)$$

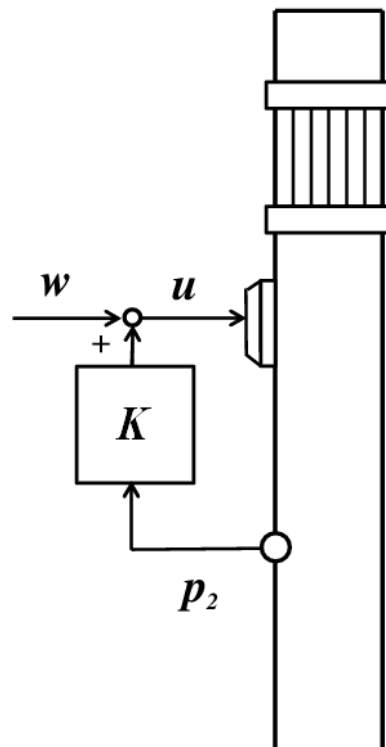


Fig. 4.3: Block diagram of the control system

$p_1(t)$, $p_2(t)$ の時間応答に対して FFT 解析を行い, 管内周波数 f とその周波数成分の複素振幅 \tilde{p}_1 , \tilde{p}_2 を算出する. これらより, Two Sensor 法 [19, 20] を用いて sensor1 の位置における体積速度 u_1 を求め, sensor 1 の位置での音響パワー W_{total} (開口部から出ていく方向を正とする) を算出した. また, 抵抗器の両端電圧より電流 $i = (v_i - v_s)/R$ ($R = 10 \text{ } \Omega$) を求め, スピーカ消費電力 W_{spk} を算出した. すなわち, これらの信号の複素振幅を \tilde{p}_1 , \tilde{u}_1 , \tilde{v}_s , \tilde{i} , とすると,

$$W_{\text{total}} = \frac{1}{2} \text{Re}\{\tilde{p}_1 \tilde{u}_1\}, W_{\text{spk}} = \frac{1}{2} \text{Re}\{\tilde{v}_s \tilde{i}\} \quad (4.4)$$

である. ここで, Re は実部を表す.

4.3 実験結果及び考察

4.3.1 温度比とスピーカ消費電力の関係

T_H/T_C とスピーカ消費電力 W_{spk} の関係を Fig. 4.4 に示す. T_H/T_C が 1.0 ~ 1.25 の領域と, 1.3 ~ 1.6 の領域に分けて検討する. まず, T_H/T_C が 1.0 ~ 1.25 の場合, W_{spk} は目標値によらず $T_H/T_C = 1.3$ 付近でゼロに収束する右下がりのグラフとなっている. 各条件における温度比とスピーカ入力電圧振幅 A の関係を Fig. 4.5 に示す. 目標値が大きいほど電圧振幅 A を大きく設定する必要があること, 温度比が高いほど A は小さくて済むことわかる. スピーカが生成した音波はスタックによって増幅される. 温度比が大きくなるほど増幅率が上昇した結果, 圧力振幅を目標値一定とするスピーカの駆動電圧の振幅が減少したと考えられる.

次に T_H/T_C が 1.3 ~ 1.6 の場合も W_{spk} は $T_H/T_C = 1.3$ 付近でゼロに収束する左下がりのグラフとなっている. 特に目標値がゼロの場合, W_{spk} は温度比によらずほぼゼロとなった. 自励発振を抑制するためにスピーカはほとんど振動する必要がないと考えられる. 一方, 非ゼロの目標値に保つには電力が必要であることがわかる. 制御無しの場合, この領域では一部を除いて $|\tilde{p}_2|$ は 7 つの目標値より十分に大きな値に達する. よって, スピーカは目標値一定とするために音波を抑制するように働く. 目標値が小さいほど必要なスピーカの振幅が小さく, 電力も小さいと考えられる. また T_H/T_C が小さいほどスタックの増幅率が下がり, スピーカにとって音波の抑制が容易になると考えられる.

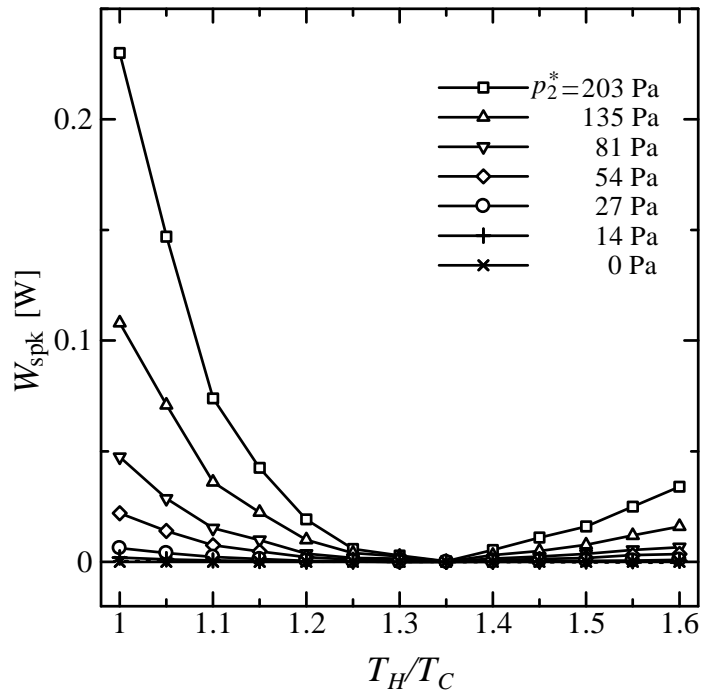


Fig. 4.4: Relation between T_H/T_C and W_{spk}

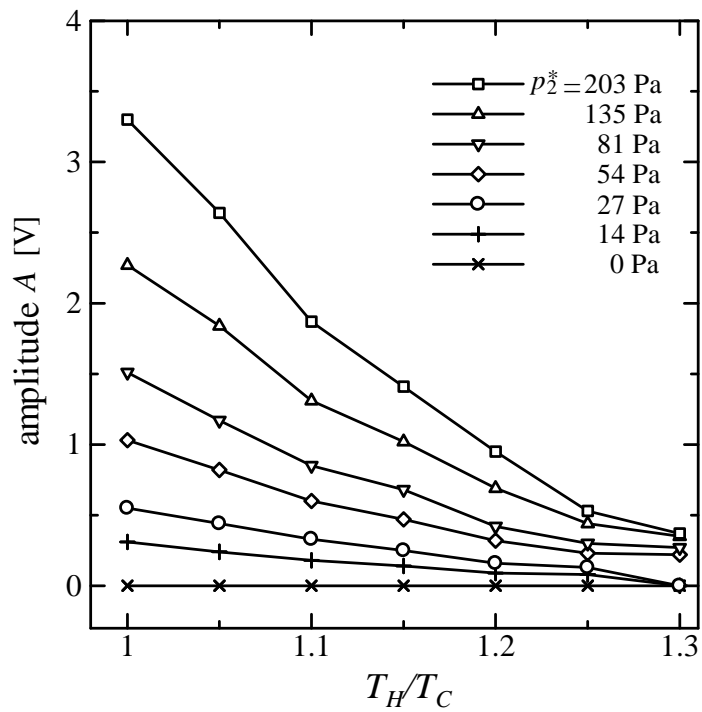


Fig. 4.5: Relation between T_H/T_C and amp A

各条件における温度比と補償器ゲイン G の関係を Fig. 4.6 に示す．ゲインについても，温度比が小さくなるほど減少する左下がりのグラフとなった．ただし例外として $T_H/T_C = 1.3$ の場合，目標値 27 Pa は p_c であるため $A = G = 0$ であるが，目標値 54 Pa ~ 203 Pa ではスピーカによる音波の補助が必要となるため A を調整した．また目標値 0 Pa においては， G をある程度大きな値として設定することで容易に目標値を達成でき，微調整は不要であったため一定となっている．なお， G はできるだけ小さな絶対値のゲインで目標値を達成できるよう調整を行い決定したところ，全ての条件で 11.5 ms となった．

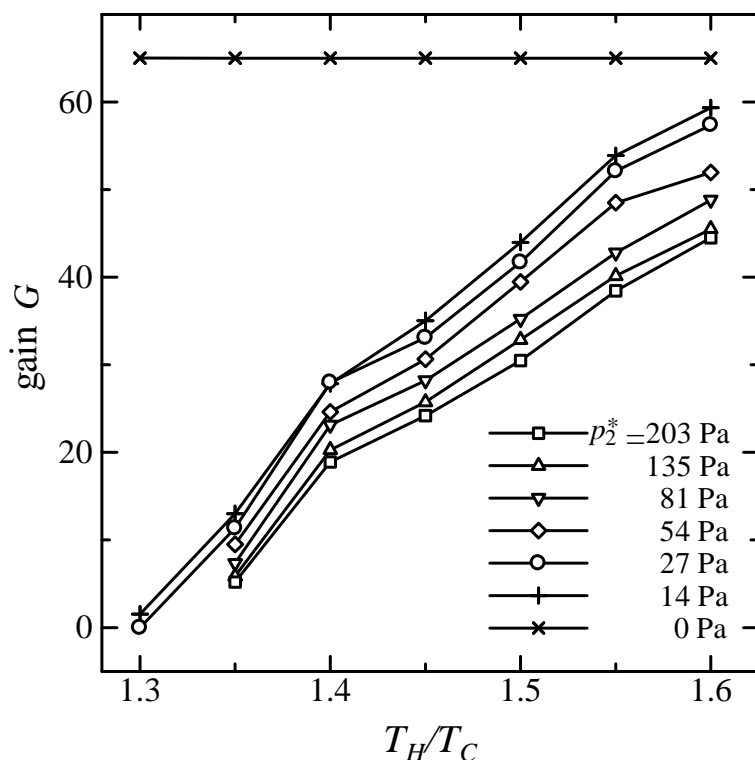


Fig. 4.6: Relation between T_H/T_C and gain G

臨界温度比を詳細に調べるため，Fig. 4.4 の縦軸を対数目盛にしたものを Fig. 4.7 に示す． $T_H/T_C = 1.3$ において 14 Pa と 27 Pa のプロットが抜けているのは， W_{spk} が負の値をとったためである．横軸を細かく測定すれば，他の目標値の場合もその目標値がスピーカの補助なしで達成される W_{spk} の最小点 が得られ，その最小点は目標値を小さくするにつれ真の臨界温度比に近づくと考えられる．これらより，スピーカの消費電力が極小となる温度比が熱音響エンジンの臨界温度比であるとして，特徴付けを行うことができる．

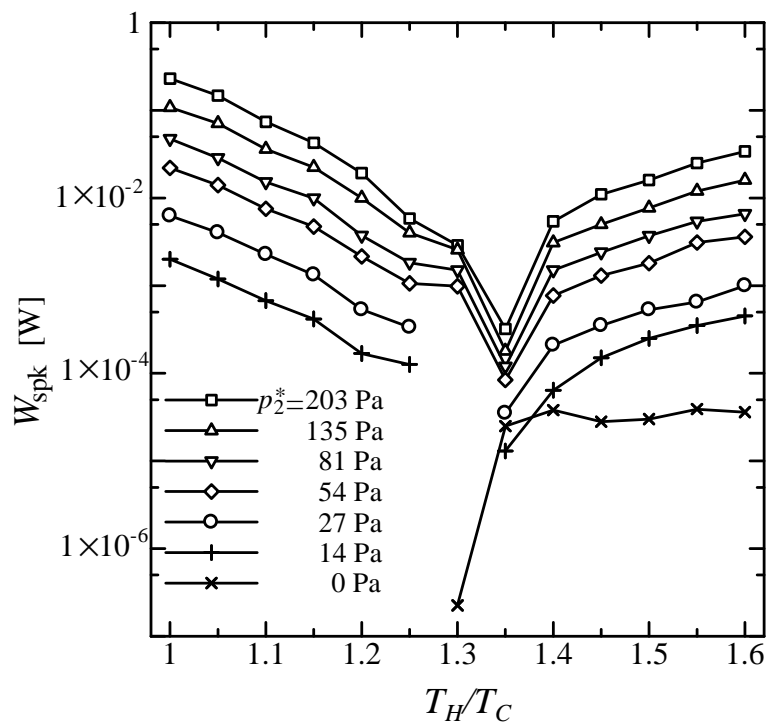


Fig. 4.7: Relation between T_H/T_C and W_{spk}

4.3.2 圧力振幅と音響パワーの関係

音響パワー生成を補助するスピーカの消費電力 W_{spk} に加え、共鳴管内の音響パワー W_{total} を実測することで、熱入力に伴いスタックから生成された音響パワーと共鳴管内の散逸エネルギーを特徴付けることができると考え、熱音響エンジンの開口端付近に設置した sensor 1 の位置における音響パワー W_{total} を測定した。各条件における $|\tilde{p}_2|$ と音響パワー W_{total} の関係を Fig. 4.8 に示す。圧力振幅の増加と共に管内の音響パワーも増加するという予想のもと、 $|\tilde{p}_2|$ と W_{total} が右上がりの直線関係になることを期待していたが、 W_{total} は $|\tilde{p}_2|$ に比べて大きく変動する結果となった。ただし、全体的には右上がりの傾向を示していることが確認できる。 W_{total} に変動が生じる原因は現時点では明らかになっていないが、その一因として現在の測定系では複素振幅 \tilde{p}_1, \tilde{p}_2 を相関法により算出するために仮定した共振周波数成分の波形と、約 2 秒毎に記録された時間応答波形の同期を取っておらず、この結果両者に位相差が生じ、 W_{total} に変動を生じさせていることが考えられる。

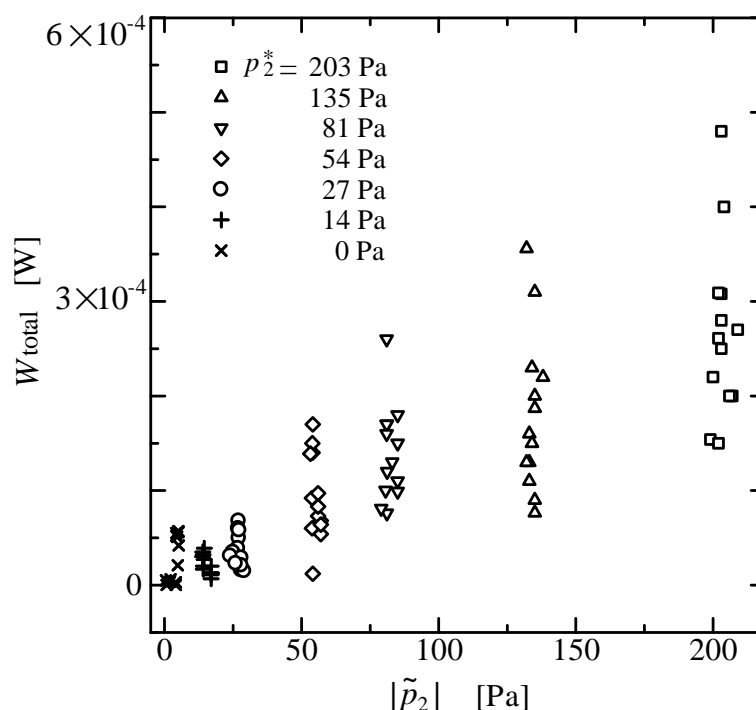


Fig. 4.8: Relation between p_2 and W_{total}

第5章 定常発振制御による臨界温度比推定の省力化

5.1 実験概要

前章ではスピーカ駆動電圧とゲイン，むだ時間のマニュアル調整により，各温度比で管内圧力が一定となるようスピーカで強制加振を行うことで，スピーカの消費電力に基づき臨界温度比の特徴付けを行った．しかし共振周波数が温度比に依存するため，温度比ごとに周波数応答実験を行い，音源の駆動信号の周波数を温度比依存の共振周波数に合わせた上で駆動信号の振幅を手動調整する必要があり，計測の省力化が課題であった．そこで本章では，フィードバック制御により閉ループ系を発振させ，その際の圧力振幅を任意に設定した目標値，安定限界に保持するようにフィードバックゲインを自動調整する定常発振制御系を構成することで，従来手法の省力化を行い，実用性の向上を試みる．

