
動揺再現装置における
高精度な運動再現性能を実現する
制御系の研究

**Controller Synthesis for Motion Simulators
to Accurately Reproduce Motion**

東京農工大学 大学院工学府

機械システム工学専攻 博士後期課程 (平成 23 年度入学)

Tokyo University of Agriculture and Technology Graduate School of Engineering

Department of Mechanical Systems Engineering

霜野 慧亮

Keisuke Shimono

まえがき

本論文は国立大学法人 東京農工大学へ学位を申請するにあたって提出された論文であり、著者らによって発表された論文を集約・再編集して作られたものである。本論文は著者が東京農工大学大学院工学府の博士後期課程において携わった研究の一部をまとめたものである。ここに記すのは本論文で記す内容の基礎となった代表的な論文である。ほかにも本論文の末に掲載した業績一覧に記された論文の内容も本論文執筆にあたって参考としている。

- イ) Keisuke Shimono ,Atsushi Kato, Koji Hironaka ,Yasutaka Tagawa, David Stoten, “Control of a Linear Motor Driven Table via Minimal Control Synthesis”, 10th International conference of Motion and Vibration Control (MOVIC 2010) , Digital Proceedings (CD), Paper No.10045 , Tokyo, August 2010
- ロ) 霜野慧亮, 青田隼一, 田川泰敬, “複数の制御系の融合による高精度な追従特性を有する制御系の設計と 3 自由度電動加振機を用いた地震波再現実験”, 日本機械学会論文集 C 編 vol. 79, No.806, pp.3514-3524, 2013
- ハ) Keisuke Shimono, Yasutaka Tagawa, “CLOSED LOOP FUSION TECHNIQUE FOR THE SHAKING TABLE MOTION CONTROL”, ASME Dynamic Systems and Control Conference 2013, Digital Proceedings (USB), Paper No.DSCC2013-4018, October 21-23, 2013

目次

第1章 序論

Introduction	5
第1節 力を再現する機械	5
第2節 動揺再現装置	6
第3節 制御の課題	8
第4節 本論文の構成	10

第2章 変位・加速度フィードバックの基礎原理

Fundamental scheme both displacement and acceleration signal feedback	12
第1節 加速度再現性能の重要性	12
第2節 加速度フィードバックの有効性	13
第3節 加速度・変位フィードバック系の構築	16
第4節 応用例：3自由度電動加振機による実験	26
第2章補足 Dual Model Matching 手法による制御系設計	32

第3章 線形制御を用いた高精度な運動再現性能を実現する制御系の設計

Controller synthesis to accurately reproduce motion based on linear control theory	37
第1節 制御系設計の整理	37
第2節 設計方法	38
第3節 検証実験	42
第4節 コントローラフュージョンの一般化	50
第5節 変位・加速度フィードバックによる運動制御の今後	53
第3章補足 変位・加速度フィードバックゲイン導出の一例	54

第4章 動揺再現装置への適応制御の導入

Introducing Model Reference Adaptive Control for motion simulator controllers	57
第1節 未知ダイナミクスが存在するもとの制御	57
第2節 モデル規範適応制御の紹介	57
第3節 実験	60
第4節 適応制御による動揺再現装置制御の展望	63

第 5 章 適応制御の応用例 : IDCS によるスチュワートプラットフォームの運動制御	
An application of adaptive control: IDCS based controller for a Stewart platform	64
第 1 節 スチュワートプラットフォーム機構	64
第 2 節 補償器設計	65
第 3 節 Simulation feedback と適応制御の利用	66
第 4 節 実用上の留意点	69
第 5 節 提案手法の数値シミュレーション	70
第 6 節 IDCS 利用の今後	72
第 6 章 本研究分野における今後の展望と課題	
Future topics and applications	74
第 7 章 結論	
Conclusion	76
付録 第 2 章・第 3 章で述べた設計方法の等価性に関する補足	
Appendix: Controller design approach on chapter 2 and chapter 3.....	78
参考文献	
Reference	80
謝辞	
Acknowledgement	86
大学院在籍時の業績	
A list of achievements	88

第1章

序論

Introduction

第1節 力を再現する機械

科学・工学の歴史上において理論を検証するために実験装置を作成し実験を行ってその結果を解析することは科学的検証の過程で普遍的に行われることである。これは機械工学の分野でも例外ではない。たとえば、ある機械・構造物の動的な挙動を調べる場合は対象に動的な力を加え、その際に生じる応答を計測することが行われる。このような試験は動的試験と呼ばれる。この場合、アクチュエータがあらかじめ定められた所望の動的な力を再現できていれば、応答として得られた出力を計測することにより対象物の挙動を解析することが可能である[1]。本論文では、このような所望となる力を再現するための装置をひとまとめにして動揺再現装置と呼ぶ。この装置はアクチュエータとなる油圧シリンダや電動機一つで構成されることもあれば、複数のアクチュエータを組み合わせで作られることもある。動揺再現装置の具体例は第2節で述べる。

実験は現象解明や理論検証のために重要視される一方で、装置を作成するコストが必要であり、また、実験の進展によって装置の改良や改造が必要になるといった追加コストが必要になるなどの問題点も抱えている。さらに、工学上の実験では様々な要因により実現困難な事象を扱うこともある。そのため、現代では実験の一部を数値シミュレーションで代替することは多くみられる。これらはハイブリッド試験[2]や DSS 試験[3][4]として先行研究がなされている通りである。これらの試験では実験を成功させる要として動揺再現装置の高精度な運動再現が重要視されている。

例として、ここでは降雨後の路面を高速で走る自動車が急旋回をするような現象を実験する場合を考える。このような実験を行うには実験に適した場所の確保、自動車を運転するものに対する安全対策、実験の条件に適合する降雨があった後の路面を用意しなければならないなど、実験条件をすべて満たす環境を用意することは難しい。さらに別の例として、運転操作時におけるヒヤリハット事例の検証などは実物の自動車や飛行機などを利用しての実験

は被験者の安全確保の問題などから、その実現はきわめて困難であることがあげられる。このようなコストや、実際の実験上に生じる問題を回避して、実験の目的である事象を解明するためには実際の実験を別の手段によって模擬する必要がある。そのためには、実験のための環境を模擬する装置を用意して、実験したい現象を再現できる装置を用意することが必要である。そのための手段として計算機による数値シミュレーションは任意の実験環境や自動車の挙動をプログラミングによって設定できる点などが魅力的である。

先の自動車が急旋回する例について考えていくと、雨にぬれた路面の状況と高速で走る自動車に急旋回させることは数値計算で自動車の挙動をシミュレートすることは可能である。しかし、「ドライバーが雨にぬれた路面を高速で走る自動車によって急旋回したときどのような反応をするか」までを実験に含めると、コンピュータによる数値計算だけでは限界がある。まず、人間のふるまいを完全に計算機上で再現できたという話を筆者は聞き及んでいない。たとえば日本の産業技術総合研究所(AIST)が作成したデジタルヒューマンモデル[5]は人体の力学的な挙動、稼働範囲のシミュレートを可能にしているが、自動車を運転してどのように感じたかをシミュレーションするのは困難だろう。人間に関する研究、調査をする以上は実際に被験者の協力によって調査を行うことが確実である。ほかにも、ある構造物の地震時における応答を評価する場合[6]や、自動車・航空機などの部品に対して行われる試験[7]や開発途上にある機械の操縦性能を想定する場合[8]には実際の部品を利用することで、実験結果に対する信頼性が担保されるという考え方もある。さらには、非線形性を有する物理モデルで表現されるものは数値計算によってシミュレーションをするうえで制約が生じる。たとえば、ある微分方程式モデルの解析的な解が存在しない場合には実験によって挙動を計測することが必要となる。たとえば土壌の特性などを評価する場合[9]などがこれに該当する。

この例からも明らかのように、動揺再現装置は数値シミュレーションによる実験の代替が行われるようになった現代でも必要とされる実験装置である。また、試験や評価に用いられることが多い動揺再現装置には高精度な力の再現が必要とされている。

第2節 動揺再現装置

先に挙げた例では研究所や実験室などの実験装置を構成する一部としての動揺再現装置を述べたが、この装置はほかにも社会の様々な場面で見ることができる。動揺再現装置としてひろく見受けられるものには自動車の挙動を模擬するドライビングシミュレータが挙げられる[10]。わが国では東京農工大学工学部[11]や、東京大学生産技術研究所[12]、交通安全環境

研究所[13]などの研究機関で利用されている。ほかにもトヨタ自動車の研究所にドライビングシミュレータが導入されている[14]。最近の国際会議でも A. Bertz らによって新たなドライビングシミュレータの提案が行われる[15]など、世界各国において自動車分野の研究に用いられている装置である。なお、ドライビングシミュレータにおいてもやはり高精度な力の再現は必要とされる。たとえばドライビングシミュレータの提供する映像と、それに付随する動揺再現装置の提供する力が物理的な意味合いとしてあっていない場合には乗り物酔いと同じ現象が生じるとされている。これについては ITO らの研究 [14]でも触れられている。ドライビングシミュレータ以外では航空機の挙動を再現するフライトシミュレータが代表的である。宇宙航空研究開発機構 (JAXA)における研究利用[16]では飛行状況の模擬に利用されている。さらに鉄道技術総合研究所 (RTRI)では車両の乗り心地をシミュレートする目的で、その動揺を再現するシミュレータ装置が用いられている[17]。なお、乗り物の運動を再現するこれらの装置は一般にビークルシミュレータと呼ばれる。

さらに地震時における構造物の挙動を研究する目的で利用される動揺再現装置がある。このような地震波を再現する装置は建築・土木分野や機械工学の分野では振動台と呼ばれ、地震による振動を模擬し、建造物や大型機械装置の地震時における挙動を確認するための実験装置である[18]。これは地震を人工的に再現する装置であり、主に建造物・構造物の地震時における挙動を評価するために用いられる。近年では地震時における列車の挙動を調査するために振動台が用いられる[19]など、応用される分野は広がっている。

(注釈)

地震波形の再現を行う機器は一般に「振動台」と言われ、英語では“Shaking Table”と言われる。しかし、この用語は建築・構造力学などの分野で主に使われる専門用語であるため本論文では機械力学・制御工学分野でも意味が通じやすいように、「地震波再現装置」という語も文脈により用いる。

第1節でも紹介したように振動台に関する研究では建造物・構造物のみならず土層のずれやすさを評価する実験でもこの装置が用いられる。これは、連続体である建造物・構造物や土層の地震時における挙動をすべて数値計算するのは困難を伴うからである。代表的な振動台としては防災科学技術研究所(NIED)が保有している E-ディフェンス[20]が挙げられる。米国ではジョンズホプキンス大学で振動台の開発が行われている[21]。英国のブリストル大学にも土木工学における研究用途などのために振動台がある[22]。

第3節 制御の課題

まず動揺再現装置の構造について述べる。図 1.1 は動揺再現装置の一つの構成例である。床などに固定するベース、アクチュエータを有するストラット、ビークルシミュレータではキャビンを搭載し、振動台の場合には試験対象の構造物を積載するプラットフォームから成る。アクチュエータは動揺再現装置の用途によって油圧シリンダや電動モータと直動機構などが使用される。動揺再現装置においてベースとプラットフォームでアクチュエータをどのように配置するかは装置で再現する運動と設置する場所などの要因で決められる。プラットフォームの運動を直動3軸と回転3軸とするならば、合計6個以上のアクチュエータが必要であるが、その配置には複数のものが考えられる。その一部を図 1.2 に示す。

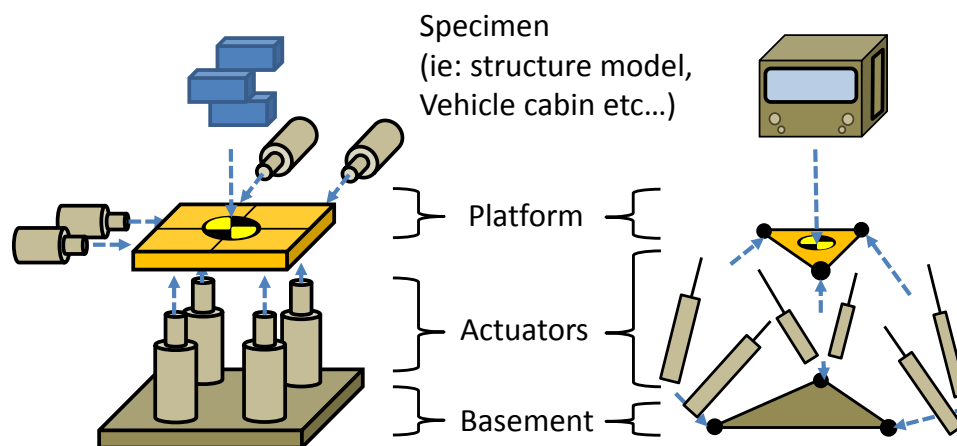


Fig. 1.1 General components of motion simulators

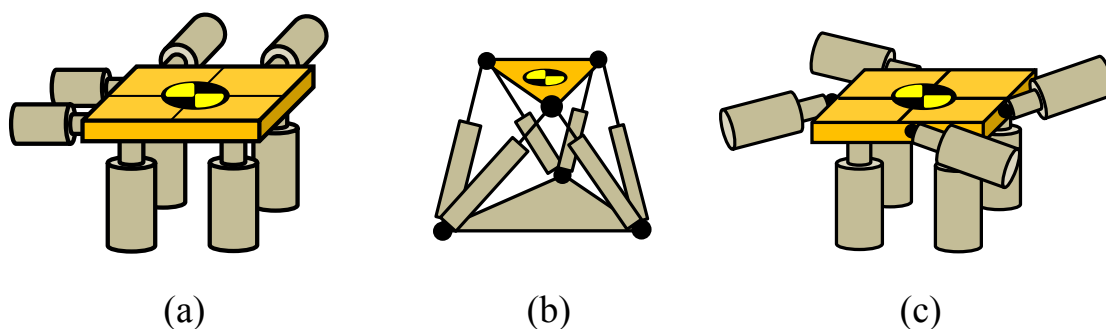


Fig. 1.2 Variations of structure : (a) Shaking table in NIED type , (b)Stewart type platform, (c)Shaking table in University of Bristol type

特に図 1.2 の(a)は E-ディフェンスなどの振動台に見られるものである。(b)はスチュワートプラットフォーム型[23]と呼ばれ、ビークルシミュレータに多く見られる。(c)はブリストル大学の振動台[22]が採用している配置を参考にしたものであり、この配置でも直動 3 軸回転 3 軸の運動を再現可能である。

アクチュエータの配置は制御の観点から見ると制御対象をモデリングする際に作成すべきモデルが複雑なものになるか簡素なものになるかという点に大きく影響する。(a)の配置であれば、アクチュエータの駆動方向とプラットフォームの運動方向は平行であるため、伝達関数などで現される簡単なダイナミクスによってモデルを表現することができる。一方で、(b)や(c)のようなアクチュエータの駆動方向とプラットフォームの運動方向が異なる場合には駆動方向に沿って発生する力を運動方向へ変換する作業が必要となる。そのため(b)や(c)の制御に際しては、マルチボディダイナミクスなどを利用してモデルを作成することが適当である。特にスチュワートプラットフォームはロボティクスにおける閉ループロボット[24]に属することから、その制御を扱った論文はロボティクス分野の研究に属することが多い。モデリングの複雑さは制御系を構成する際に線形制御をベースとしたもので十分であるか、幾何学的非線形性を考慮するために非線形制御などが必要であるかに影響する。

動揺再現装置の主たる目的は対象物の挙動を試験することである。装置単体であるならば、そのダイナミクスを精緻に同定することで、装置の運動を正確に制御することが可能である。制御については変位や角度をベースとした制御を利用すると装置の駆動限界を変位信号で考えるほうられるため速度や加速度を考慮して制御よりも簡易であり、装置の運転時においては運転者が動作状況を把握しやすい利点がある。一方で動揺再現装置単体のダイナミクスが既知であるならば再現装置に生じる力を参照することで装置による正確な入力を実現できる可能性がある。そのため、力を再現する観点からは加速度を考慮して制御することが望ましい。加速度と力はその定義式からも明らかなおり質量を係数とした関係にあるが、変位や速度は力の入力に対して何かしらのダイナミクスが関与した結果として得られるものである。そのためこのダイナミクスの中に未知の部分が存在する場合、変位や速度の正確な制御がすなわち正確な力の再現になっているとは限らない。特にこの問題は振動台においてよく見られる問題である。振動台ではそのプラットフォーム上に試験対象となる構造物などがおかれる。そのため、装置を制御する際には未知のダイナミクスが存在する。この問題は制御工学においてはロバストな制御系実現として扱われる。古くは高橋らの書籍でも例題としてみることができる[25]。試験対象のダイナミクスは未知であるから、これを制御系設計に利用する

ことはできない。また、地震の波形は加速度データとして記録されることが多い。このため実際に振動台を応用してなされる研究では地震波加速度の再現性能が重視される[26].

本研究で着目した加速度の高精度な再現によって力の高精度再現を行う手法は田川らの研究グループで研究が多くなされてきている。まず、田上らの研究では加速度の高精度な再現によって力の再現が可能であることを実験によって示している[27]。振動台に関しては岡本、田川らにより 3 自由度電動加振装置を用いて試験対象の影響を受けない振動台の制御を目標とした実験が行われている[28]。さらに弘中らによる油圧駆動アクチュエータを加速度フィードバックで制御する研究が過去には報告されている[29]。ほかにも関らの研究グループは被加振物を搭載した際の加速度再現性向上を図るために用いる制御手法を検討している[30]。さらに例として挙げた Nakata の研究でも加速度の再現性能を向上させる制御系の構成が論じられている[21].