5.2 定常発振制御系及び実験方法

本章における制御系の目的は，圧力センサの出力 p_2 の振幅を目標値に一致させるために適切な振幅の駆動信号でスピーカを駆動することである．そのためにPI(比例積分)補償器を採用するが，省力化の目的で前章における予備実験を省略するため，駆動信号の周波数は未知であり， p_2 に対する正弦波状の信号を目標値とすることができない点について注意する．フィードバック補償器は前章，式(4.3)のゲイン G を時変とした次の関係式に基づき動作する．

$$u(t) = G(t) \cdot p_2(t - \tau) \quad (5.1)$$

p_2 の目標値はスピーカの駆動限界である 200 Pa として測定を行う．

制御系のブロック線図を Fig. 5.1 に示す． p_2 の絶対値信号をカットオフ周波数 0.16 Hz, 1 次のローパスフィルタに通すことで得た圧力振幅の推定値 \hat{P}_2 と目標値 P_2^* との差分を PI 補償器に入力し, その出力そのものを時変フィードバックゲイン $G(t)$ として用いる．ヒータ温度を調節し T_H/T_C を 1 から 1.35 まで, 0.05 刻みで 8 点変化させた時のフィードバックゲイン G の収束値を記録する．

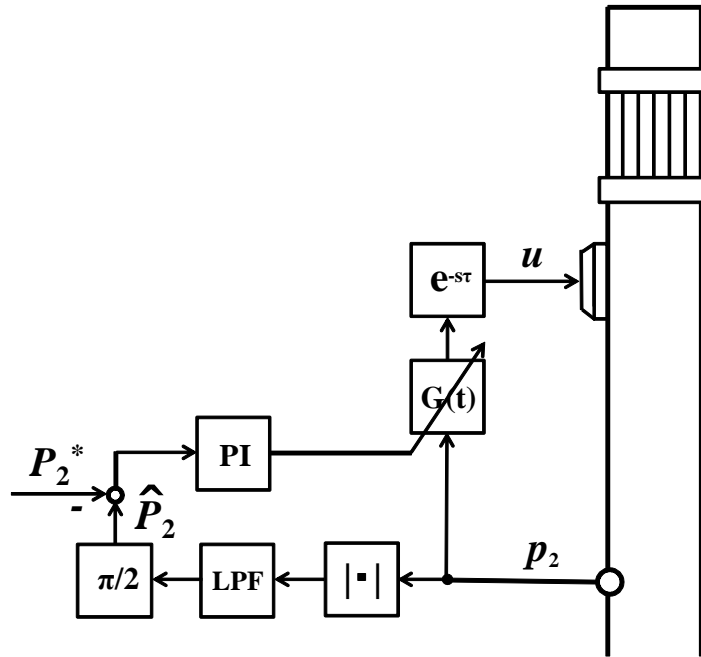


Fig. 5.1: Block diagram of the control system

自励発振前の領域では, ゲインを大きく設定することでシステムを不安定化し発振を開始させ, 適応制御により p_2 が目標値に近づくよう安定限界に保持する．一方, 自励発振後の領域では能動騒音制御の原理で圧力振幅が過大にならないよう抑制し, 目標値に制御する．

むだ時間 τ は簡単のため常に, 前章で実測により最小ゲインで圧力目標値が達成された際の $\tau = 11.5$ ms とし, 制御系はサンプリング周期 $T = 0.25$ ms で離散化して実装した．ここで, $\tau = 11.5$ ms は実験的に求めた値であるが, この根拠を次のように考えることができる． u がスピーカ位置における粒子速度にほぼ比例し, p_2 がセンサ位置における圧力にほぼ比例すると仮定すると, 熱音響コアの存在を無視した簡単な計算から, 一次共振周波数における u から p_2 までのシステムの位相差は 90 度の位相進みとなる．よって, むだ時間に 270 度分の位相遅れを持たせれば, スピーカは管内圧力を抑制するように働く．すなわち, ゲインが正の値の時は管内音場に対して逆位相の音波, 負の値の時は同位相の音波を出

力するようにスピーカが働く．装置の全長 L と音速 c_0 より，一周期 $T_1 = \frac{4L}{c_0} = \frac{4 \times 1.312}{346} \simeq 15.2 \text{ ms}$ ， $\tau = \frac{3}{4}T_1 \simeq 11.4 \text{ ms}$ となり，上記 11.5 ms とほぼ一致する．

また，PI 補償器は試行錯誤により調整を行い，P(比例) ゲイン = 0.5, I(積分) ゲイン = 0.1 と設定し実験を行った．これらの設定値の妥当性については，次章にて理論的に検証する．

5.3 実験結果及び考察

5.3.1 時間応答による定常発振の確認

$T_H/T_C = 1.0$ のときの p_2 , p_2 の絶対値信号をローパスフィルタに通して得た圧力振幅の推定値 \hat{P}_2 ，ゲイン G について，制御開始直後から 20 秒間の時間応答の結果を Fig. 5.2 のそれぞれ赤線，緑線，青線に示す．また，圧力振幅が目標値を達成し定常状態となった時の p_2 の時間応答の拡大図を Fig. 5.3 に示す．Fig. 5.2 の青線に着目すると，エンジンを発振させるようゲインの絶対値が増加し，発振が開始すると目標値で一定振幅となるよう自動調整されている様子が確認できる． p_2 を示す赤線は我々の測定環境の仕様により下方にドリフトしているが，緑線の \hat{P}_2 ではそれが現れていない．これは，Fig. 5.1 のブロック線図には示していないが，絶対値処理の前にカットオフ周波数 3 Hz のハイパスフィルタを入れることでドリフト成分を除去しているためである．

Fig. 5.3 の拡大図より，圧力の両振幅が目標値である 400 Pa に収束し，定常発振していることがわかる．ただし， \hat{P}_2 が目標値 200 Pa に収束するのに約 5 分要したため，以下ではこのときのゲインの値を収束値としてプロットする．ここでは一例として $T_H/T_C = 1$ の時の時間応答の結果を示したが，他の温度比の時間応答においても同様に目標値への収束を確認している．これより，熱入力によって PI ゲインの調整を行う必要が無く，いかなる温度比においても同一の PI 補償器での測定を行うことが可能であることがわかる．

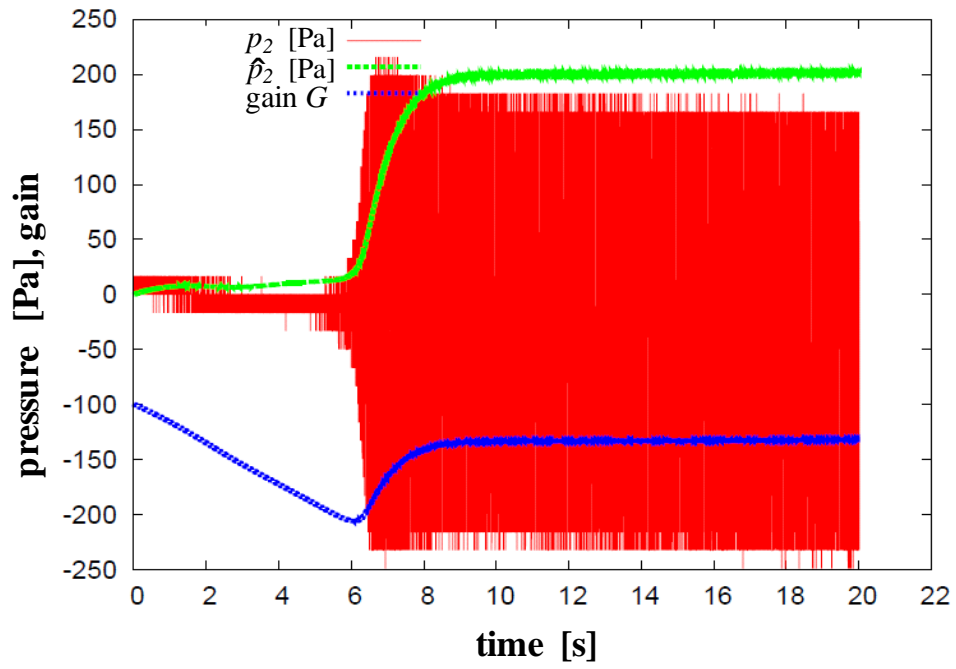


Fig. 5.2: Time responses of feedback system

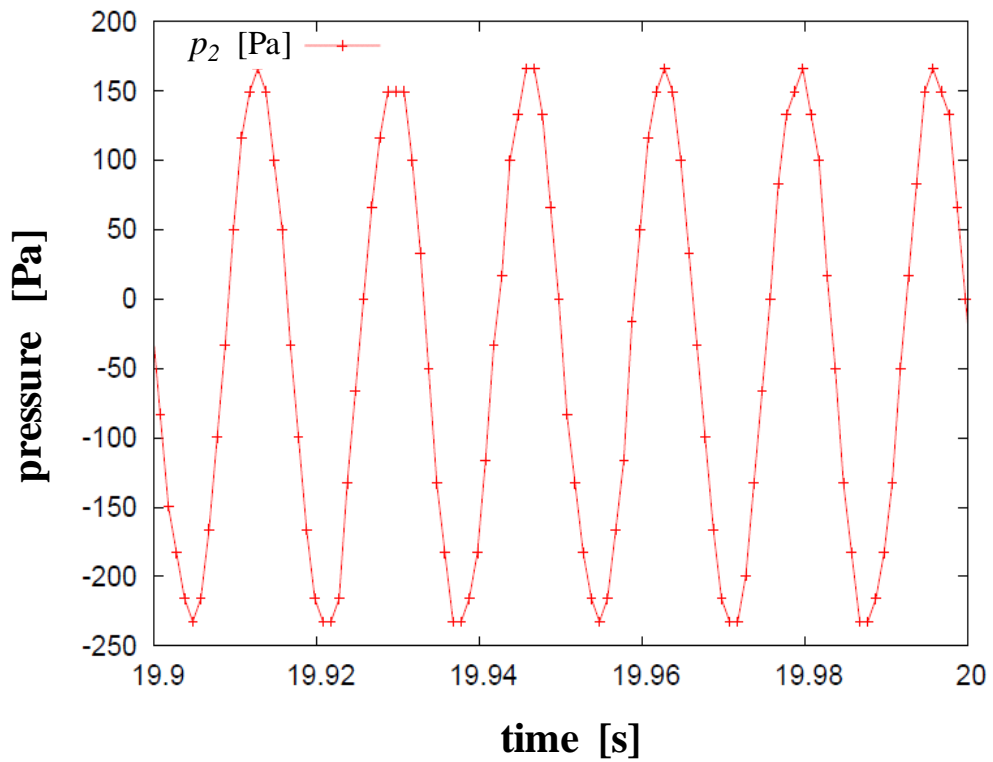


Fig. 5.3: Time response of p_2

5.3.2 温度比とゲインの関係

スタック両端温度比 T_H/T_C とフィードバックゲイン G の関係を Fig. 5.4 に示す．どの温度比においても圧力振幅が目標値 200 Pa に収束，定常発振し，両者は右上がりの直線関係となった．図中の実線は最小二乗法により近似直線を引いたものである．自励発振前の領域ではゲインは負の値を取り，スピーカは管内の音波を補助するように働いている．また，熱入力によりエンジンの自励発振が開始する $T_H/T_C = 1.3$ 付近では，ゲインはほぼゼロとなった．一方， $T_H/T_C = 1.35$ では熱入力に伴うエンジンの自励発振により目標値である 200 Pa 以上の音波が発生していたため，ゲインは正の値を取り，スタックにより発生する音波を抑制するようスピーカが働く結果となった．なお， $T_H/T_C = 1.4$ 以上の領域については，現状の実験装置ではスピーカの性能限界により測定ができないため実験を行っていない．

温度比とゲインが直線関係となる理論的な根拠は無いが，Fig. 5.4 の結果を利用して臨界温度比前の数点についてゲインの測定を行うことで，自励発振が開始する前にエンジンの臨界温度比の予測が可能であると考えられる．目標値の音圧が十分に小さいものであると仮定すると，ゲイン 0 と近似直線が交差する点がエンジンの臨界温度比であると推定することができる．

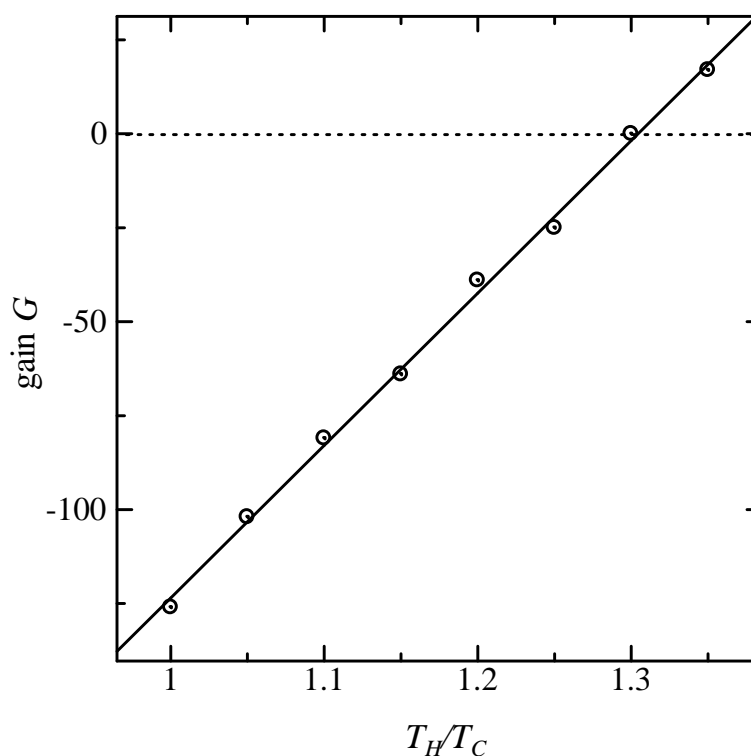


Fig. 5.4: Relation between T_H/T_C and gain G

5.3.3 発振周波数の自動決定による省力化の効果

前章の予備実験として行った各温度比における u から p_2 までの周波数応答実験 Fig. 4.1 と、定常発振制御によるエンジンの発振周波数との比較を Fig. 5.5 に示す。Fig. 4.1 の結果を見ると、温度比 T_H/T_C の増加と共にピーク周波数が高周波側へ移動する傾向が確認できる。この各温度比におけるピーク周波数を読み取り三角のプロットで示した Fig. 4.2 に対して、定常発振制御により自動的に決定された発振周波数を丸のプロットとして追加したものが Fig. 5.5 である。最大 1.5 Hz 程度のずれはあるものの、発振周波数についても温度比の増加と共に上昇する周波数応答実験と同様の傾向が確認され、従来手法のような周波数応答実験が不要であることが示された。両者のずれの原因は不明であるが、定常発振制御におけるむだ時間 τ を常に一定としていたことが可能性として挙げられる。温度比の上昇に伴う位相の変化により、厳密には最小ゲインで目標値を達成することのできる τ の最適値が変化していると考えられることで、周波数の不一致が起こっていると予想することができる。今後の課題として、むだ時間 τ の温度比ごとの自動調整を行う必要がある。