一方で、加速度を利用する制御にも問題は存在する。加速度の制御では装置のドリフトが問題となる。これは動揺再現装置で再現する加速度信号がまったく直流成分を含まないわけではないことと、加速度信号の計測ではノイズを完全に除去しきれないためその影響を排除しきれないことが原因と考えられる。

ここまでで紹介した先行研究の結果を踏まえて、本研究では高精度な加速度再現が可能な制御系設計方法を提案するとともに、ドリフト現象に対する回避策を併せ持った制御系設計方法を提案する。

また、先に紹介したとおり、モーションシミュレータはその一部に構造的な非線形性を有するものがある。スチュワートプラットフォームのような幾何学的な非線形特性を扱った先行研究として A.O.Gizatullin らの研究[32]が挙げられる。

本研究では田川らによる Inverse Dynamics Compensation via Simulation feedback(IDCS)手法[33]と Stoten による Minimal Control Synthesis (MCS)手法[34][35]を組み合わせ、数値シミュレーション上のフィードバックを利用した近似的逆ダイナミクス計算を用いることで幾何学的な非線形性を持つダイナミクスが含まれるスチュワート型モーションシミュレータのフィードフォワード制御を行う方法も提案する。

第 4 節 本論文の構成

序論に続く 4 つの章で動揺再現装置の制御における研究の成果を報告する。まず、第 2 章では周波数領域に着目した制御系設計手法によって小型振動台の加速度波形再現性能の向上

を狙った制御系を構築し、実験を行った結果を示す。この章では、目標値信号は系の周波数に応じて変位フィードバックと加速度フィードバックを連続的に使い分けることが可能であることを示す。第3章では時刻暦応答に着目する現代制御理論に基づいて、第2章で述べた加速度・変位信号を目標信号とその周波数に応じて使い分ける制御系がきわめてシステムチックな設計手法によって実現できることを示す。第4章からは適応アルゴリズムをこの分野で利用する試みを述べる。第4章では適応制御の基本的な制御系構造について紹介する。続く第5章では動揺再現装置の中でも、その構造に幾何学的な非線形性を含むスチュワートプラットフォーム型の装置に対する制御を適応制御によって行う場合を述べる。最後に、第6章において、動揺再現装置の分野における制御系の研究にて現在残されている問題点と今後の展望について述べ、第7章では論文全体をまとめ、結論を述べる。

第 2 章

変位・加速度フィードバックの基礎原理

Fundamental scheme both displacement and acceleration signal feedback

第 1 節 加速度再現性能の重要性

加速度の再現性能が重視される理由は序論で述べたとおり、動揺再現装置によって再現するものが力であり、力は加速度と質量を係数とした比例であるからである。加速度を制御することで間接的に力を制御することも序論で紹介したとおりで、田上らの先行研究[27]で示されている。この研究では既知の質量へ任意の加速度を与えることにより任意の慣性力を発生させることが実現可能であることを示している。すなわち、正確な力の再現には正確な目標加速度の再現が必要となる。

機械の運動制御において考えるべき物理量は、代表的には変位(角度)、速度(角速度)、加速度(角加速度)である。力学理論の上ではこれらが微積分の関係性を有する。特に速度信号は制御の安定性とも密接に関連するため重視される傾向にある。しかし、変位・速度・加速度の計測信号は必ずこの関係を満たすわけではない。まず、センサも機械の一つであるからそのダイナミクスを有する。センサには固有の計測レンジが設定されているため、低周波数域の信号を計測した加速度センサの計測値を 2 階積分しても同じ運動を計測した変位センサの計測値に一致するとは限らない。そのため、従来のように変位を参照することで操作量を導出する制御系では加速度の再現ができていないことがありうる。

計測レンジのほかにもノイズに対する問題がある。計測機器に一定の振幅を有する計測ノイズが存在する場合、式(2-1)と式(2-2)に示す微積分関係の式から信号の角振動数 ω_n が 1rad/s 未満の周波数成分は加速度より変位の信号が大きい振幅を持ち、1rad/s 以上の周波数成分では加速度信号のほうが変位信号よりも大きい振幅を有することがいえる。

$$x = \sin(\omega_n t) \tag{2-1}$$

$$\frac{d^2}{dt^2} x = -\omega_n^2 \sin(\omega_n t) \tag{2-2}$$

そのため、一定の振幅を有するノイズがこれらの計測機器に存在する場合、低周波数域では変位の信号のほうが加速度信号よりも大きい振幅を有することからノイズと計測値を分離しやすく、高周波数域では逆に加速度信号のほうがノイズと分離しやすい。

このような特性を考慮して複数のセンサを用いることである物理量を計測する試みはセンサフュージョンと呼ばれる[36]。先行研究で森, 木田らにより人工衛星への適用例が報告されている[37]。本研究ではセンサフュージョンに着想を得て、加速度を直接参照する要素を有する制御系を提案する。先行研究としては Uchiyama らの電動加振機に対する変位・加速度の制御[38]がある。この研究では H_∞ フィルタを利用した制御系を用いているが、本研究では変位と加速度の目標値から出力に至る伝達特性を任意に設計することが可能な手法を提案する。本章ではその原理とそれを利用した実験について述べる。

第 2 節 加速度フィードバックの有効性

ここで加速度フィードバックを導入する場合、どのような効果が期待できるかを検証するために行った数値シミュレーションを紹介する。図 2.1 は変位のみをフィードバックする状態オブザーバ[39]をもとに構成した制御系と、本研究でこれから述べる変位・加速度をともにフィードバックする制御系を比較した数値シミュレーションの結果である。図 2.2 は変位のみをフィードバックと変位・加速度をフィードバックする制御の操作量を比較したものである。比較する双方の制御で同じ規範となる線形システムの応答へ追従させる制御系を設計している。状態オブザーバの設計には Matlab に含まれる LQR 最適ゲイン導出関数を利用した。制御対象は油圧シリンダをモデルとした 2 次遅れ系である。ただし、計測ノイズを模擬するために正規分布に従う信号をフィードバック信号へ加えた。この数値シミュレーションで採用したオブザーバや制御系のパラメータ等を表 2.1 に示す。また、シミュレーション結果に対する数値上の比較を表 2.2 に示す。

Table 2.1 Numerical simulation parameters

Simulated plant model	$\begin{bmatrix} \ddot{y} \\ y \end{bmatrix} = \frac{3.00 \times 10^4}{s^2 + 5.30 \times 10^2 s + 3.00 \times 10^4} \begin{bmatrix} s^2 \\ 1 \end{bmatrix} u$
Observer weight matrix Q	diag(1,1)
Observer weight matrix N	$[1 \ 1]^T$
Observer weight matrix R	1
Desired character pole (1)	$-9.00 \times 10 + (4.36 \times 10)i$
Desired character pole (2)	$-9.00 \times 10 - (4.36 \times 10)i$
Simulated noise mean	0.00
Simulated noise standard deviation	1.00×10^{-6}

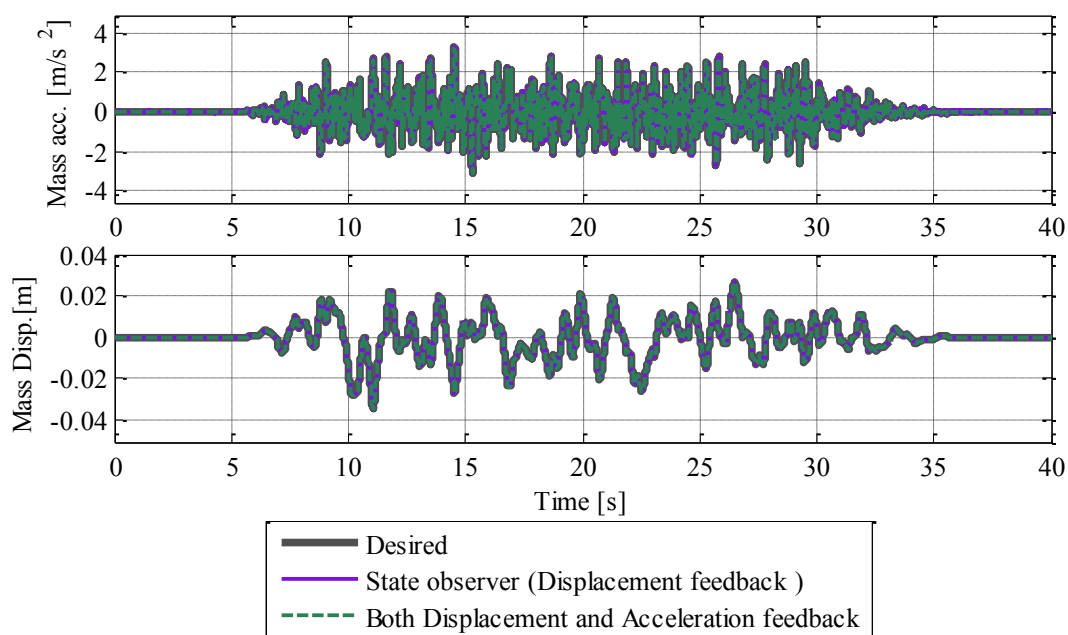


Fig.2.1 Comparing only displacement feedback with both displacement and acceleration feedback on numerical simulation study

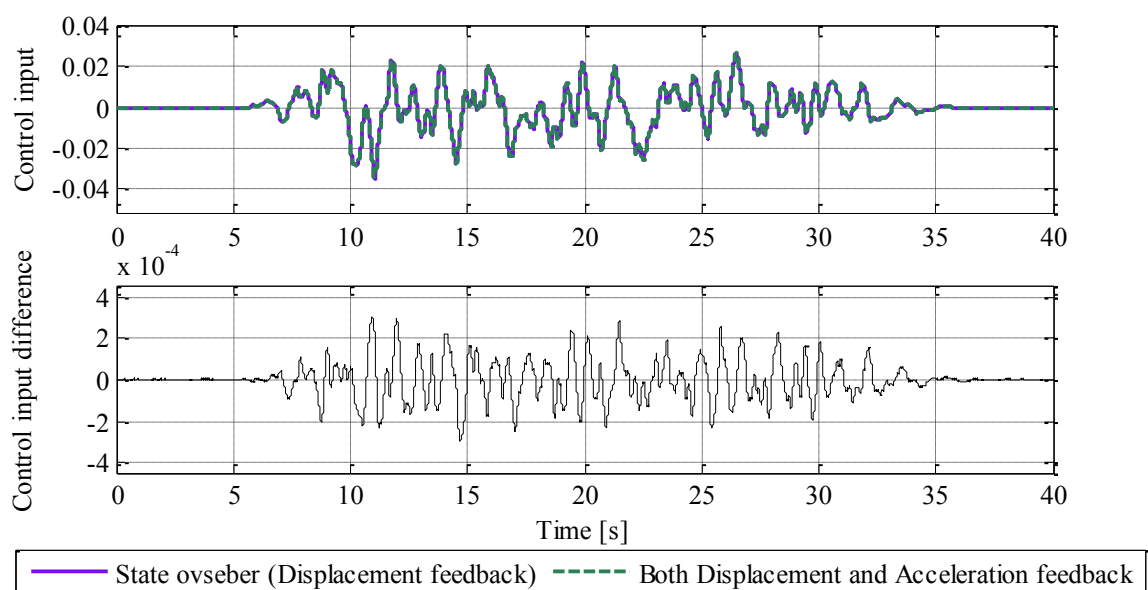


Fig 2.2 Comparing control input control input on only displacement feedback with displacement and acceleration feedback.