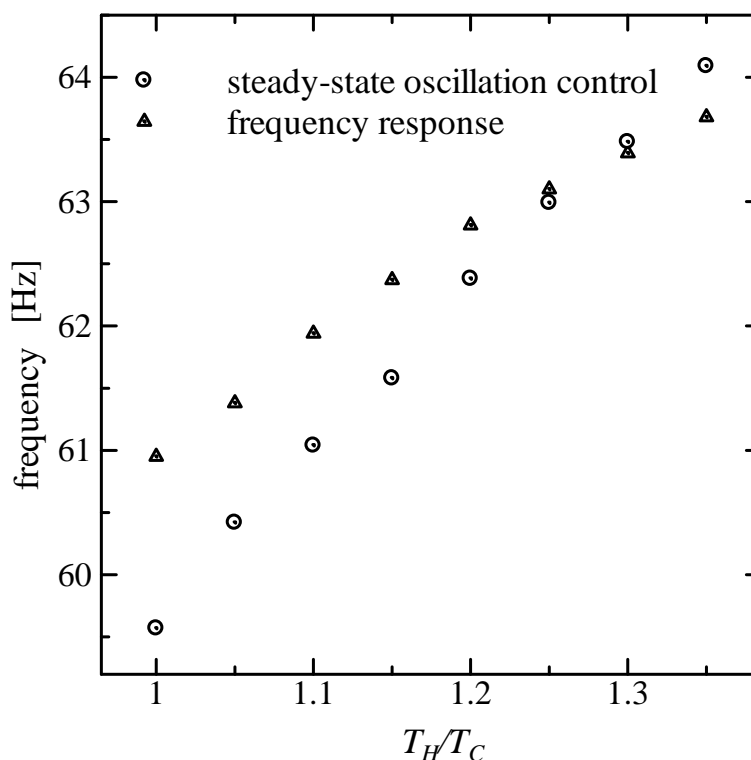


Fig. 5.5: Comparison of open-loop peak frequency and oscillation frequency of steady-state oscillation control

5.3.4 ナイキスト軌跡に基づいた安定限界保持の確認

Fig. 4.1 の周波数応答のナイキスト軌跡を Fig. 5.6 に示す．また, Fig. 5.6 に収束時のゲイン G を用いた補償器の周波数応答 $Ge^{-j\omega\tau}$ を掛けて算出したナイキスト軌跡を Fig. 5.7 に示す．Fig. 5.6 のように定常発振制御なしの場合の軌跡は小さく原点付近に留まっているが, 定常発振制御を行うことで Fig. 5.7 のようにどの温度比においてもナイキスト軌跡が $(-1,0)$ の点付近を回っていることが確認できる．よって, 定常発振制御により閉ループ系が安定限界に保持されていると考えられる．軌跡が閉じていないのは, 周波数応答実験を行った 1 次共振周波数付近の 50 ~ 70 Hz のみの結果を用いたためである．

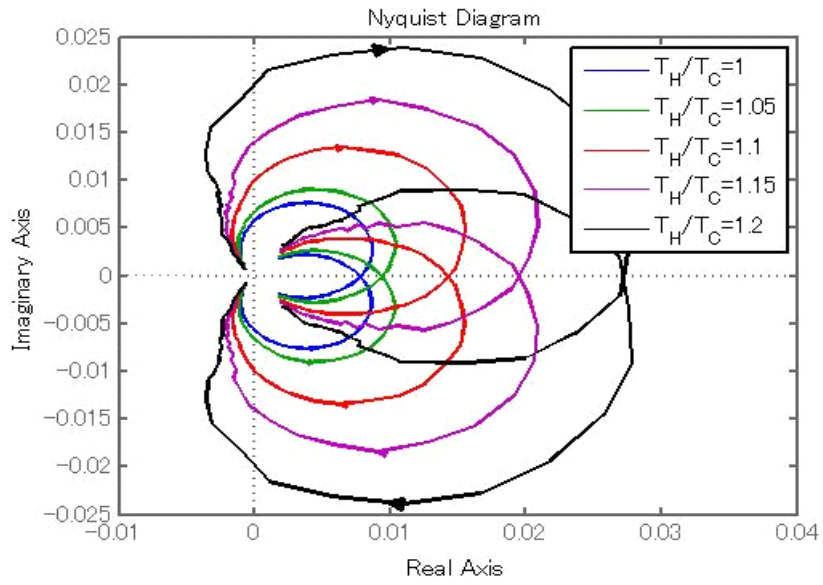


Fig. 5.6: Nyquist plot with unity feedback

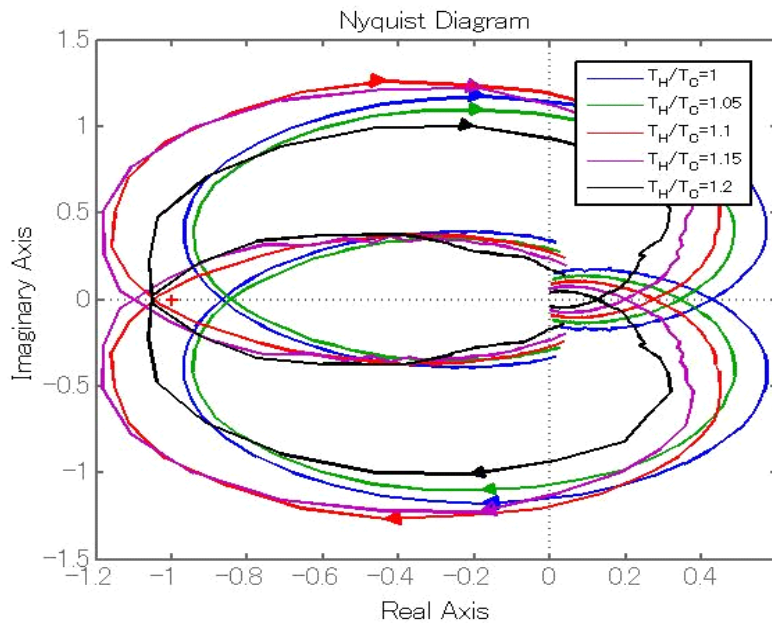


Fig. 5.7: Nyquist plot with converged controller $Ge^{-j\omega\tau}$

第6章 定常発振制御系の安定性解析

6.1 安定性解析概要

本章では、前章で設計した定常発振制御系が安定となる条件の理論的根拠を与えるため、単純な二次振動系モデルに基づいた制御系の安定性解析を行う。制御系のパラメータを変化させ、安定となる条件を実験的に調べた結果と、二次振動系モデルに基づいて理論的に導出した制御系の安定条件との比較を行う。また、制御系のパラメータを変化させて数値シミュレーションを行った結果に基づき、得られた安定条件の妥当性を示す。

6.2 実験的な安定条件の検討

まず K_P , K_I を変化させ、実験的に安定条件を調べた結果について述べる。圧力振幅の目標値 $P_2^* = 100$ Pa とした。温度比 $T_H/T_C = 1.0, 1.46$ の二通りについて、 K_P , K_I を適当に変更し、圧力振幅が目標値に収束する場合としない場合の時間応答の例を Fig. 6.1 ~ 6.4 に示す。Fig. 6.1, Fig. 6.2 はヒータをオフとして自励発振が生じない場合の結果で、スピーカから管内に音響パワーが供給されるため、ゲイン G の平均値は負となる。 K_P , K_I の組み合わせによって、圧力振幅が目標値に収束する場合 (Fig. 6.1) と、目標値まわりで振動する場合 (Fig. 6.2) が起こる。一方、Fig. 6.3, Fig. 6.4 はヒータをオンとして自励発振が生じる場合の結果で、スピーカが管内の音響パワー生成を抑制するため、ゲイン G の平均値は正となる。 K_P , K_I の組み合わせによって、圧力振幅が目標値に収束する場合 (Fig. 6.3) と、目標値まわりで振動する場合 (Fig. 6.4) が起こる。全体的に、 K_P が K_I より大きいとき、振幅が定常値に収束する安定な結果となることがわかる。

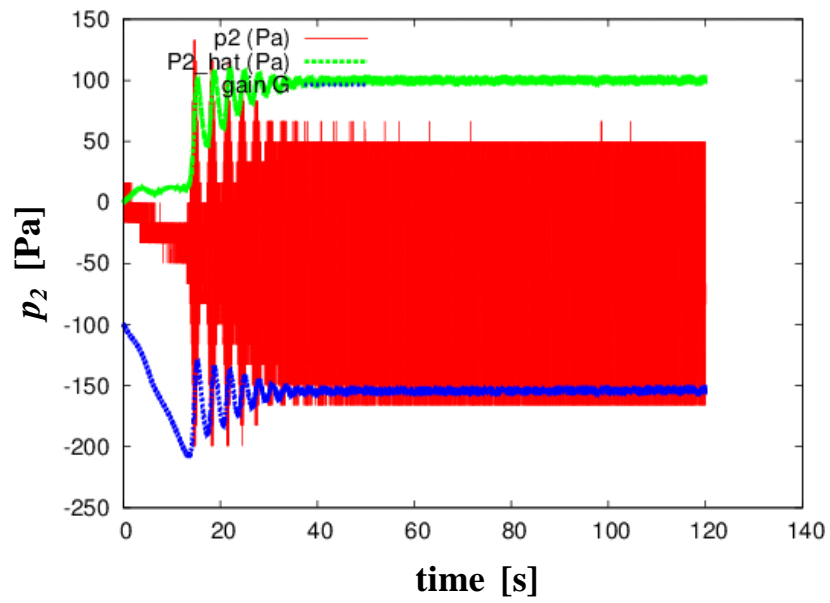


Fig. 6.1: $T_H/T_C = 1.0$, $K_P = 1.0$, $K_I = 0.1$

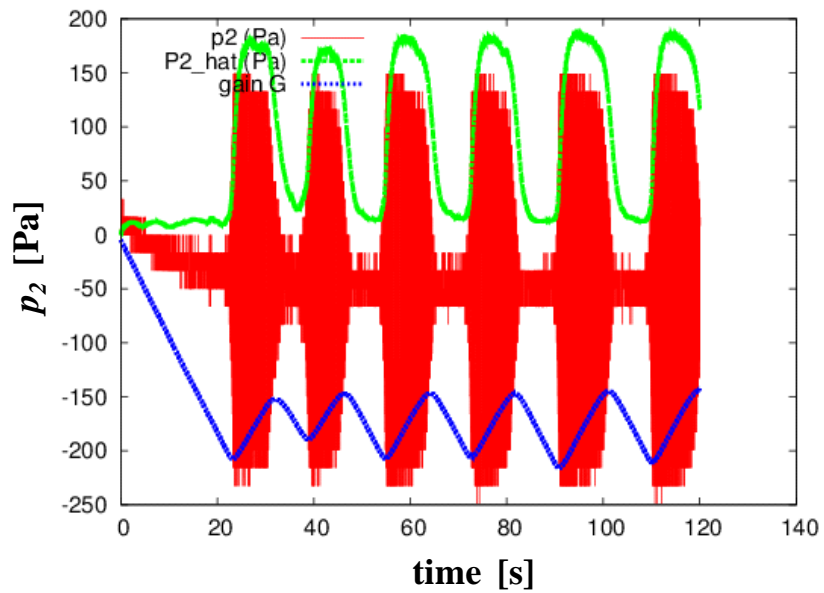


Fig. 6.2: $T_H/T_C = 1.0$, $K_P = 0.05$, $K_I = 0.1$

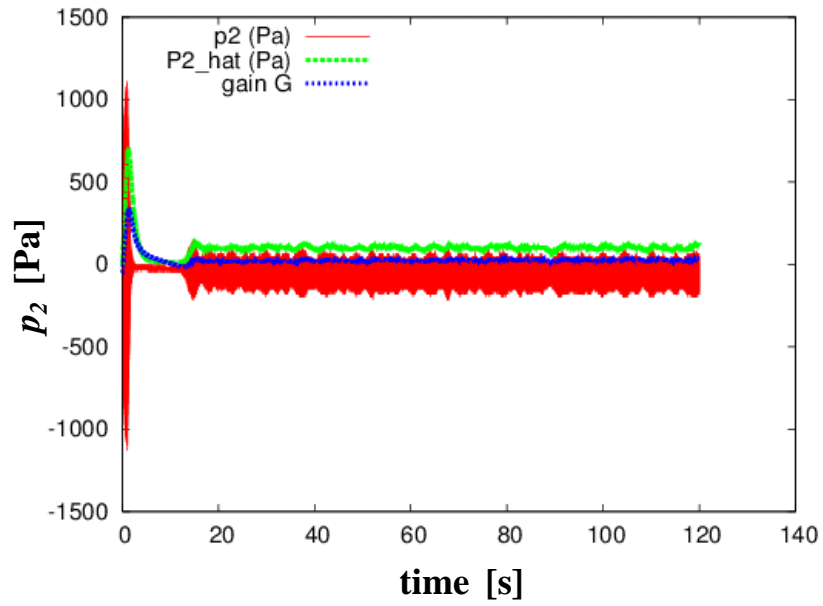


Fig. 6.3: $T_H/T_C = 1.46$, $K_P = 0.5$, $K_I = 0.1$

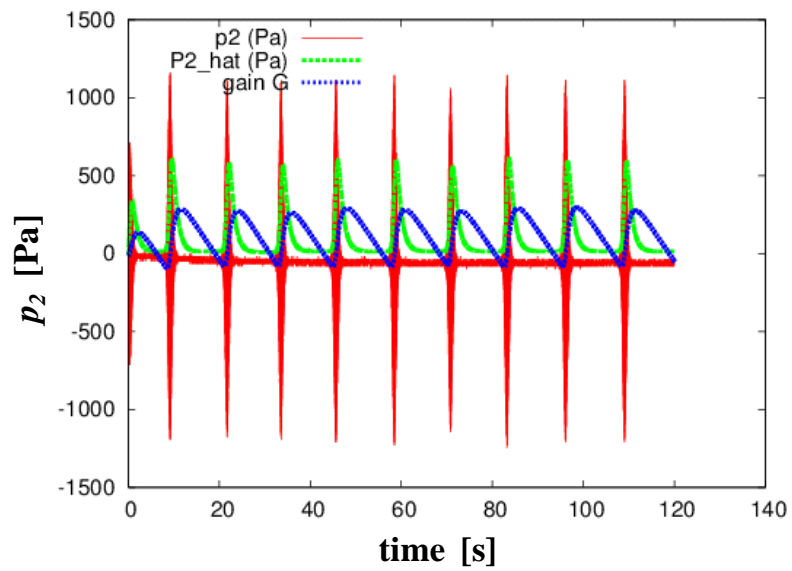


Fig. 6.4: $T_H/T_C = 1.46$, $K_P = 0.1$, $K_I = 0.5$

更に，ヒータオフの場合 ($T_H/T_C = 1.0$)，熱入力を行っているが自励発振が生じていない場合 ($T_H/T_C = 1.15$)，熱入力によって自励発振が生じている場合 ($T_H/T_C = 1.46$) について安定条件を詳細に調べた結果を Table 6.1 ~ 6.3 に示す．横軸の K_P ，縦軸の K_I に対して，安定となった場合は o ，不安定となった場合は x が記載されている．安定 / 不安定の境界付近で詳細に実験を行っており，表の右下の空欄は全て安定 (o)，左上の空欄は全て不安定 (x) であると考えられる．温度比によらず， K_P が K_I より十分大きい時に安定となることがわかる．

Table 6.1: Closed-loop stability (experiment, $\omega_f = 1$, $T_H/T_C = 1.0$, $P_2^* = 100$ Pa)

0.6															x	x	x	o	o	o
0.5												x	x	o	o	o				
0.4								x	x	x	x	o	o	o						
0.3					x	x	x	o	o	o										
0.2			x	x	o	o	o													
0.1	x	x	o	o	o															
K_I / K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	

Table 6.2: Closed-loop stability (experiment, $\omega_f = 1$, $T_H/T_C = 1.15$, $P_2^* = 100$ Pa)

0.6															x	o	o	o	
0.5									x	x	x	x	x	o	o	o			
0.4								x	o	o	o								
0.3						x	x	o	o	o									
0.2				x	x	o	o	o											
0.1	x	x	x	o	o	o													
K_I / K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7		

Table 6.3: Closed-loop stability (experiment, $\omega_f = 1$, $T_H/T_C = 1.4$, $P_2^* = 100$ Pa)

0.6														x	x	x	x	o	o	o
0.5								x	x	x	x	x	o	o	o					
0.4							x	o	o	o										
0.3					x	x	o	o	o											
0.2				x	o	o	o													
0.1	x	x	x	o	o	o														
K_I / K_P	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	

6.3 理論的な安定条件の導出

制御系の安定条件の理論的根拠を与えるため、単純な二次振動系モデルに基づいて制御系の安定性解析を行う。

熱音響自励発振は通常、管路長に依存する単一の共振周波数で生じる。そこで本節では簡単のため、現実のシステムがむだ時間に起因する無限次元システムであるのに対して、制御対象が単純な二次系であるとして制御系の安定性を議論する。さらに補償器の位相も制御対象に合わせて調整済であるとし、前章、式 (5.1) のむだ時間要素も無視する。

入力 u と出力 y を持つ二次の制御対象 P を考える。

$$\ddot{x} = -\omega_n^2 x - 2\zeta\omega_n \dot{x} + u, \quad y = 2\alpha\omega_n \dot{x} \quad (6.1)$$

この伝達関数は次式で与えられる。

$$P(s) = \frac{2\alpha\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.2)$$

ここで x は制御対象の状態で、マス・バネ・ダンパ系の変位に相当する。 ω_n は固有角振動数、 ζ は減衰比、 α は実数で共振角周波数における周波数応答 $P(j\omega_n) = \frac{\alpha}{\zeta}$ を定める。前章で述べたように、実験では自励発振時の圧力信号 $p_2(t - \tau)$ に正数を乗じた信号でスピーカを駆動した際に管内圧力が抑制される（逆相になるように）むだ時間 τ が調整されており、本プラントモデルでは $\alpha < 0$ の場合に相当する。また、 $P(0) = 0$ 、 $P(\infty) = 0$ が成り立つ。現実の制御対象でも、主にスピーカの動特性により制御対象の直流ゲインおよび直達項は 0 となる。

制御入力 u が

$$u(t) = G(t)y(t) \quad (6.3)$$

と与えられるとする。ここで、 $G(t)$ は時変ゲインで、以下のように構成される PI 補償器の出力信号そのものである。出力信号 $y(t)$ が、その振幅の瞬時値 $Y(t)$ によって

$$y(t) = Y(t) \cos \omega t, \quad \omega = \omega_n \quad (6.4)$$

と表されると仮定する．このとき，振幅の瞬時値 $Y(t)$ がその目標値 Y^* に近づくように， $y(t)$ から $Y(t)$ を推定するローパスフィルタ F と共に次式で動作する PI 補償器を考える．

$$\dot{x}_c = Y_f - Y^* \quad (6.5)$$

$$G = K_I x_c + K_P (Y_f - Y^*) \quad (6.6)$$

$$\dot{x}_f = -\omega_f x_f + \omega_f \frac{2}{\pi} Y(t) \quad (6.7)$$

$$Y_f = \frac{\pi}{2} x_f \quad (6.8)$$

ここで， x_c は PI 補償器の状態， K_I と K_P は PI 補償器の係数， x_f はローパスフィルタの状態， ω_f はそのカットオフ角周波数， Y_f はローパスフィルタの出力である．

式 (6.7) は，実験においては元々，絶対値関数を用いて

$$\dot{x}_f = -\omega_f x_f + \omega_f |y(t)| \quad (6.9)$$

と与えられていたが，本章では絶対値関数 $|y(t)|$ の代わりに式 (6.7) における平均値 $\frac{2}{\pi} Y(t)$ を用いても，フィルタは x_f と Y_f に関して同一の挙動を示すと仮定する．実際， $Y(t)$ の変化は $y(t)$ の周期的な変化に比べれば十分遅く， $y(t)$ の各周期 T において近似的に定数であると見なせる．すなわち，安定解析における理論的取り扱いを容易にするために，式 (6.4) の下で，次の関係式

$$\int_0^T |y(t)| dt = \frac{2}{\pi} Y(t) \quad (6.10)$$

が近似的に成り立つと仮定する．なお，式 (6.4) の関係式 $\omega = \omega_n$ は，正弦波の仮定 (式 (6.4)) および定常状態の条件 $\dot{Y}(t) = 0$ から自動的に成り立つ．実際，式 (6.1),(6.3) より関係式

$$\ddot{x} + \omega_n^2 x = 2\omega_n (\alpha G - \zeta) \dot{x} \quad (6.11)$$

が成り立ち， X と ϕ を適当な実数として $x(t) = X \sin(\omega t + \phi)$ を上式に代入すると次式が成り立つ．

$$(\omega_n^2 - \omega^2)X \sin(\omega t + \phi) = 2\omega_n\omega(\alpha G - \zeta)X \cos(\omega t + \phi) \quad (6.12)$$

よって， $\omega = \omega_n$ でなければならない．これよりさらに，定常状態において次式が成り立つ．

$$G(\infty) = \frac{\zeta}{\alpha} \quad (6.13)$$

閉ループ系の安定性解析を行うために，PI 補償器とローパスフィルタに加えて， $G(t)$ に起因して変化する振幅 $Y(t)$ の動特性を知る必要がある．そのために，まず $x(t)$ を

$$x(t) = X(t) \sin \omega_n t \quad (6.14)$$

と定義し， $X(t)$ の変化に関する動特性を導出する．式 (6.14) を式 (6.11) に代入すると，

$$\dot{X} = \omega_n(\alpha G - \zeta)X \quad (6.15)$$

を得る．ただし，次の近似式を用いた．

$$\ddot{x} + \omega_n^2 x = \ddot{X} \sin \omega_n t + 2\dot{X}\omega_n \cos \omega_n t \simeq 2\dot{X}\omega_n \cos \omega_n t \quad (6.16)$$

$$\dot{x} = \dot{X} \sin \omega_n t + X\omega_n \cos \omega_n t \simeq X\omega_n \cos \omega_n t \quad (6.17)$$

すなわち， $|\dot{X}|$ が十分小さいことと，上式右辺第 2 項に比較的大きな数 ω_n が含まれていることから，第 1 項は無視できるとして近似した．

式 (6.1), (6.4), (6.17) は, 振幅 Y と X が比例することを意味する. よって, 式 (6.15) より次式が成り立つ.

$$\dot{Y} = \omega_n(\alpha G - \zeta)Y \quad (6.18)$$

拡大系の状態変数 $\hat{x}(t)$ と定数ベクトル \bar{x} を次式で定義する.

$$\hat{x}(t) := \begin{bmatrix} Y(t) \\ x_c(t) \\ x_f(t) \end{bmatrix}, \quad \bar{x} := \begin{bmatrix} Y^* \\ \frac{\zeta}{\alpha K_I} \\ \frac{2}{\pi} Y^* \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

このとき, 閉ループ系の安定性に関して次の定理が成り立つ.

定理 6.1 Fig. 6.5 の閉ループ系を考える. ここで, $P, PI, F, |\cdot|$ は制御対象, PI 補償器, ローパスフィルタ, 絶対値関数で, それぞれの動特性が式 (6.1), (6.5)-(6.8) で与えられるとする. $y(t)$ が式 (6.4) で表されると仮定する. このとき, もし次の条件

$$\alpha K_P < 0, \quad \alpha K_I < 0, \quad \alpha(K_I - \omega_f K_P) > 0 \quad (6.20)$$

が成り立つならば, 平衡点 \bar{x} は漸近安定, すなわち $\hat{x} \rightarrow \bar{x}$ が成り立つ.

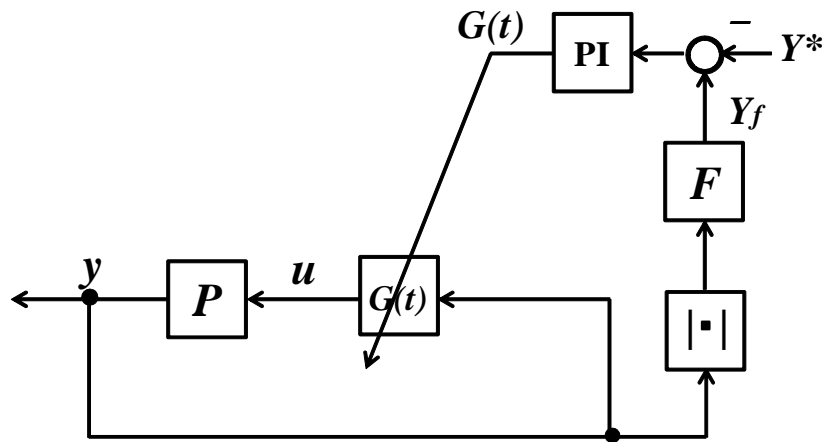


Fig. 6.5: Closed-loop system with time-varying gain $G(t)$

証明

\hat{x} を時間微分すると次式が成り立つ .

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = \hat{A}(Y)(\hat{x} - \bar{x}) \quad (6.21)$$

ここで $\hat{A}(Y)$ は , 次式で定義される , Y に依存する行列である .

$$\hat{A}(Y) := \begin{bmatrix} 0 & \omega_n \alpha K_I Y & \frac{\pi}{2} \omega_n \alpha K_P Y \\ 0 & 0 & \frac{\pi}{2} \\ \frac{2}{\pi} \omega_f & 0 & -\omega_f \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

ただし上の導出において次の関係式が成り立つことを用いた .

$$G\alpha - \zeta = \alpha K_I \left(x_c - \frac{\zeta}{\alpha K_I} \right) + \alpha K_P (Y_f - Y^*) \quad (6.23)$$

式 (6.21) は右辺に状態変数の積 $Y x_c$ および $Y x_f$ を含む非線形システムであることに注意する . $\hat{x} = \bar{x}$ まわりで線形化したシステムは

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = \hat{A}(Y^*)(\hat{x} - \bar{x}) \quad (6.24)$$

となり , このシステムが安定すなわち $\hat{A}(Y^*)$ の固有値の実部が全て負ならば , リアプノフの線形化法 (Lyapunov's linearization method)[21] より , 平衡点 \bar{x} は元の非線形システムにおいて漸近安定となる .

$\hat{A}(Y^*)$ の固有値を λ とすると次式が成り立つ .

$$|\lambda I - \hat{A}(Y^*)| = \lambda^3 + \omega_f \lambda^2 - \omega_n \alpha \omega_f Y^* (K_P \lambda + K_I) = 0 \quad (6.25)$$

フルビッツの安定判別より , 行列 $\hat{A}(Y^*)$ の全ての固有値が負の実部を持つための必要十分条件は , 上式の係数が全て正で , かつ , 次の条件が成り立つことである .

$$\begin{vmatrix} \omega_f & -\omega_n \alpha K_I \omega_f Y^* & 0 \\ 1 & -\omega_n \alpha K_P \omega_f Y^* & 0 \\ 0 & \omega_f & -\omega_n \alpha K_I \omega_f Y^* \end{vmatrix} > 0 \quad (6.26)$$

$$\begin{vmatrix} \omega_f & -\omega_n \alpha K_I \omega_f Y^* \\ 1 & -\omega_n \alpha K_P \omega_f Y^* \end{vmatrix} > 0 \quad (6.27)$$

ω_n, ω_f, Y^* が正であることから，この条件は式 (6.20) と等価である．以上より， $\hat{x} - \bar{x} \rightarrow 0$ が成り立つ．

□

ここで，厳密には $y(t) \equiv 0$ すなわち $Y(t) \equiv 0$ のとき， $x_f, Y_f \rightarrow 0$ となり制御入力には生成されない．つまり $u(t) \equiv 0$ で，PI 補償器の積分特性より $|x_c|, |G| \rightarrow \infty$ となる．しかしながら，現実には y に含まれるノイズにより $Y \equiv 0$ は成り立たず， Y は目標値に収束することに注意する．

また，制御系の出力信号の振幅を一定とすることは，制御系の内部エネルギーを一定とすることと等価である．実際，時変ゲイン $G(t)$ は，制御対象が散逸的 ($\zeta > 0$) である場合にはエネルギー供給を行い，逆に制御対象がエネルギー生成を伴う場合 ($\zeta < 0$) にはエネルギー消費を行う．このことを示すため，制御対象のエネルギー V を

$$V = \frac{1}{2} \dot{x}^2 + \frac{1}{2} \omega_n^2 x^2 \quad (6.28)$$

と定義すると，この時間変化率は，

$$\dot{V} = (\ddot{x} + \omega_n^2 x) \dot{x} = -2\zeta \omega_n \dot{x}^2 + 2\omega_n \alpha G \dot{x}^2 \quad (6.29)$$

となり，第1項と第2項がそれぞれ開ループ系と補償器によるエネルギー変化分に対応する．この関係は振幅 Y と目標値 Y^* をそれぞれ，それらのエネルギー表現 V と V^* で置き換えると，Fig. 6.6 のように図示できる：‘システム’ $2\omega_n \dot{x}^2$ は，その出力をパワー生成とする係数として働く；制御入力‘信号’ G はPI補償器により，偏差 $V - V^*$ を減少させるように調整される．この結果，提案手法により制御対象の内部エネルギーを一定とする定エネルギー制御が達成される． K_I と K_P が負のとき安定となることは，次のように定性的に理解できる． $V > V^*$ ならば x_c が増加し， $K_I x_c$ は減少， $K_P(V - V^*)$ も減少する．よって， G は減少， \dot{V} も減少し， V が V^* に近づく．逆に $V < V^*$ ならば G は増加し，やはり V が V^* に近づく．

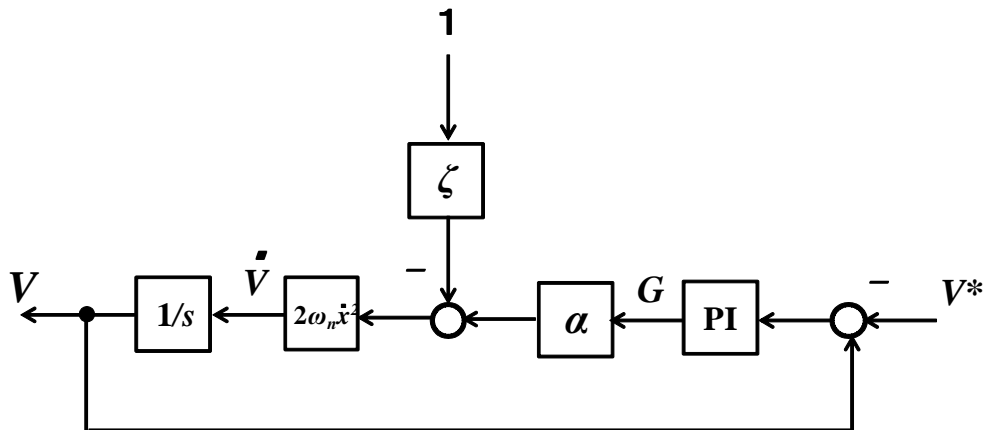


Fig. 6.6: Constant energy control system

定理 6.1 より，式 (6.20) の安定条件は，実験では $\omega_f = 1$ と $\alpha < 0$ より， K_P と K_I が正で $K_P > K_I$ と与えられる．Table 6.1 ~ 6.3 に示したように，実験では K_P が K_I の約 3 倍以上大きい必要があり，理論と矛盾する点が残っている．しかし， K_P が K_I より十分大きい場合には安定な実験結果が得られており，定性的には理論と整合すると言える．また，式 (6.20) には減衰比に関する項が含まれておらず，安定条件に温度比依存が無いことも実験結果と一致している．

6.4 シミュレーションによる比較

前節で示した式 (6.20) の安定条件の妥当性を示すため, Table 6.4 に示すいくつかの場合に対して Matlab/Simulink を用いて数値シミュレーションを行った結果を示す. 作成した Simulink モデルを Fig. 6.7 に示す. Simulink モデルでは, 式 (6.1) に対する状態空間モデルを $\alpha = -0.01$, 初期状態 0 で実装した. 発振を励起するため, 幅 0.1 s, 高さ 0.1 のインパルス状の外乱を制御入力 u に与えた. 絶対値関数ブロックを用いて式 (6.9) を実装した. 固定サンプリング周期 0.001 s, 目標振幅 $Y^* = 10$ とした.