Table 2.2 Numerical simulation results comparing only displacement control with both displacement and acceleration feedback control

	Root Mean Square Error	
	Displacement	Acceleration
Disp. feedback only	4.48×10^{-7}	1.78×10^{-2}
Both Acc. and Disp. feedback control	9.02×10^{-5}	1.30×10^{-2}

表 2.2 に示した通り，制御によって同じ伝達特性を与えているにも関わらず，変位の再現性能と加速度の再現性能の双方において制御手法によって制御結果に差が生じる．この数値シミュレーションの結果より，変位のみをフィードバックして制御を行うよりも，加速度を直接フィードバックすることで加速度に対する制御性能が向上すると予想できる．

しかし，加速度を直接フィードバックする際には問題もある．動的な運動制御をおこなう場合には目標となる加速度波形が直流成分に近い周波数成分を含まないこと，加速度や力のセンシングが極めてノイズを多く含みやすい装置によってなされることである．目標値が直流成分に近い成分を含まないことはドリフト現象を生じる一因となる．この問題に対する解決策としては直流成分に近く低い周波数成分を含む変位信号をフィードバックすることが有

望である。そのため、変位のフィードバックと加速度のフィードバックをどのように操作量導出へ利用するかを考えなければならない。

第3節 加速度・変位フィードバック系の構築

そのような制御を考えた場合、たとえば信号周波数に応じてスイッチングを行う方法が思いつく。先行研究で文献[40]において述べられているスイッチングを利用する方式は構成としては簡単であるが、動的システムの内部にスイッチング要素が存在することはその内部に非線形なダイナミクスが存在することになるため安定性の解析などは線形制御の場合よりも複雑となる[41]。また、あるひとつの値を閾として設定した場合は閾値付近でチャタリングを生じる。そこで本研究ではフィルタ特性を利用した、信号周波数に対応して連続に変化する重み付けによって加速度信号を利用したフィードバック制御と変位信号を利用したフィードバック制御を用いることで連続的な変位フィードバックと加速度フィードバック制御系の融合を試みた。フィルタ特性による重み付けはフィードバックを構成した後に現れる閉ループ周波数応答特性に対して行うことで設計がわかりやすくなる。

まず、制御対象は次の式で定義される。

$$\begin{bmatrix} \ddot{y} \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) \\ P_{21}(s) \end{bmatrix} u \quad (2-3)$$

この制御対象へ二つのフィードバックを施すことを考える。たとえば2自由度制御系を基にした図2.3のフィードバック構成が考えられる。このフィードバック構成を分解し、それぞれのフィードバックを単独に考えた際に得られる周波数応答特性は次の式のとおりとなる。

$$W_h(s) = \frac{C_{f1}(s)P_{11}(s)}{I + C_{b1}(s)P_{11}(s)} \quad (2-4)$$

$$W_l(s) = \frac{C_{f2}(s)P_{21}(s)}{I + C_{b2}(s)P_{21}(s)} \quad (2-5)$$

このとき二つのフィードバック特性が次の式を満たすとする。

$$W_h(s) + W_l(s) = W_{all}(s) \quad (2-6)$$

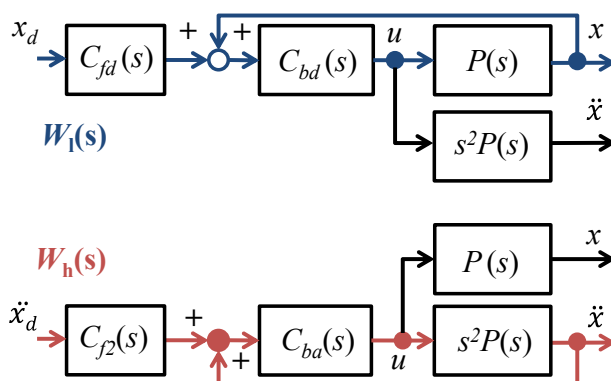


Fig. 2.3 A kind of 2-dof control system synthesis

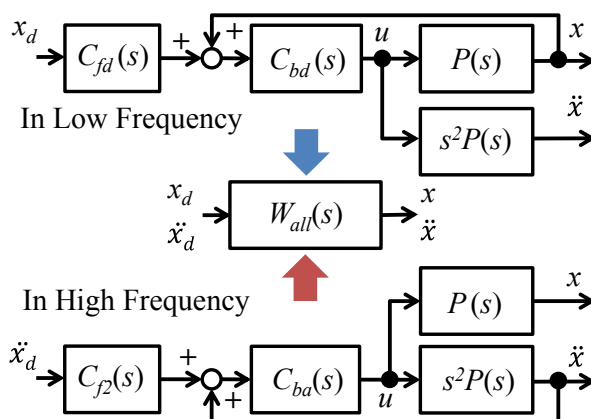


Fig. 2.4 Concept about closed loop character fusion

この際に、制御対象の特性を考慮するならば、図 2.4 のように二つの出力値とそれに対応する二つの目標値の間に新たに設定される制御特性が $W_{all}(s)$ となると予想できる。この仮説を次に説明する。

図 2.5 はセンサフュージョンと提案手法のブロック線図を比較した図である。センサフュージョン(図 2.5(a))を用いた制御の場合、それぞれの出力に対して低周波数域、高周波数域を通過させるフィルタを用いて信号を整形し、整形された信号から変位や加速度を算出して制御に利用する。これに対し、図 2.5(b)に示す提案手法ではフィルタを介さず、計測された値をそのままフィードバック補償器へ入力する。

今、図 2.5(b)に合わせて二つの伝達特性を設定する。まず、目標変位 r から出力変位 y までの伝達特性 (図 2.5(b)で Controller1 を含む閉ループ)。次に、目標加速度 \ddot{r} から出力加速度 \ddot{y} までの伝達特性 (図 2.5(b)で Controller2 を含む閉ループ)。この二つの伝達特性に違う周

波数応答特性を与えておくと，周波数帯域別に適当な操作量がそれぞれの補償器で算出されて，それらを足しあわされたものが制御対象へ入力されると予想される．フィードバックされる信号をフィルタ特製のカットオフ周波数で使い分けることで，低周波数域の信号に対して特化した制御性能を持つ閉ループ制御系と，高周波数域の信号に対して特化した制御性能を有する閉ループ制御系との組み合わせが可能となる．

たとえば，図 2.6 のボード線図上で示されるローパス特性(青線)とハイパス特性(赤線)を先述の閉ループ特性としてそれぞれ与えた場合，コントローラフュージョンを行った後で新たに得られる一つの閉ループ特性は，この二つを足し合わせた緑線の応答特性となる．このように複数の制御系を融合する操作を含むことから，「コントローラフュージョン (Controller Fusion)」名づけた．

以上の仮説を詳しく検討していく．そのために図 2.7 に 2 自由度制御系でコントローラフュージョンを行う場合を考える．最初に操作量 $u(s)$ に対して y_1 と y_2 からなる出力をそれぞれ置く．この間に存在する制御対象 $P(s)$ の伝達関数行列を式(2-8)と定める．ただし s はラプラス演算子である．

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11}(s) \\ P_{21}(s) \end{bmatrix} \tag{2-7}$$

操作量 u は式(4)の形に設定する． $C_{n1}(s)$, $C_{n2}(s)$ はフィードフォワード補償器であり， $C_{b1}(s)$, $C_{b2}(s)$ はフィードバック補償器である． r_1 , r_2 は制御系の目標値である．

$$u(s) = [C_{f1}(s) \quad C_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \end{bmatrix} + [C_{b1}(s) \quad C_{b2}(s)] \begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} \tag{2-8}$$

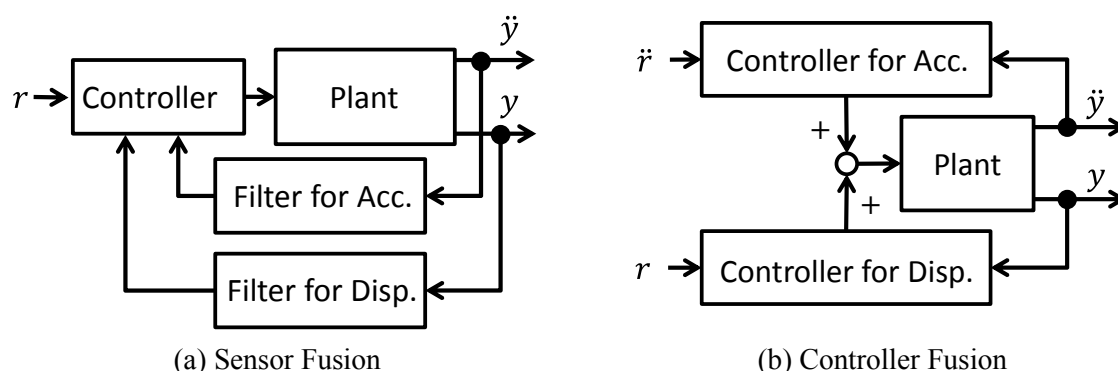


Fig. 2.5 Conceptual Block diagram of “Sensor Fusion” and “Controller Fusion”

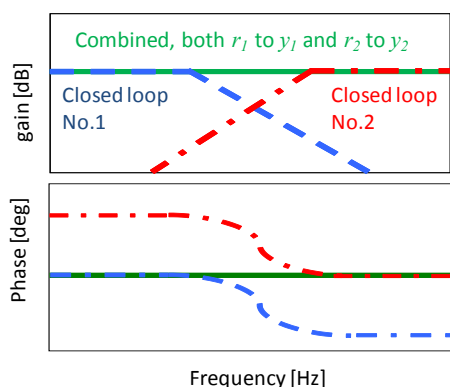


Fig. 2.6 Concept of Controller fusion on frequency domain

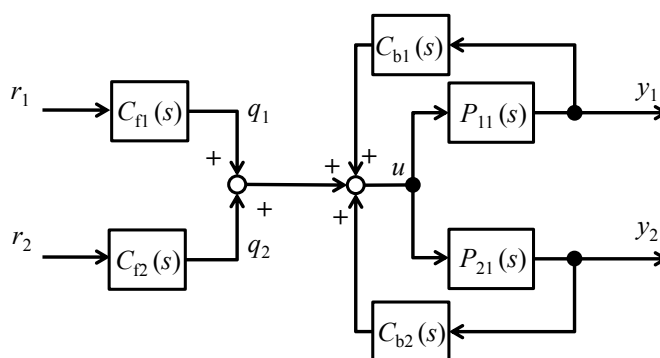


Fig. 2.7 Block diagram of typical controller fusion

ただし、式(2-8)は操作量の一例である。次に、コントローラフュージョンを行う際に個々の補償器に要求される設計指針を述べる。図 2.8(a)は標準的な 1 入力 1 出力系の閉ループ系で、目標値 r_1 から出力 y_1 までの伝達特性は次式で与えられる。

$$y_1(s) = \frac{P_{11}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} r_1(s) \tag{2-9}$$

図 2.8(b)は制御対象の連成を考慮したブロック線図であり、図 2.7 から導かれる。図 2.8(b)のブロック線図に従って計算すると、 y_1 は式(2-10)と定められる。

$$y_1(s) = \frac{P_{11}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} r_1(s) + \frac{P_{11}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} \frac{C_{f2}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b2}(s)} r_2(s) \tag{2-10}$$

これに対して、 r_1 が制御しようとしている対象の変位の目標値、 r_2 がその加速度の目標値であるとき。

$$r_2(s) = s^2 r_1(s) \tag{2-11}$$

式(2-10)を式(2-11)へ代入し r_1 について整理すれば式(2-12)となる。

$$y_1(s) = \frac{P_{11}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} r_1(s) + \frac{P_{11}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} \frac{C_{f2}(s) s^2}{1 - P_{21}(s) C_{b2}(s)} r_1(s) \quad (2-12)$$

式(2-12)を書き換えると式(2-13)の形式を得る.

$$y_1(s) = \frac{P_{11}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} r_1(s) + \frac{1}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} \frac{P_{11}(s)}{P_{21}(s)} \frac{P_{21}(s) C_{f2}(s) s^2}{1 - P_{21}(s) C_{b2}(s)} r_1(s) \quad (2-13)$$

式(2-13)を整理すると制御系を足し合わせた後の目標値 r_1 から出力 y_1 までの伝達特性が得られる.

$$y_1(s) = \left\{ \frac{P_{11}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} + \frac{1}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} \frac{P_{21}(s) C_{f2}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b2}(s)} \right\} r_1(s) \quad (2-14)$$

議論を簡単にするために式(2-14)の各要素を記号により再定義して式(2-15)を置く.

$$y_1(s) = \{W_{r_1y_1}(s) + H_{r_2y_1}(s) W_{r_2y_2}(s)\} r_1(s) \quad (2-15)$$

式(2-15)の $W_{r_1y_1}(s)$ は図 2.8(a)の閉ループ系における, 変位目標値 r_1 から変位の出力 y_1 までの伝達関数である. $W_{r_2y_2}(s)$ は加速度をフィードバックする補償器 $C_{b2}(s)$ と目標値 r_2 を入力とするフィードフォワード補償器 $C_{f2}(s)$ のみを用いた場合の, 目標値 r_2 から加速度の出力 y_2 までの閉ループ特性の伝達関数である. 同じく式(2-15)右辺の伝達特性 $H_{r_2y_1}(s)$ は図 2.8(b)の r_2 から y_2 への閉ループの操作量信号が要素 $P_{11}(s)$ と変位のフィードバック補償器 $C_{b1}(s)$ からなる閉ループへ伝達され, 最終的に y_1 として出力されるまでの伝達関数である. 本論文ではこれをカップリング要素と呼ぶ. 目標値 r_2 から出力 y_2 までの閉ループ伝達特性についても同様の議論ができ, 式(2-16)で定められる.

$$y_2(s) = \left\{ \frac{P_{21}(s) C_{f2}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b2}(s)} + \frac{1}{1 - P_{21}(s) C_{b2}(s)} \frac{P_{11}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{11}(s) C_{b1}(s)} \right\} r_2(s) \quad (2-16)$$

式(2-16)についても記号により再定義し、式(2-17)と置く。ただし $H_{r_1y_2}(s)$ は r_1 から y_2 へのカップリング要素である。

$$y_2(s) = \{W_{r_2y_2}(s) + H_{r_1y_2}(s) W_{r_1y_1}(s)\}r_2(s) \tag{2-17}$$

図 2.8(c)はコントローラフュージョンによって生成される、目標値二つと出力を二つ持つ制御系のブロック線図である。コントローラフュージョンでは図 2.8(a)に示された標準的な閉ループを基に考えられる特性である $W_{r_1y_1}(s)$ と $W_{r_2y_2}(s)$ を足し合わせることで、新たな r_1 から y_1 までの伝達特性と r_2 から y_2 までの伝達特性が設計される。

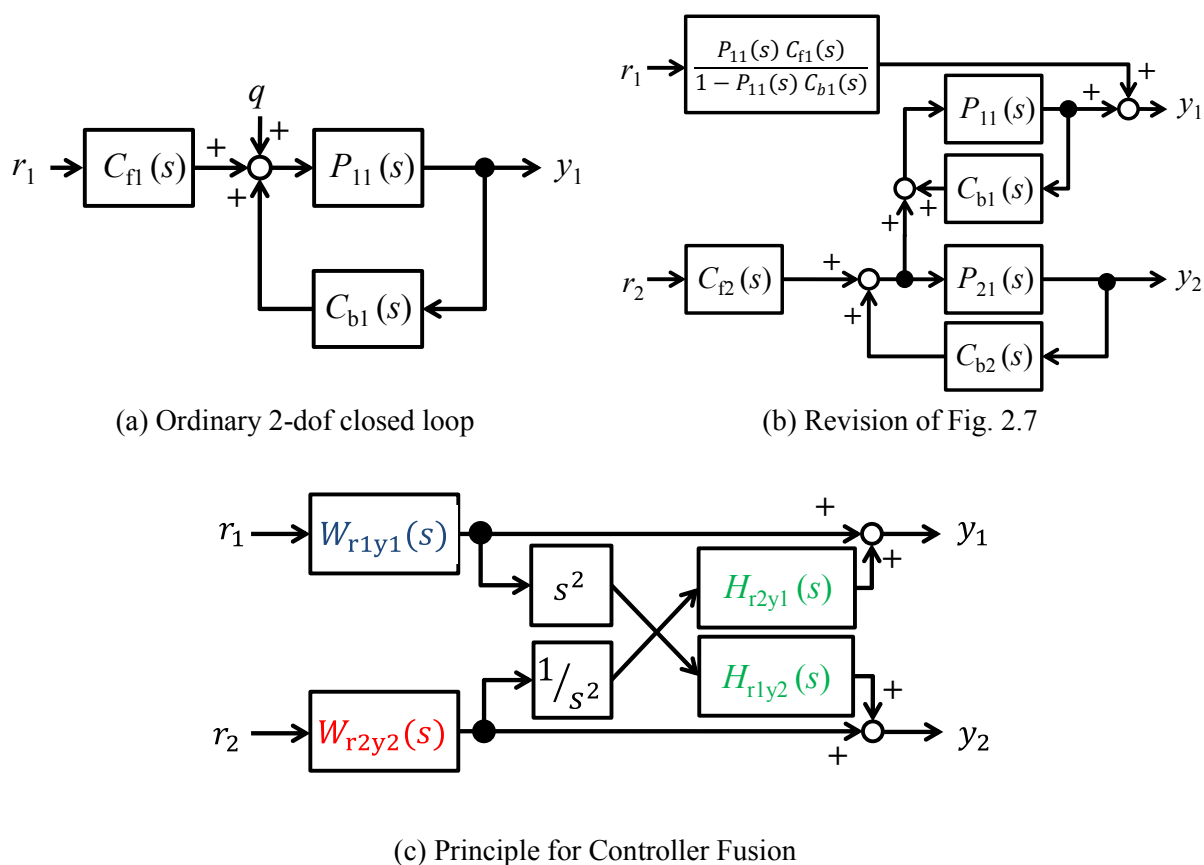


Fig. 2.8 Interaction between displacement and acceleration for control systems with controller fusion