Table 6.4: Simulation parameters

case	K_P	K_I	ω_f	Eq.(6.20)	ζ	$\frac{\omega_n}{2\pi}$
(a)	0.1	0.01	1	o	0.02	10
(b)	0.1	0.01	1	o	-0.02	10
(c)	0.1	0.01	1	o	0.02	20
(d)	0.1	0.1	1	x	0.02	10
(e)	0.05	0.1	1	x	0.02	10
(f)	0.05	0.1	4	o	0.02	10
(g)	0.1	0.1	1	x	-0.02	10
(h)	0.05	0.1	1	x	-0.02	10
(i)	0.05	0.1	4	o	-0.02	10

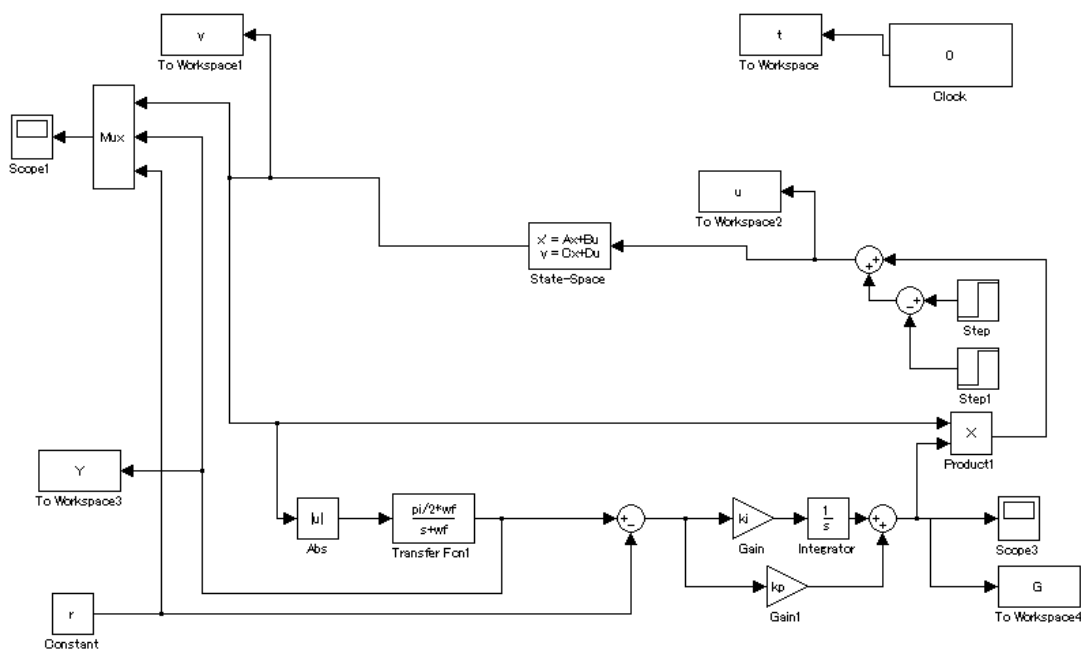


Fig. 6.7: Simulink model

Fig. 6.8 , Fig. 6.9 に case (a) の時間応答を示す . (i) 全体図に , 出力 $y(t)$, 振幅 $Y(t)$, 時変ゲイン $G(t)$ をそれぞれ赤線 , 緑線 , 青線で示す . Fig. 6.1 に示す実験結果と同様の傾向の応答となっていることがわかる . $t = 99 \sim 100$ s の間の応答を (ii) 拡大図に示す . y の振幅は目標値 Y^* (青破線で示す) にほぼ一致していることがわかる .

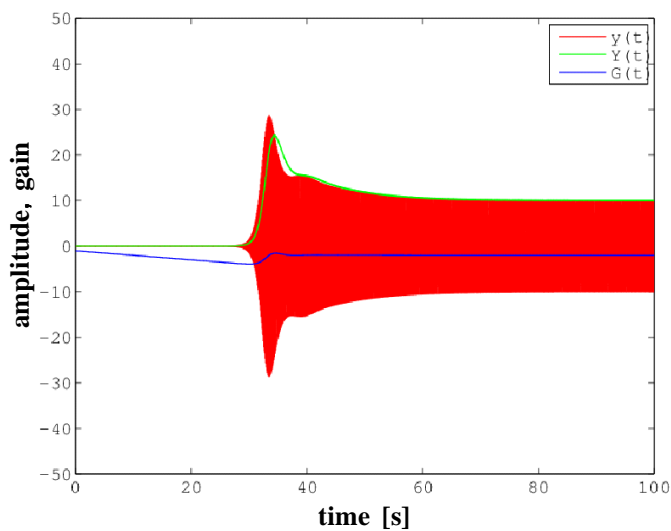


Fig. 6.8: (i)Time response of case (a)

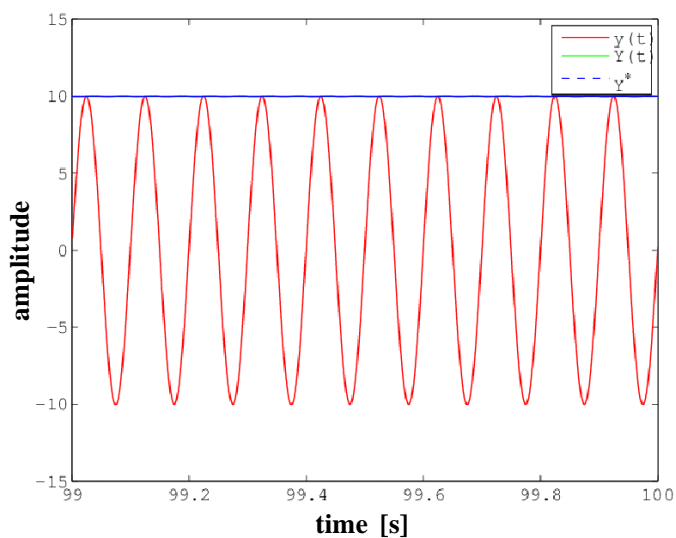


Fig. 6.9: (ii)Time response of case (a)

Fig. 6.10 , Fig. 6.11 に , case (b) (ζ が負の場合) の時間応答を示す . case (a) に比べ制御系が速やかに発振していることがわかる . また , $G(t)$ が正数に収束しており (パワー吸収) , case (a) で負数に収束している (パワー生成) ことと対照的である .

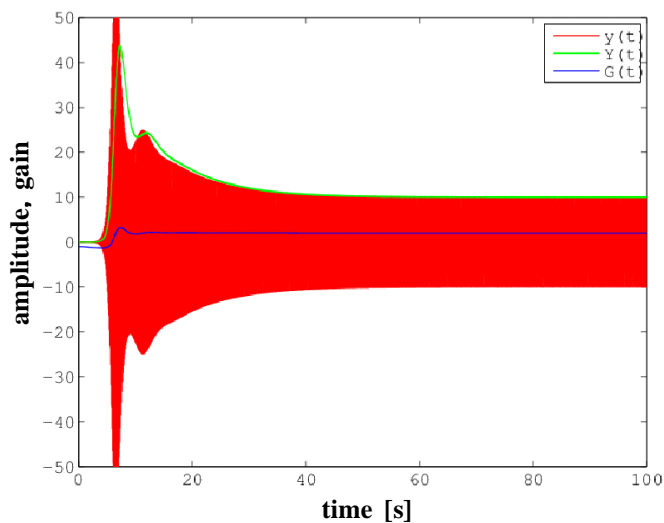


Fig. 6.10: (i) Time response of case (b)

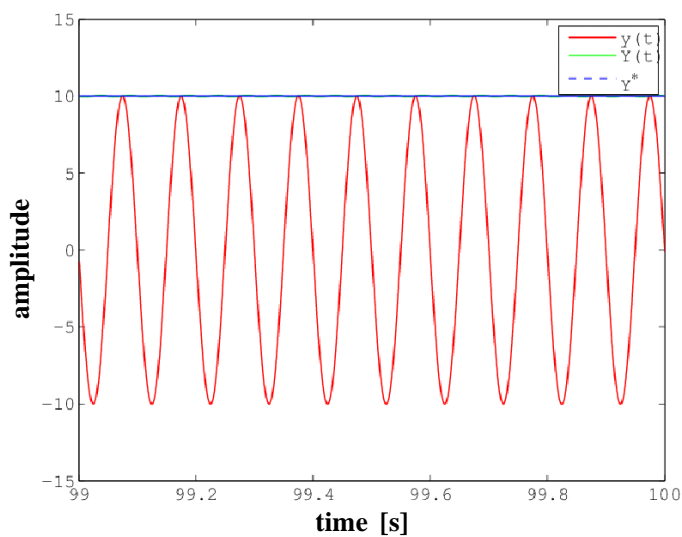


Fig. 6.11: (ii) Time response of case (b)

Fig. 6.12 , Fig. 6.13 に case (c) (ω_n を変更した場合) の時間応答を示す . $y(t)$ が変更された周波数 20 Hz で発振していることがわかる .

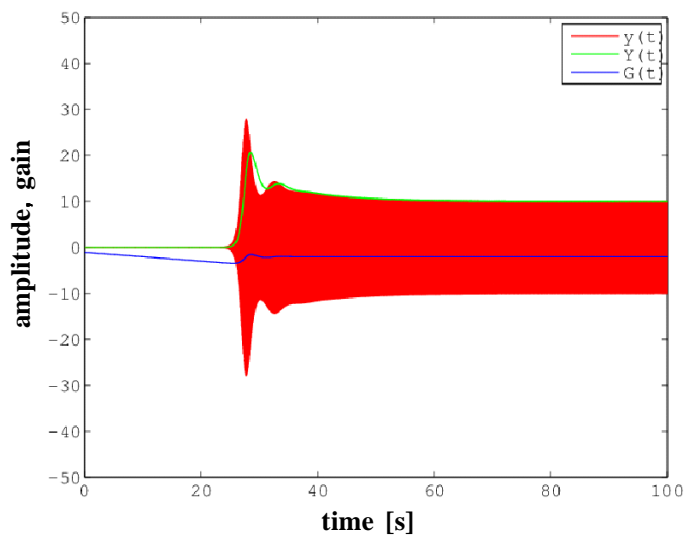


Fig. 6.12: (i) Time response of case (c)

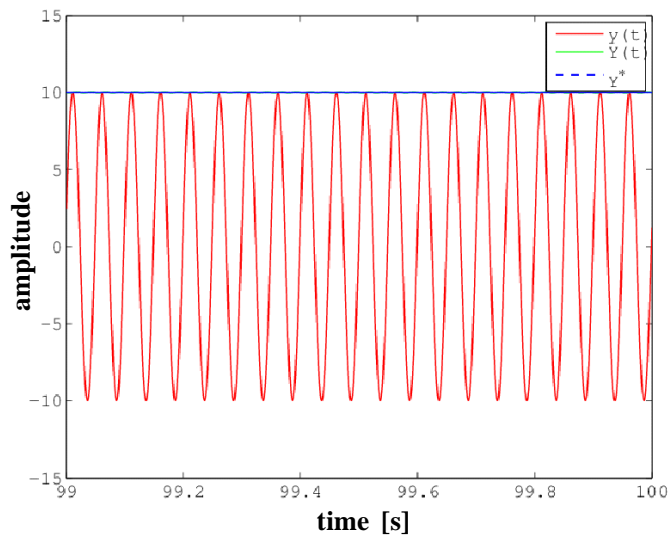


Fig. 6.13: (ii) Time response of case (c)

Fig. 6.14(case(d)) , Fig. 6.15(case(e)) に , 式 (6.20) の条件を満たさない場合の時間応答を示す . ただし $\zeta = 0.02$ である . 実験でも得られた , $y(t)$ が間欠的に発振する現象が見られる . $G(t)$ の応答 (青線) は , 一定周期で発振 (d) または発散 (e) している . $\zeta > 0$ のため特に (d) では , $G(t)$ の平均的な値が負になり制御対象にエネルギーが供給されるよう働いていると考えられる .