ただし、式(2-15)と式(2-17)にはカップリング要素 $H_{r_2y_1}(s)$ と $H_{r_1y_2}(s)$ が存在するため、それらの影響を考慮する必要がある。簡単のため、最初にカップリング要素 $H_{r_2y_1}(s)$ と $H_{r_1y_2}(s)$ のダイナミクスが無視できる場合を考える。そのために式(2-18)・式(2-19)の仮定を置く。

$$H_{r_1y_2}(s) = 1 \quad (2-18)$$

$$H_{r_2y_1}(s) = 1 \quad (2-19)$$

このとき、コントローラフュージョン下での変位目標値 r_1 から変位出力 y_1 まで、および加速度目標値 r_2 から加速度出力 y_2 までの各伝達特性は式(2-20)、式(2-21)に示すとおり一致する。

$$y_1(s) = \{W_{r_1y_1}(s) + W_{r_2y_2}(s)\}r_1(s) \quad (2-20)$$

$$y_2(s) = \{W_{r_2y_2}(s) + W_{r_1y_1}(s)\}r_2(s) \quad (2-21)$$

特に閉ループ特性 $W_{r_1y_1}(s)$ と特性 $W_{r_2y_2}(s)$ に式(2-22)の関係があるならば式(2-23)、式(2-24)が得られる。

$$W_{r_1y_1}(s) + W_{r_2y_2}(s) = 1 \quad (2-22)$$

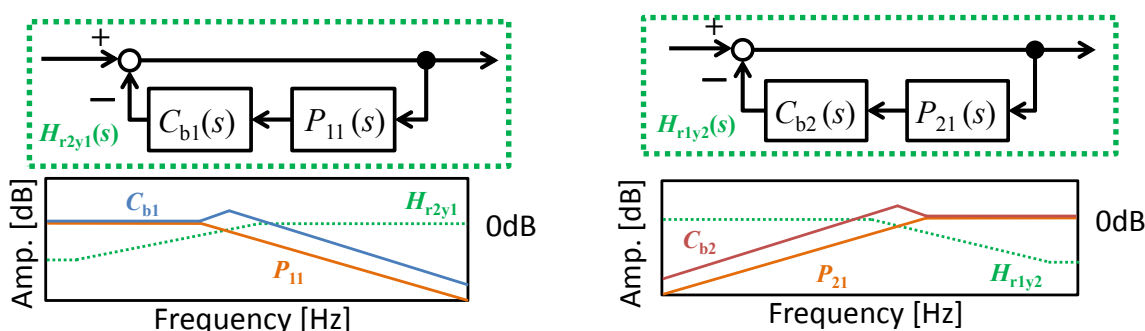
$$y_1(s) = r_1(s) \quad (2-23)$$

$$y_2(s) = r_2(s) \quad (2-24)$$

式(2-20)～式(2-24)はコントローラフュージョンの理想的な場合である。変位が高精度に検出可能な低周波数域の変位フィードバック制御系($W_{r_1y_1}(s)$:ローパス特性)と高周波数域で高精度に加速度が検出可能な加速度フィードバック制御系($W_{r_2y_2}(s)$:ハイパス特性)を足し合わせる(融合させる)と、二つの目標値に対して二つの出力を持つ制御系が構成でき、新たな特性を設定することができる。特に式(2-18)、式(2-19)のもとで $W_{r_1y_1}(s)$ と $W_{r_2y_2}(s)$ が式(2-22)に従えば出力の変位と加速度は目標の変位と加速度と完全に一致する。コントローラフュージョンはこの性質を利用し、広い周波数帯で、出力の変位・加速度が高精度に目標値へ追従する制御の実現が可能である。

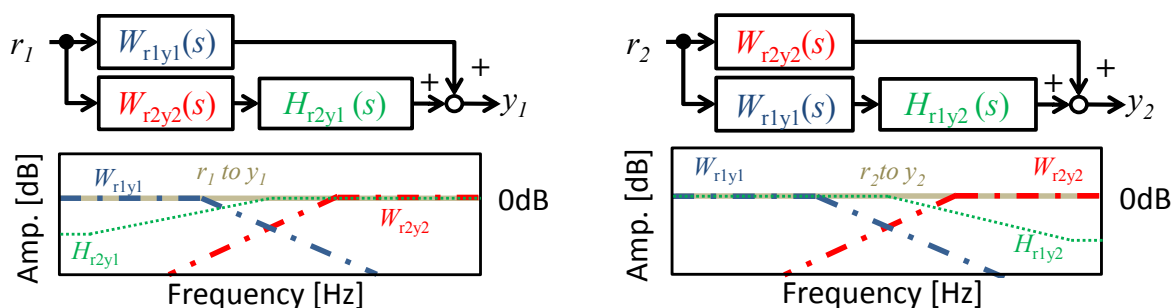
しかし、式(2-18)と式(2-19)で置いた仮定は、厳密にはフィードバック制御をおこなわない時に成り立つものであり、その場合制御系はモデル化誤差や外乱に対して脆弱になる。そのため、モデルエラーや外乱に対するロバストな制御系を実現するという観点からは、式(2-15)と式(2-17)で $W_{r1y1}(s)$ と $W_{r2y2}(s)$ のカットオフ周波数が ω_c の場合、それらとカップリング要素 $H_{r1y2}(s)$ と $H_{r2y1}(s)$ がどのような関係にあれば式(2-23)と式(2-24)と近似的に等価なフィードバック制御系を実現できるかを考察する必要がある。

本論文で示すような制御対象が変位と加速度を出力する場合、運動方程式から導かれる特性は $P_{11}(s)$ がローパス特性、 $P_{21}(s)$ がハイパス特性となるのが一般的である。制御系設計がそれらを踏まえた設計となっているならば、カップリング要素は図 5 に示す周波数応答特性となり、結果として図 2.10 で示す通りに式(2-23)、式(2-24)が近似的に満たされる。このことについて、以下に詳述する。



(a) Coupling elements H_{r2y1} and its structure (b) Coupling elements H_{r1y2} and its structure

Fig.2.9 Coupling elements transfer function and their structures



(a) Transfer function from r_1 to y_1 (b) Transfer function from r_2 to y_2

Fig.2.10 Transfer functions from desired signals to controlled outputs in Controller Fusion

Table 2.3 Relationship with coupling transfer function

Frequency[rad/s]	$\omega < \omega_c$	$\omega > \omega_c$
From Eq.(2-16)	$\begin{cases} W_{r1y1}(s) \approx 1 \\ H_{r2y1}(s) W_{r2y2}(s) \approx 0 \end{cases}$	$\begin{cases} W_{r1y1}(s) \approx 0 \\ H_{r2y1}(s) W_{r2y2}(s) \approx 1 \end{cases}$
From Eq.(2-18)	$\begin{cases} W_{r2y2}(s) \approx 0 \\ H_{r1y2}(s) W_{r1y1}(s) \approx 1 \end{cases}$	$\begin{cases} W_{r2y2}(s) \approx 1 \\ H_{r1y2}(s) W_{r1y1}(s) \approx 0 \end{cases}$

図 2.9 はカップリング要素の周波数応答と補償器，制御対象の関係を示したものである．簡単のため，ここでは負帰還のフィードバックとして説明する．図 2.9 のブロック線図は外乱に対する感度を表す感度関数に相当する．図 2.9(a)のように，制御対象の変位を出力する要素 $P_{11}(s)$ とそれに対応するフィードバック補償器 $C_{b1}(s)$ からなる伝達関数 $C_{b1}(s)P_{11}(s)$ があるとき，この伝達関数がローパス特性であるならばカップリング要素 $H_{r2y1}(s)$ は高周波数域で 0dB となるハイパス特性を有する．一方で(b)のような加速度を出力する要素 $P_{21}(s)$ を含む伝達関数 $C_{b2}(s)P_{21}(s)$ がハイパス特性であればカップリング要素 $H_{r1y2}(s)$ は低周波数域で 0dB となるローパス特性を有する．そのため，変位をフィードバックする制御系は低周波数の外乱に低感度な制御系となり，加速度をフィードバックする制御系は高周波の外乱に対して低感度な制御系となる．

図 2.10 は式(2-15)および式(2-17)の関係を表したブロック線図と，その構成要素が持つゲイン特性を示したゲイン線図である． $W_{r1y1}(s)$ と $W_{r2y2}(s)$ が式(2-22)の関係を満たしており， $H_{r2y1}(s)$ および $H_{r1y2}(s)$ が上述の特性を持つとする．このとき，まず式(2-16)に着目すると，低周波では $W_{r2y2}(s)$ のゲインは小さく， $W_{r1y1}(s)$ が支配的であることから， $H_{r2y1}(s) W_{r2y2}(s)$ において $H_{r2y1}(s)$ のゲインが 1 から変動しても，その影響は小さい．一方，高周波では， $W_{r2y2}(s)$ のゲインが支配的となるが，上述の議論より $H_{r2y1}(s)$ のゲインは 1 に漸近するため， $H_{r2y1}(s) W_{r2y2}(s)$ のゲインも 1 に漸近する．したがって，結果として式(2-15)の伝達関数は，カップリング要素 $H_{r2y1}(s)$ があっても全周波数領域において，近似的に 1 とみなすことができる(図 2.10(a))．式(2-17)に関しても同様の理由から，その伝達関数は 1 と近似できる(図 2.10(b))．

この結果，設計した $W_{r1y1}(s)$ と $W_{r2y2}(s)$ が式(2-22)を満たすならば，フィードバックを行う場合にも，近似的に式(2-23)，式(2-24)が成り立つ．表 2.3 にこの時のカップリング要素と $W_{r1y1}(s)$ と $W_{r2y2}(s)$ が満たすべき関係をまとめる．

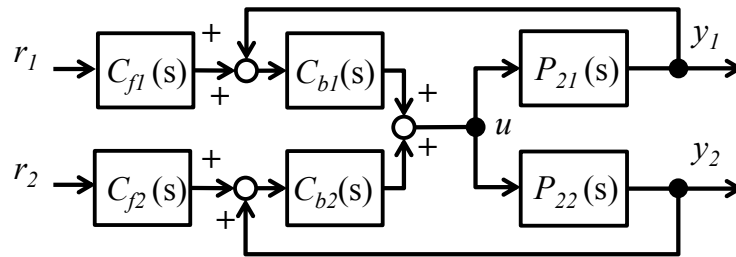


Fig. 2.11 Another controller synthesis for 2-dof controller design

次に、2自由度制御系の別な形としてPID制御[39]のような目標値信号と出力値信号の差や和を取った信号で駆動するフィードバック補償器を置くことができることを述べる。これらを組み合わせた Controller Fusion による制御系は図 2.11 となる。先の議論と同様に Controller Fusion を実現するために必要な条件を導出する。図 2.11 のブロック線図より r_1 , r_2 から y_1 までの伝達特性は式(2-25)となる。

$$y_1(s) = \frac{P_{21}(s) C_{b1}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b1}(s)} r_1(s) + \frac{P_{21}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b1}(s)} \frac{C_{b2}(s) C_{f2}(s)}{1 - P_{22}(s) C_{b2}(s)} r_2(s) \quad (2-25)$$

式(2-13)の手順を用いれば式(2-25)は式(2-26)へ変形でき、式(2-14)と式(2-15)で定めた $H_{r_2y_1}(s)$ が表れる。

$$y_1(s) = \frac{P_{21}(s) C_{b1}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b1}(s)} r_1(s) + \frac{1}{1 - P_{21}(s) C_{b1}(s)} \frac{P_{22}(s) C_{b2}(s) C_{f2}(s)}{1 - P_{22}(s) C_{b2}(s)} r_1(s) \quad (2-26)$$

$$y_1(s) = \frac{P_{21}(s) C_{b1}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b1}(s)} r_1(s) + H_{r_2y_1}(s) \frac{P_{22}(s) C_{b2}(s) C_{f2}(s)}{1 - P_{22}(s) C_{b2}(s)} r_1(s) \quad (2-27)$$

r_2 , r_1 から y_2 までの伝達特性もこれと同様の手順で導出できるので、式(2-28)においても式(2-25)から式(2-27)の議論は同様である。

$$y_2(s) = \frac{P_{22}(s) C_{b2}(s) C_{f2}(s)}{1 - P_{22}(s) C_{b2}(s)} r_2(s) + H_{r1y2}(s) \frac{P_{21}(s) C_{b1}(s) C_{f1}(s)}{1 - P_{21}(s) C_{b1}(s)} r_2(s) \quad (2-28)$$

以上の議論から、コントローラフュージョンではフィードバック補償器の配置に関係なくカップリング要素はある式の形に定まることが明らかとなった。この議論から、コントローラフュージョンでは補償器の配置に関係なく、制御系設計において重要となるのはカップリング要素の伝達特性 $H_{r2y1}(s)$, $H_{r1y2}(s)$ であることも分かった。

第 4 節 応用例:3 自由度電動加振機による実験

ここまで述べた基礎に基づいて 3 自由度電動加振機(図 2.12)のテーブル変位・加速度を目標とする変位・加速度波形へ追従させる実験について、コントローラフュージョンにより設計された制御系を用いて行った結果を、本章の最後に応用例として紹介する。

前出の議論で明らかになったようにコントローラフュージョンは式 r_1 に対する y_1 の応答 $W_{r1y1}(s)$, r_2 に対する y_2 の応答 $W_{r2y2}(s)$ をあらかじめ周波数領域で設計し、それらを足し合わせてフィードバックループを融合し新たな特性を実現する。本研究ではあらかじめ定めた規範となる目標値から出力までの伝達関数が明らかであるから、これを実現するフィードフォワード補償器とフィードバック補償器の設計が容易である Dual Model Matching[42]が利用できる。これをもとにしたコントローラフュージョンによって実現される制御系の構造は図 2.7 と同様である。

3 自由度電動加振機の x 軸方向の運動に対する制御系設計を述べる。操作電圧 $u[V]$ から振動台表面変位 $x[m]$, 加速度 $\ddot{x}[m/s^2]$ までの伝達特性は式(2-29)の通りである。

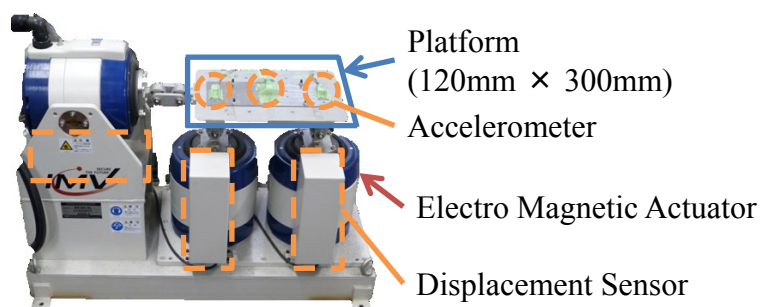


Fig.2.12 Experimental rig: Electromagnetic shaking table in Tokyo Univ. of Agri. and Tech.

$$\left[\begin{array}{c} P_{11}(s) \\ P_{21}(s) \end{array} \right] = \frac{2.90 \times 10^4}{s^3 + 3.62 \times 10^2 s^2 + 4.05 \times 10^4 s + 1.46 \times 10^6} \quad (2-29)$$

前章の式(2-20), 式(2-21)で定められる, 融合した後の加振目標値から振動台表面変位と加速度までの伝達特性を式(2-30)の通りに設定した. 加振機の限界性能を考慮して3次のローパス特性を持たせてある.

$$\begin{aligned} & W_{r_1 y_1}(s) + W_{r_2 y_2}(s) \\ &= \left(\frac{1.98 \times 10^8}{s^3 + 1.75 \times 10^3 s^2 + 1.02 \times 10^6 s + 1.98 \times 10^8} \right) \left(\frac{\sum_{k=0}^5 n_k s^k}{\sum_{k=0}^5 n_k s^k} \right) \end{aligned} \quad (2-30)$$

式(2-30)で定めた $W_{r_1 y_1}(s)$ と $W_{r_2 y_2}(s)$ を足し合わせた伝達特性は20Hzまでの信号に対してゲイン0dB, 位相遅れ0degに近くなるよう極配置を調整してある.

次に, 式(2-30)の分子多項式を s^2 以上の項と s 以下の項で分け, 規範となるテーブル目標変位 r_1 からテーブル変位 y_1 までの伝達特性, テーブル目標加速度 r_2 からテーブル加速度 y_2 までの伝達特性へそれぞれ割り振った. その結果, Dual Model Matching手法で設計する制御系の規範特性として式(2-31), 式(2-32)を得た.

$$\begin{aligned} & W_{r_1 y_1}(s) \\ &= \left(\frac{1.98 \times 10^8}{s^3 + 1.75 \times 10^3 s^2 + 1.02 \times 10^6 s + 1.98 \times 10^8} \right) \left(\frac{\sum_{k=0}^1 n_k s^k}{\sum_{k=0}^5 n_k s^k} \right) \end{aligned} \quad (2-31)$$

$$\begin{aligned} & W_{r_2 y_2}(s) \\ &= \left(\frac{1.98 \times 10^8}{s^3 + 1.75 \times 10^3 s^2 + 1.02 \times 10^6 s + 1.98 \times 10^8} \right) \left(\frac{\sum_{k=2}^5 n_k s^k}{\sum_{k=0}^5 n_k s^k} \right) \end{aligned} \quad (2-32)$$

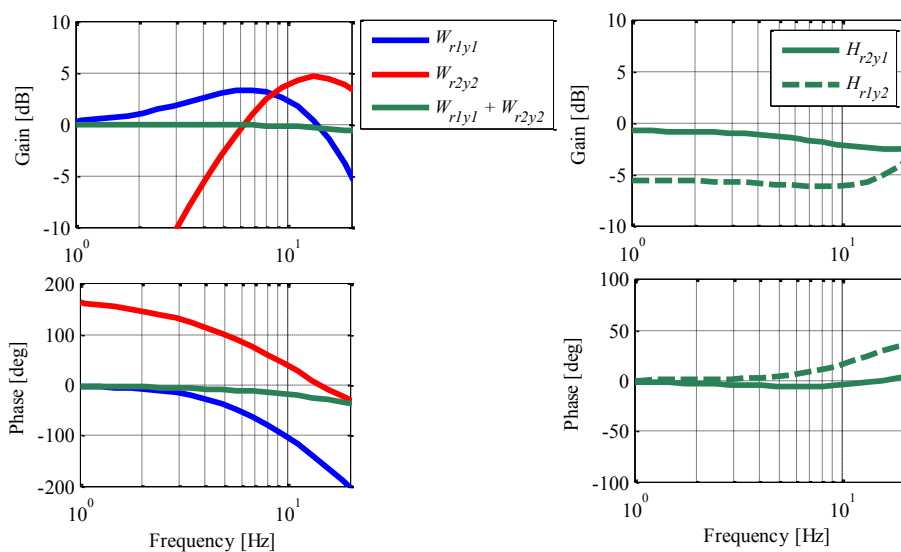
式(2-31), 式(2-32)は式(2-30)を満たし, 式(2-30)の右辺多項式は式(2-33)の通り定めた.