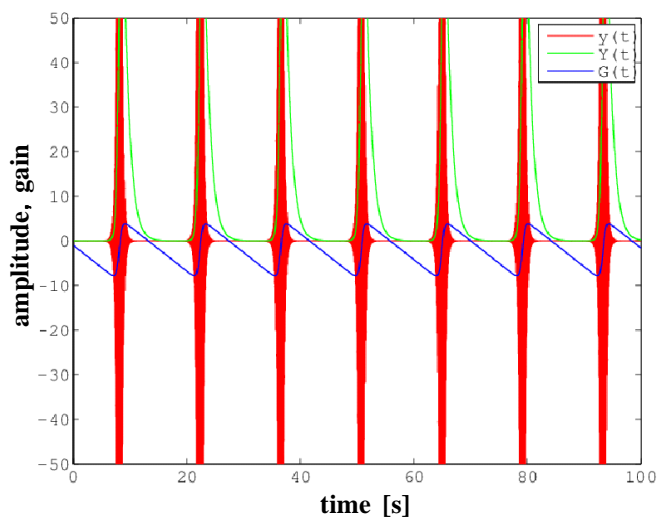


Fig. 6.14: Time response of case (d)

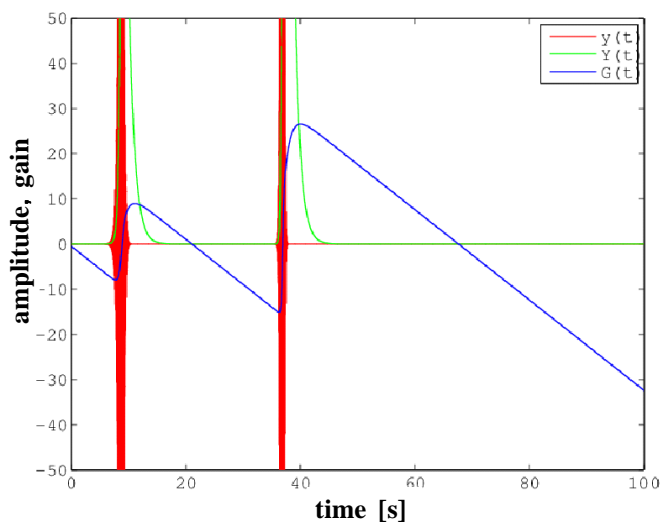


Fig. 6.15: Time response of case (e)

安定条件を満足するように ω_f を 1 から 4 rad/s に変更した場合を Fig. 6.16(case(f)) に示す。 $y(t)$ は、定常的な発振状態に収束し、 $G(t)$ が負の値に収束していることがわかる。(d) ~ (f) の ζ を -0.02 に変更した場合を Fig. 6.17(case(g)) , Fig. 6.18(case(h)) , Fig. 6.19(case(i)) に示す。安定条件を満たさない場合 (g) と (h) では間欠的な発振が見られること、安定条件を満たす場合 (i) では目標振幅に収束していること、 $G(t)$ が平均的に正の値に収束していることがわかる。係数を詳細に変化させてシミュレーションを繰り返し、Table 6.1 に示したような実験と同様の検討を行ったところ、式 (6.20) の条件は閉ループ系が安定となるための必要十分条件に近いことを確認している。以上より、式 (6.20) の安定条件の妥当性を確認した。

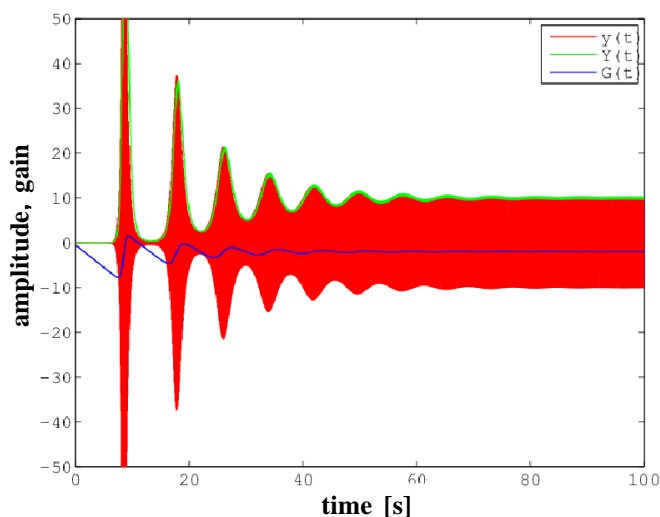


Fig. 6.16: Time response of case (f)

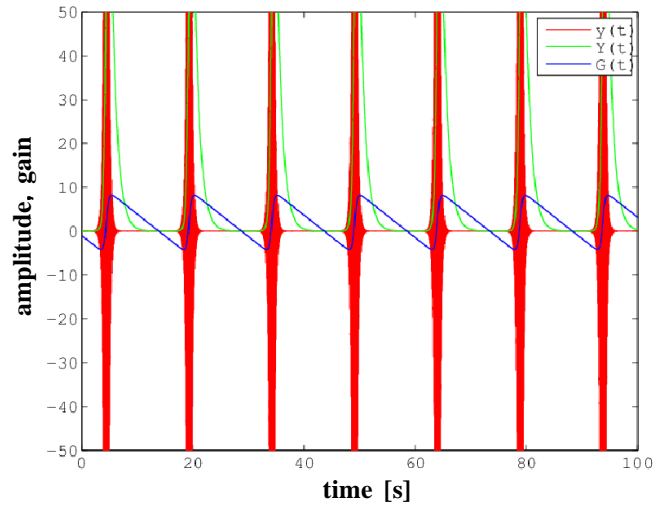


Fig. 6.17: Time response of case (g)

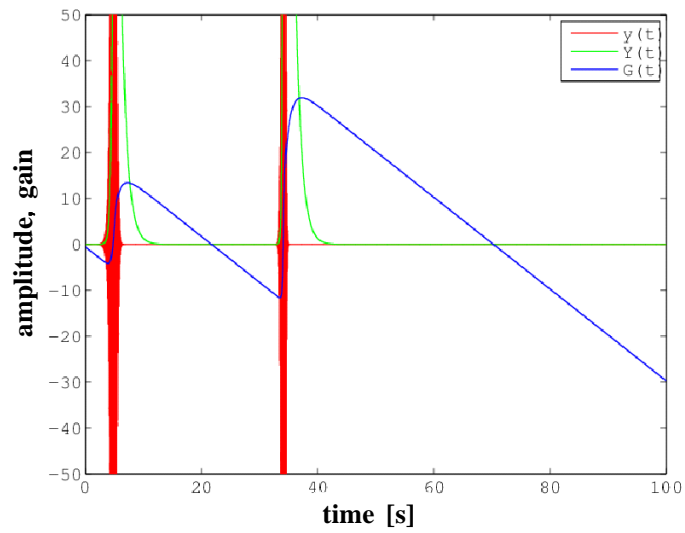


Fig. 6.18: Time response of case (h)

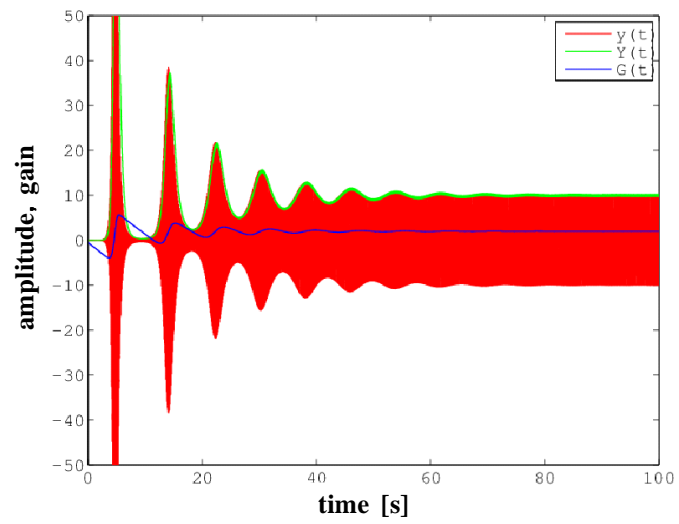


Fig. 6.19: Time response of case (i)

第7章 臨界温度比推定ツールとしての有用性

7.1 実験概要

第5章で提案した定常発振制御の手法では、圧力振幅の目標値を極めて小さく設定することで、ゲイン0となる点が熱音響システムが動作を開始する温度比であるとして臨界温度比を推定することが可能であった。一方、目標値を所望の圧力振幅に設定することで、その圧力振幅で熱音響エンジンを駆動するために必要な温度比を推定することも可能である。熱音響エンジンの実用化を考えた時、エンジンの臨界温度比に加え、期待するエンジン出力(圧力振幅)を得るためにはどの程度の熱入力が必要なのかを事前に把握することは重要である。そこで本章では、比較的大きな圧力振幅の目標値を設定し、提案手法により熱音響エンジンの駆動温度比を推定できることを実験的に示し、提案手法のツールとしての有用性を確認する。また、目標値を複数設定することで、各目標値ごとの発振温度比を調べることで臨界温度比の特徴付けを試みる。

7.2 実験装置及び定常発振制御系

前章までで使用した実験装置は、設置しているスピーカの駆動限界が 200 Pa 程度であった。本章では、比較的大きな圧力振幅の目標値を設定する実験を試みるため、1 kPa 以上で駆動することができるスピーカを設置した別の実験装置にて実験を行うこととする。Fig. 7.1 に使用した実験装置の構成図、Fig. 7.2 に実験装置の外観、Table 7.1 に使用機器の仕様を示す。実験装置は内径 50 mm の塩化ビニル樹脂製配管を組み合わせた一端が開口の定在波型熱音響エンジンで、スピーカと圧力センサを搭載している。PC から D/A 変換されたスピーカの駆動信号 u がパワーアンプを介してスピーカを駆動する。圧力センサの出力 p は A/D 変換されて PC に取り込まれる。

コア部に組み込まれたスタックの中心がエンジン閉端から 238 mm の位置となるよう設置されており、使用したスタックは直径 47 mm、長さ 55 mm のハニカムセラミクス製、1 平方インチあたり 600 本の流路を有する。コア部の熱交換器の低温側温度 T_C 及び高温側温度 T_H は、K 型熱電対を用いてそれぞ

れの熱交換器の外壁温度を測定している。 T_C は通水により常に 26 に保たれており、 T_H をヒータにより調節することでスタック両端に温度比 T_H/T_C を与える。 前章までの装置との大きな違いは、 Fig. 3.1 における sensor 2 のみを設置していること、スピーカの駆動限界圧力が大きくなったこと、配管が塩化ビニル樹脂製であること、塩化ビニル樹脂製配管の熱による変形を防ぐため熱音響コアの T_H 側に冷却用の熱交換器を追加したことであり、その他はほぼ同等の装置であると考えることができる。

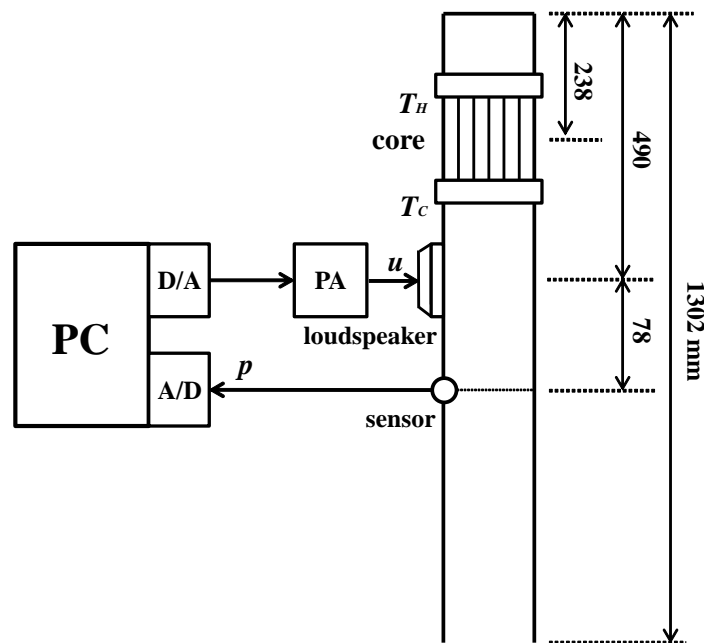


Fig. 7.1: Block diagram of experimental device

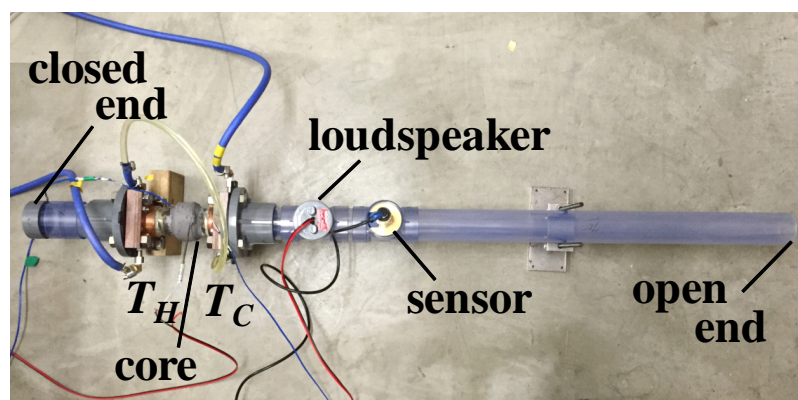


Fig. 7.2: Experimental device

Table 7.1: Experimental equipment

Loudspeaker	AURA SOUND , NSW2-326-8A (2 inch , 15 W)
Pressure sensor	NAGANO KEIKI , KP15
Stack	NGK , CPI600, $l = 55$ mm , $d = 47$ mm
Thermostat	HAKKO, DGC2310
Heater	HAKKO , SWD1040 (400 W)
PC	Dell PowerEdge840 (RTAI3.6.1/Linux kernel 2.6.20.21)
A/D, D/A	CONTEC AD12-16(PCI), DA12-4(PCI) (12bit, ± 5 V, 10μ sec)
Power Amp.	YAMAHA, P1000S
Low Temp. Circulator	TOKYO RIKAKIKAI , NCC-1110

制御系のブロック線図を Fig. 7.3 に示す．使用している記号は異なるが，基本的には第 5 章で説明したものと同様である．むだ時間 τ は今回も簡単のため常に $\tau = 11.5$ ms 一定とし，制御系はサンプリング周期 $T = 0.25$ ms で離散化して実装した．また，PI 補償器は試行錯誤的に調整を行い，P ゲイン = 0.005, I ゲイン = 0.001 と設定し実験を行った．

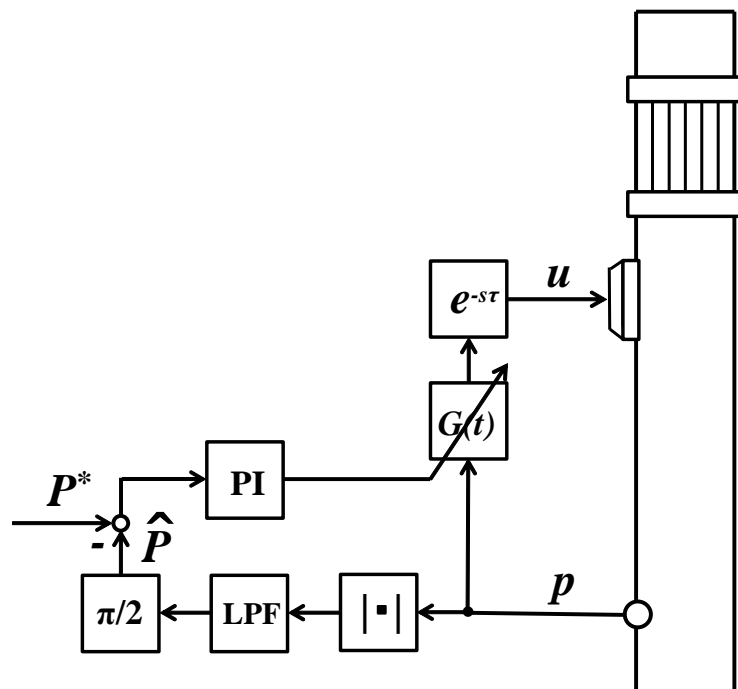


Fig. 7.3: Block diagram of the control system

ここで、提案手法を用いて今回使用する Fig. 7.1 の実験装置の臨界温度比を推定する．第 5 章と同様に、目標値 $P^* = 200$ として臨界温度比推定実験を行う．まず動作確認として、 $T_H/T_C = 1.0$ とし、制御開始直後から 60 秒間の p の振幅、圧力振幅の推定値 \hat{P} 、ゲイン G についての時間応答を Fig. 7.4 に、圧力振幅が定常状態となった時の p の時間応答の拡大図を Fig. 7.5 に示す．第 5 章で用いた装置で実験を行った時と同様に、エンジンを発振させるようゲインの絶対値が増加し、目標値である 200 Pa で一定振幅となるよう自動調整されている様子が確認できる．また、 T_H を変更しながら同様の実験を繰り返し、温度比依存で変動する共振周波数に合わせて発振周波数が Fig. 7.6 のように自動で決定されていることを確認した．

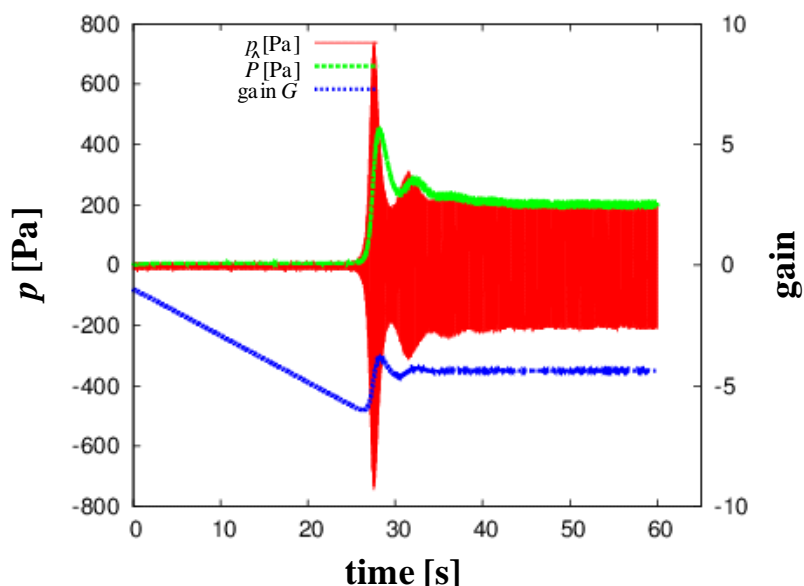


Fig. 7.4: Time responses of feedback system

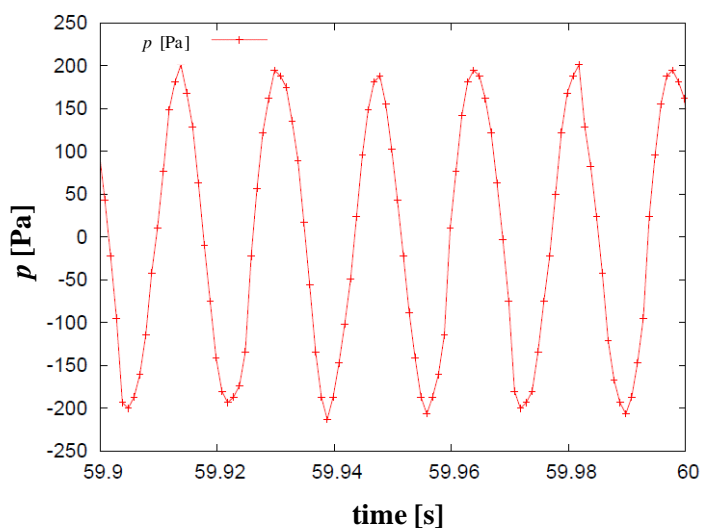


Fig. 7.5: Time response of p_2

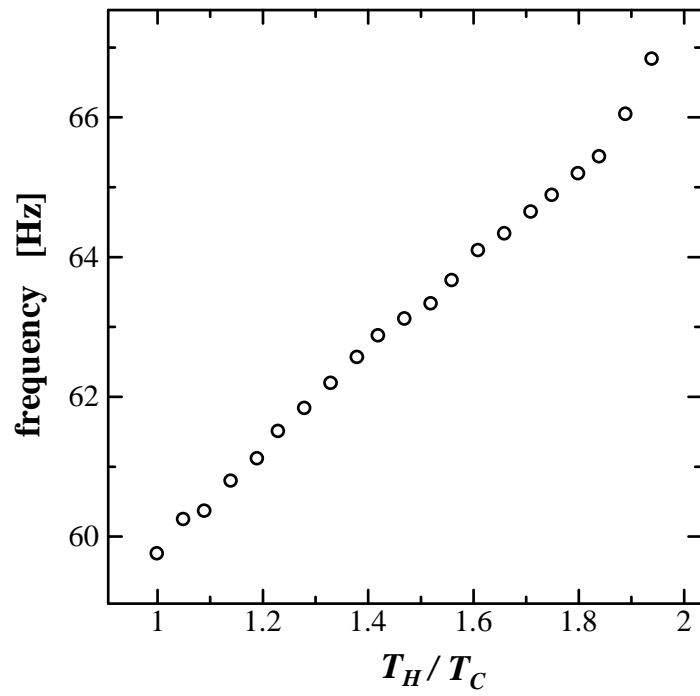


Fig. 7.6: Oscillation frequency of steady-state oscillation control

ここで、本章で用いた実験装置では、高温側温度 T_H の上昇に伴い、熱電対により測定を行っている冷却側熱交換器外壁温度 T_C と、実際に冷却側熱交換器に接しているスタック端面の温度 ($T_{C_{stack}}$ と記載する。) に差が生じることが確認されている。しかしながら、フィードバック制御実験を行いながらスタック冷却側端面温度を同時に計測することは我々の測定環境では難しい。そこで、実験を行った全ての温度比について別途、冷却側熱交換器の外壁温度とスタック冷却側端面温度の実測を行った。

$T_{C_{stack}}$ は実験装置開口端部より熱電対を挿入し、スタック冷却側端面に熱電対の測温接点を固定することで測定した。 T_C を測定している熱電対の測定値が常に 26 となるよう循環水の温度を調節を行いながら、 T_H を上昇させていった時の $T_{C_{stack}}$ の実測結果を Fig. 7.7 に示す。横軸は高温側温度 T_H 、縦軸はスタック冷却側端面温度 $T_{C_{stack}}$ を表している。 T_H の上昇に伴い、26 一定の T_C に対して $T_{C_{stack}}$ は上昇していることがわかる。

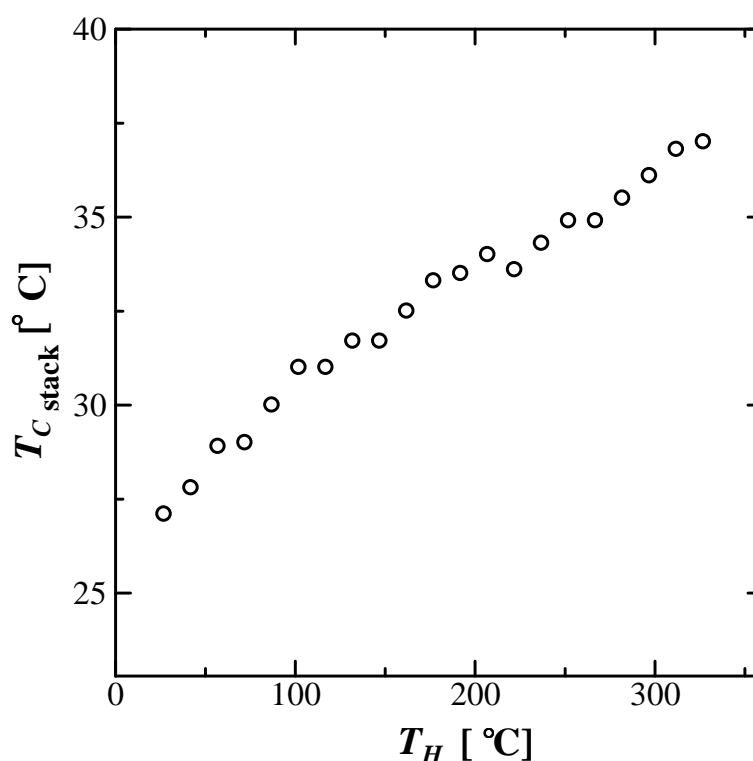


Fig. 7.7: Actual measurement of $T_{C_{stack}}$

T_H/T_C とフィードバックゲイン G の関係を Fig. 7.8 に示す. T_H/T_C の計算に熱交換器外壁温度 $T_C = 26$ を用いた結果を + , スタック冷却側端面温度 $T_{C_{stack}}$ を用いて補正した結果を \circ で示している. 補正の効果により, 高温度比の領域でプロットが左方向に移動していることがわかる. これを踏まえて本章では, T_H/T_C の計算には $T_{C_{stack}}$ による補正值を用いることとする. (Fig. 7.6 もこの結果を用いて補正を行っていることに注意する.)

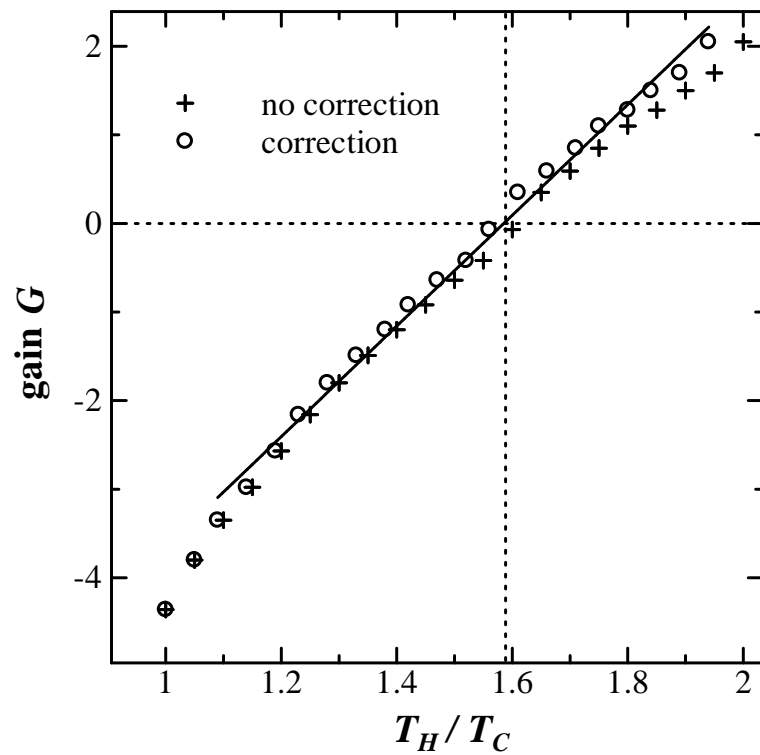


Fig. 7.8: Relation between T_H/T_C and gain G

Fig. 7.8 において、補正を行った τ で示すプロットに着目する。図中の実線は温度比 1.09 から 1.94 までの測定値について、最小二乗法により近似直線を引いたものである。ゲイン 0 と近似直線が交差する点を確認すると、 $T_H/T_C \simeq 1.6$ が今回使用するエンジンの臨界温度比であると推定することができる。低温度比の領域で傾きが異なる理由として、むだ時間 τ を常に一定としていたことが挙げられる。本実験におけるむだ時間は第 4 章にて最小ゲインで圧力目標値が達成された際の実測値を採用しているが、熱入力に伴う音速の変化により、本来むだ時間の最適値は温度比ごとに存在する。本実験における τ の値は自励発振後の結果を用いているため、低温度比の領域では目標振幅を達成するためにより大きなゲインが必要となり、傾きが異なっている。第 5 章で用いた実験装置と比較し、本章で使用した塩化ビニル樹脂製配管は管壁による音響ロスが大きくなるため、低温度比領域におけるむだ時間のずれがゲインの収束値に顕著に現れたものと考えられる。(第 5 章で用いた装置と比較し臨界温度比が高いことも、管壁による音響ロスが大きい可能性を示唆している。) よって、むだ時間 τ の自動調整は今後の課題である。

7.3 目標圧力振幅を達成する温度比の推定

所望の圧力振幅で熱音響エンジンを駆動するために必要な温度比を推定するため、提案手法にて複数の目標値を設定して実験を行った。圧力振幅 p の目標値 $P^* = 200, 800, 1000$ Pa とした時の温度比とゲインの関係を Fig. 7.9 に示す。 T_H/T_C は前節で述べた通り $T_{C_{stack}}$ による補正を行って算出している。目標値によらず、両者はほぼ直線関係となることが確認できる。図中の実線は、 $P^* = 1000$ Pa, 温度比 1.09 から 1.94 までの測定値について最小二乗法を用いて近似直線を引いたものである。点線で示すゲイン 0 と近似直線の交差する点を確認することで、本実験装置を管内圧力 1000 Pa で駆動するために必要な温度比は $T_H/T_C \simeq 1.64$ であると推定することが可能である。実際に制御を行わず $T_H/T_C = 1.64$ で装置を駆動したところ、おおよそ 1000 Pa の圧力振幅となることを確認した。

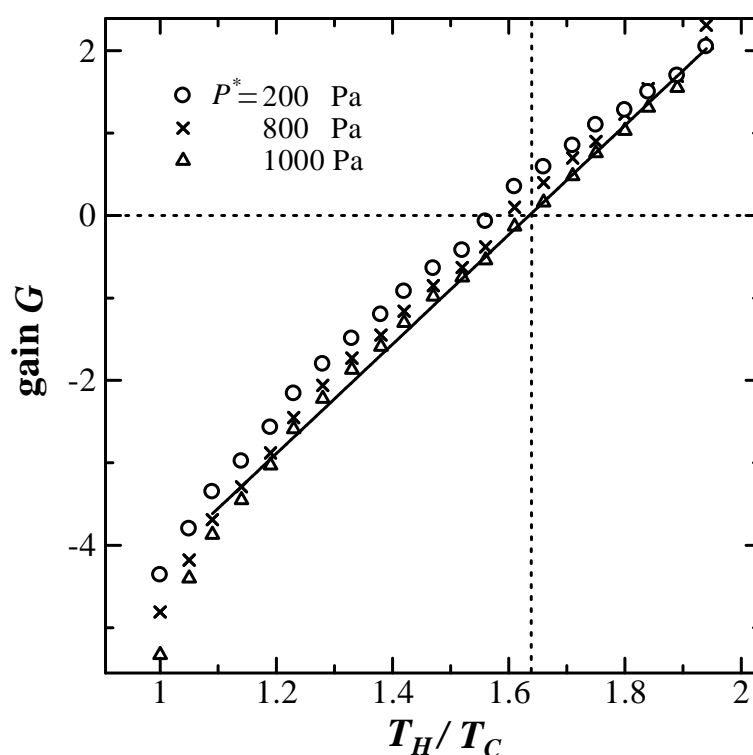


Fig. 7.9: Relation between T_H/T_C and gain G

7.4 複数目標値実験による臨界温度比の特徴付け

提案手法にて比較的大きな目標値を複数設定することでエンジンが自励発振を開始する臨界温度比の特徴付けを行うことを目的として、 P^* を 100 Pa から 1000 Pa まで 12 通り設定し、それぞれについてゲイン 0 となる温度比を計測した。代表的な目標値について、臨界温度比付近におけるゲイン収束値をプロットした結果を Fig. 7.10 に、ゲイン 0 を交差した温度比を目標値ごとにプロットした結果を Fig. 7.11 に示す。

P^* が小さくなるに従いゲイン 0 となる温度比が小さくなり、Fig. 7.11 の縦軸と交差する温度比がエンジンの真の臨界温度比であるとして特徴付けが行えることを期待したが、低目標値の領域においてゲイン 0 となる温度比が上昇する結果となった。この理由については现阶段では不明であるが、実験において以下のような現象を確認している。

$P^* = 400$ Pa でゲイン 0 となる温度比にヒータを設定し、 $P^* = 200$ Pa として制御を行うと、400 Pa は P^* に対して大きいため定常発振制御系は熱入力により発生する音波を抑制するように動作し、ゲインは正となることが予想できる。しかし、実験の結果ゲインは正とならず、発振を補助する負の値を取った。また、この状態で制御を停止したところ自励発振は発生しなかったが、エンジンの開口端に衝撃を与えると圧力振幅 400 Pa で継続的な自励発振が開始した。更にこの状態からヒータ温度を数度下げると発振は停止し、開口端に衝撃を与えても持続的な発振は確認できなかった。逆にヒータ温度を数度上昇させると、ある温度比で開口端に衝撃を与えることなく自然に自励発振が開始し、圧力振幅 600 Pa で定常状態となった。これにより、本実験装置が制御無しで持続的な発振状態を維持できる最低の圧力振幅が 400 Pa 程度であり、100 Pa、200 Pa といった小さな振幅で発振を持続させることができない可能性が考えられる。本実験における制御系は一度ゲインを大きく設定することでシステムを不安定化し発振を開始させた後、定常発振制御により圧力振幅を目標値と一致させるよう動作している。これが開口端に衝撃を与える手順に相当し、衝撃を与えても発振状態の持続が不可能な 300 Pa 以下の圧力振幅目標値領域では、より大きなスピーカによる補助が必要となり Fig. 7.10 に示すようにゲインの収束値が小さくなることで、ゲイン 0 となる見かけ上の温度比が高くなったと考えられる。

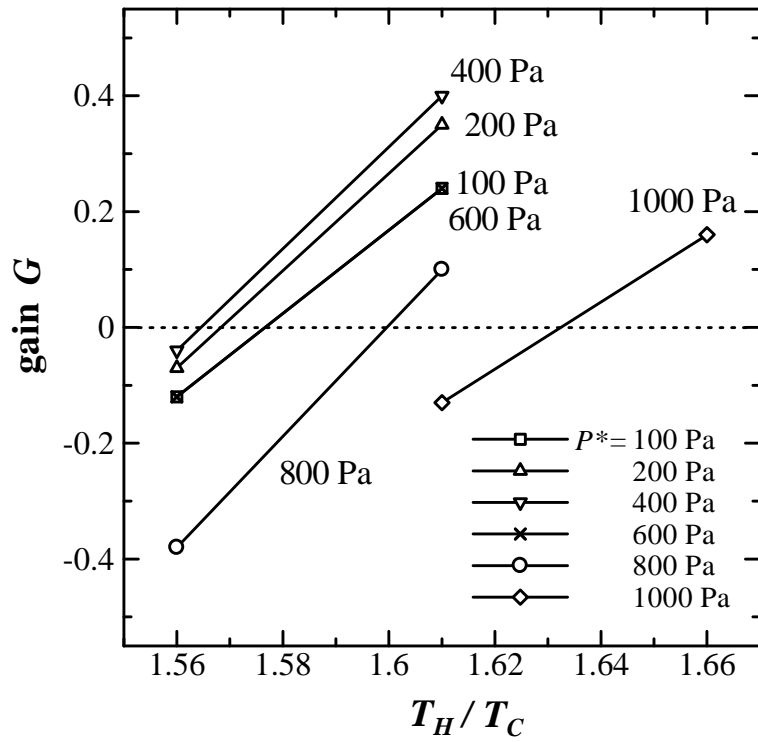


Fig. 7.10: Relation between T_H/T_C and gain G around critical temperature ratio

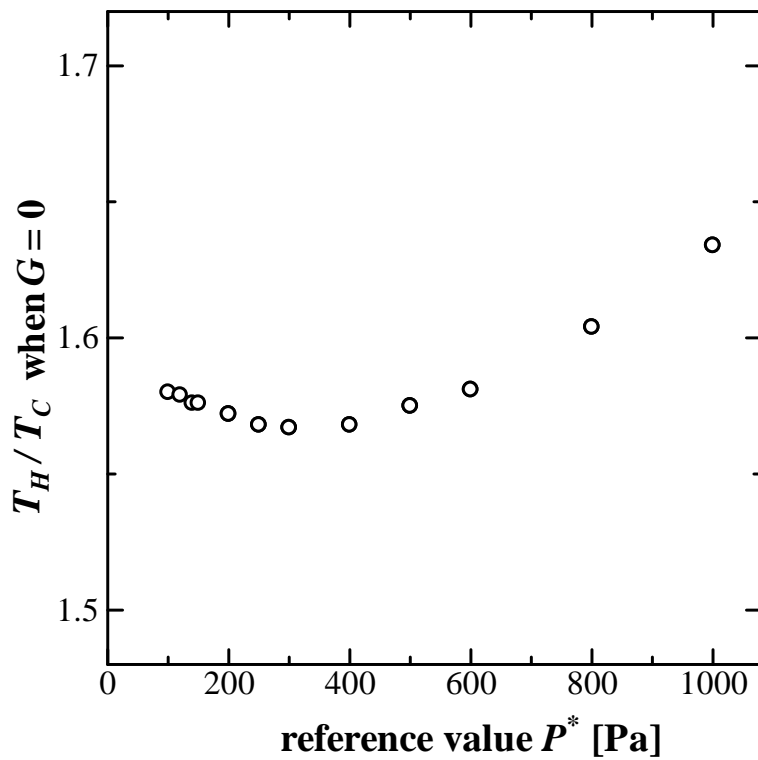


Fig. 7.11: Relation between reference value and gain T_H/T_C when $G = 0$

第8章 結言

本論文では、臨界温度比の前後で統一的な計測に基づいて臨界温度比を議論するために、管内圧力を目標振幅で一定に保持する定常発振制御系を構成し、臨界温度比の特徴付け及び推定手法を提案した。

第4章では、ゲインとむだ時間のマニュアル調整により管内音場を一定に保持し、設置したスピーカの消費電力と生成された音響パワーに基づき臨界温度比の特徴付けを行った。結果、スピーカ消費電力は目標値が0の場合温度比によらず常に0となること、目標値が非ゼロの場合、臨界温度比で極小となることを実験的に示した。

第5章では、第4章で提案した手法の省力化を試み、閉ループ系を不安定状態にすることでエンジンを強制的に発振させ、圧力振幅を一定にするようフィードバックゲインを調整し安定限界に保持する定常発振制御系を構成した。結果、フィードバックゲインと温度比が、臨界温度比でゲインがほぼ0となる右上がりの直線関係となることを実験的に示した。これより、自励発振が開始する前にエンジンの臨界温度比の予測が可能となった。また温度比と共に上昇する発振周波数が自動的に決定されることを示し、計測の省力化を達成した。

第6章では、第5章の定常発振制御系の安定性に関して、単純な二次振動系モデルに基づき理論的な安定条件を与えた。また、実験や数値シミュレーションとの比較によって、導出した安定条件の妥当性を示した。

第7章では、第5章で行った臨界温度比推定に加え、提案手法を用いて所望の圧力振幅で熱音響エンジンを駆動するために必要な温度比が推定可能であることを実験的に示した。これにより、提案手法の熱音響分野におけるツールとしての有用性が示された。

第9章 今後の課題

今後の課題として，以下の3点が挙げられる．

- 音響パワー W_{total} の測定精度向上
- むだ時間 τ の自動調整
- T_H および T_C の測定方法改善

音響パワーの測定精度向上を図ることで，熱音響エンジン内のエネルギー収支に基づいた異なるアプローチによる臨界温度比の特徴付けが可能となる．共振周波数成分の波形と時間応答波形の同期を取ることで改善が可能であると考えられる．

また，本研究では常に一定として扱っていたむだ時間 τ は，厳密には熱入力に伴う音速の変化により，温度比ごとに最適値が存在する． τ の自動調整を実装することで，発振周波数と周波数応答実験のピーク周波数とのより良い一致が期待できるほか，低温度比の測定においても現在より高精度の臨界温度比推定が行えると考えられる．

更に，第7章で使用した実験装置の高温側温度 T_H および低温側温度 T_C の測定方法改善を試みることは今後の実験における測定精度の向上，実験の省力化を行う上で重要である．

謝辞

本研究に関して終始手厚いご指導ご鞭撻を頂きました，本学 小林泰秀准教授に深く感謝の意を表します．また，本研究を進めるにあたり，懇篤なるご指導とご高閲を承りました本学 山田昇准教授に心より御礼申し上げます．本論文を作成するにあたり，東京農工大学 上田祐樹准教授には多くの知識や技術的なコメントを頂きました．心より感謝致します．

最後になりますが，日々の議論を通じて多くの知識や示唆を頂いた小林研究室の皆様感謝します．

参考文献

- [1] 富永 昭，熱音響工学の基礎，内田老鶴圃 (1998) .
- [2] T.Biwa , D.Hasegawa , T.Yazaki ”Low temperature differential thermoacoustic Stirling engine,” *Applied Physics Letters* , 97 , 034102 (2010) .
- [3] A.A.Atchley , H.E.Bass , T.J.Hofler , H.T.Lin ”Study of a thermoacoustic prime mover below onset of selfoscillation,” *The Journal of the Acoustical Society of America* ,95 ,pp.734-743(1992) .
- [4] 平川 雄規，矢崎 太一 ”温度勾配のある気柱共鳴管の Q 値と発振周波数,” 音響学会講演論文集 , pp.1325-1326 (2015) .
- [5] 阿部 誠，窄 智久，山本 康，長谷川 真也，琵琶 哲志 ”商用自動車向廃熱回生用熱音響スターリングエンジンの研究,” 自動車技術会 学術講演会前刷集，No.49-12，pp.11-16 (2012) .
- [6] 角島 悠太，小林 泰秀，山田 昇 ”熱音響エンジンの共鳴現象に対するフィードバック制御の効果,” 自動制御連合講演会, pp.1517-1520 (2013) .
- [7] 井原 拓真，琵琶 哲志 ”フィードバックによる熱音響自励振動の抑制,” 音響学会講演論文集 , pp.1523-1524 (2012) .
- [8] 富永 昭 ”熱音響現象の理解とその応用,” 日本物理学会誌 , 55 , pp.326-331 (2000) .
- [9] 矢崎 太一，上田 祐樹，琵琶 哲志 ”音を利用して冷やす方法-熱音響冷凍機の原理と試作-,” 日本音響学会誌 , 62 , pp.128-133 (2006) .
- [10] S.Backhaus , E.Tward , M.Petach ”Traveling-wave thermoacoustic electric generator,” *Applied Physics Letters* , 85 , pp.1085-1087 (2004) .

- [11] Y.Ueda , T.Biwa , U.Mizutani , T.Yazaki "Experimental studies of a thermoacoustic Stirling prime mover and its application to a cooler," *Acoustical Society of America* , 115 , pp.1134-1141 (2004) .
- [12] 琵琶 哲志 "ダブルループ熱音響スターリングクーラー -I. 仕事流測定-, " *低温工学* , 43 , pp.536-542 (2008) .
- [13] 大野 宏 , 平石 誠 , 須貝 裕之 , 本多 章作 , 石井 啓貴 "熱音響機関技術研究会報告," *新潟県工業技術総合研究所 工業技術研究報告書* , 44 , pp.64-66 (2015) .
- [14] Peter H.Ceperley "A pistonless Stirling engine The traveling wave heat engine," *Acoustical Society of America* , 66 , pp.1508-1513 (1979) .
- [15] S. Backhaus , G.W.Swift "A thermoacoustic Stirling heat engine," *Nature* , 399 , pp.335-338 (1999).
- [16] J.W.S.Rayleigh, *The Theory of Sound* , Vol.2 , Dover Books on Physics (1945) .
- [17] 坂本 眞一 , 辻本 敏行 , 平野 宏之 , 藤田 武 , 渡辺 好章 "熱音響冷却システムの共鳴周波数について," *電子情報通信学会 技術研究報告* , 52 , pp.25-30, (2004) .
- [18] D.U.Campos-Delgado , B.B.H.Schuermans , K.Zhou , C.O.Paschereit , E.A.Gallestey, A.Poncet "Thermoacoustic instabilities: Modeling and control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology* , 11 , pp.429-447 (2003) .
- [19] 琵琶 哲志 , "熱音響工学初学者のための計測入門," *低温工学* , 43 , pp.517-526 (2008) .
- [20] T.Biwa , Y.Tashiro , H.Nomura , Y.Ueda , T.Yazaki "Experimental verification of a two-sensor acoustic intensity measurement in lossy ducts" *Acoustical Society of America* , 124 , pp.1584-1590 (2008) .
- [21] J.J.E.Slotine , W.Li *Applied Nonlinear Control* , Prentice Hall (1991) .

学会発表リスト(口頭発表)

(講演発表者の氏名に 印, 著者に下線を付す)

1. 日本音響学会 2014 年秋季研究発表会

”フィードバック制御に基づく定在波型熱音響エンジンにおける自励発振条件の特徴付け”

櫻井 一晃, 新保 尚敬, 小林 泰秀, 山田 昇

開催日: 平成 26 年 9 月 3・4・5 日

2. 第 2 回 応用熱音響研究会

”閉ループ系を安定限界に保持する適応制御に基づく定在波型熱音響エンジンの定常発振制御”

櫻井 一晃, 小林 泰秀, 山田 昇

開催日: 平成 26 年 9 月 23・24 日

3. 第 57 回 自動制御連合講演会

”閉ループ系を安定限界に保持する適応制御に基づく定在波型熱音響エンジンの定常発振制御”

櫻井 一晃, 小林 泰秀, 山田 昇

開催日: 平成 26 年 11 月 10・11・12 日

4. 日本音響学会 2015 年春季研究発表会

”閉ループ系を安定限界に保持する適応制御に基づく定在波型熱音響エンジンにおける
臨界温度比の推定”

櫻井 一晃, 小林 泰秀, 山田 昇

開催日: 平成 27 年 3 月 16・17・18 日

5. 第3回 応用熱音響研究会

”定在波型熱音響エンジンにおける臨界温度比推定のための適応制御系の安定性に関する
実験と理論の比較”

櫻井 一晃，小林 泰秀，山田 昇

開催日：平成 27 年 9 月 18 日

6. 第58回 自動制御連合講演会

”臨界温度比推定のために熱音響エンジンを定常発振させる時変ゲインを用いた
定エネルギー制御系の安定性解析”

小林 泰秀，櫻井 一晃，山田 昇

開催日：平成 27 年 11 月 14・15 日

査読付き国際会議リスト (口頭発表)

(講演発表者の氏名に 印, 著者に下線を付す)

1. The 22nd International Congress on Sound and Vibration

”Estimation of the critical temperature ratio for thermoacoustic engines
based on adaptive control which maintains closed-loop system at stability limit”

Sakurai Kazuaki, Kobayashi Yasuhide, Yamada Noboru

Dates: 12 to 16 July 2015

2. The 2016 American Control Conference

”Constant energy control by time-varying gain for steady-state oscillation of
thermoacoustic engines to estimate critical temperature ratio”

Kobayashi Yasuhide, Sakurai Kazuaki, Yamada Noboru

Dates: 6 to 8 July 2016 (to appear)

査読付き論文リスト

1. 日本音響学会誌 研究速報

”フィードバック制御に基づく定在波型熱音響エンジンにおける自励発振条件の特徴付け”

櫻井 一晃，新保 尚敬，小林 泰秀，山田 昇

Vol.72, No.3, pp.1-4 (2016) (掲載決定)

2. 日本音響学会誌

”定在波型熱音響エンジンの適応定常発振制御に基づく臨界温度比推定”

櫻井 一晃，小林 泰秀，山田 昇

(投稿中)