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^5 n_k s^k &= s^5 + 5.87 \times 10^2 s^4 + 1.32 \times 10^5 s^3 + 1.42 \times 10^7 s^2 + 7.27 \times 10^8 s \\ &+ 1.42 \times 10^{10} \end{aligned} \quad (2-33)$$

図 2.13(a)は式(2-31)と式(2-32)に示された、目標値から出力までの閉ループが有する周波数応答である。式(2-30)の周波数応答は緑の実線で示すとおりである。図 2.13(b)はカップリング要素の伝達関数 $H_{r1y2}(s)$ と $H_{r2y1}(s)$ である。今回設計した $H_{r1y2}(s)$ と $H_{r2y1}(s)$ の伝達特性はおおむね $0\text{dB} \sim -5\text{dB}$ の範囲にあり、さきに述べた式(2-18)・式(2-19)の仮定に近い。

3 自由度電動加振機の外観はすでに図 2.12 に示した写真のとおりである。この装置はテーブルを z 方向(地面に対し垂直方向)、 x 方向(地面に対し水平方向) θ 方向(ピッチ回転)の 3 自由度へ加振できる。 x 軸、 z 軸の各アクチュエータの駆動軸に対してレーザ変位計・加速度計が取り付けられている(加速度計は図 2.12 の橙色で囲んだ部分に、レーザ変位計はアクチュエータへ平行にその外側に取りつけられている)。これに対して DSP を用いて制御系を実装した。

検証実験は 2 段階に分けて行った。最初に、二つの周波数帯域特性を足し合わせたとき、新たに得られる 2 目標値 2 出力の制御系が持つ周波数応答が、あらかじめ設定した $W_{r1y1}(s)$ と $W_{r2y2}(s)$ を足し合わせたものであるかを確認した。その後、地震波形の変位、加速度が再現できるかを検証した。最初の検討では制御系の周波数応答特性を確認するためにスイープサイン波による加振実験を行った。変位目標値へはスイープサイン波(周波数帯域 $1\sim 20\text{Hz}$)を使用し、加速度目標値にはこれを時間で 2 階微分したものを使用した。計測された変位・加速度の出力と目標値から周波数応答を導出し、これのゲイン特性および位相特性からコンセプトの有効性を確認することとした。ただし、あらかじめ設計された制御系のフィードフォワードゲインはオンサイトで最終調整した。



(a) Transfer function desired signal r to output

y

(b) Coupling transfer function

Fig. 2.13 Bode diagram for designed transfer functions form desired signal r to output y and Coupling transfer functions

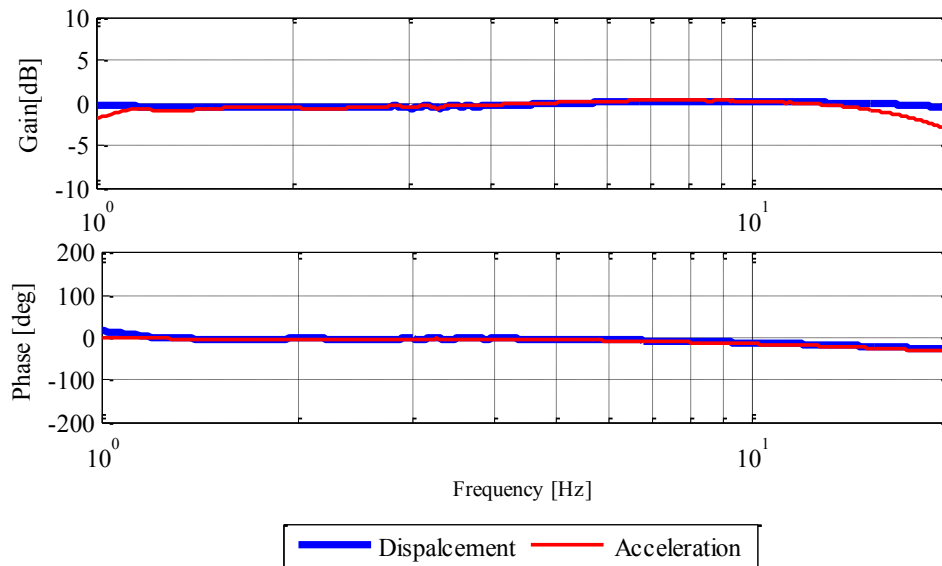


Fig. 2.14 Validation experimental results controlled by controller fusion method: The blue line is from desired displacement signal to output displacement signal. The red line is from desired acceleration signal to output acceleration signal.

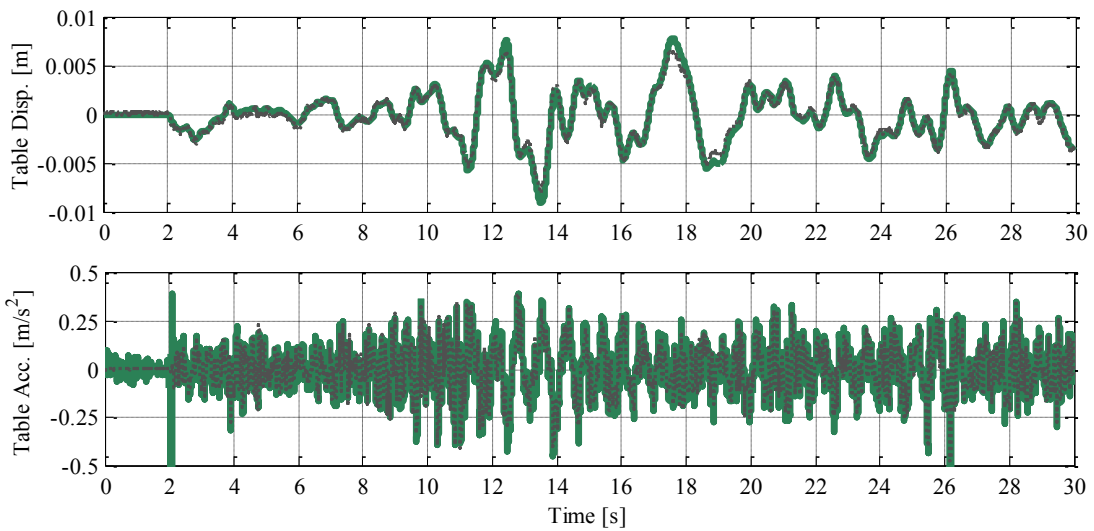


Fig. 2.15 Experimental Results of Controller Fusion in case of seismic wave

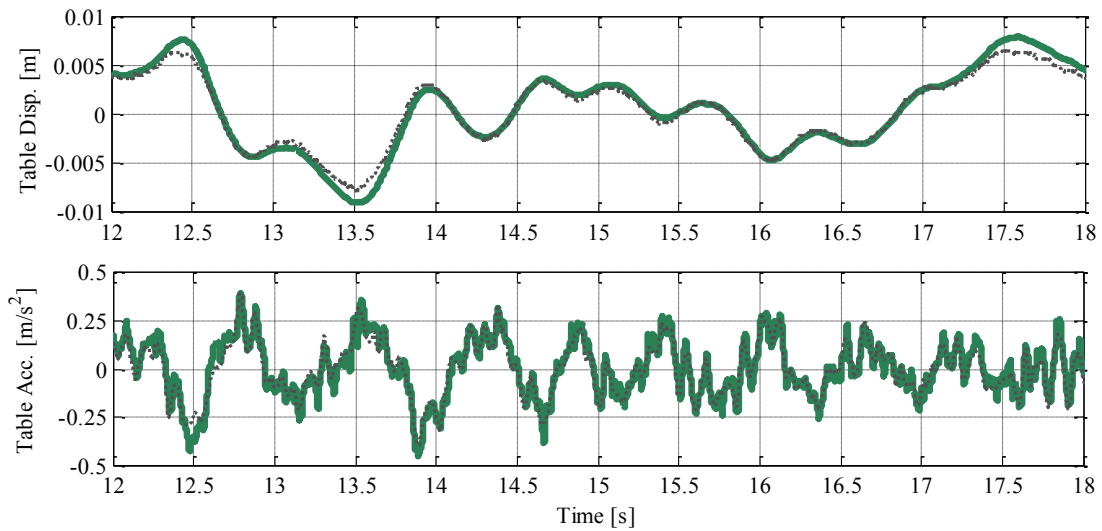


Fig. 2.16 Zoom on 12s-18 s for Fig. 10

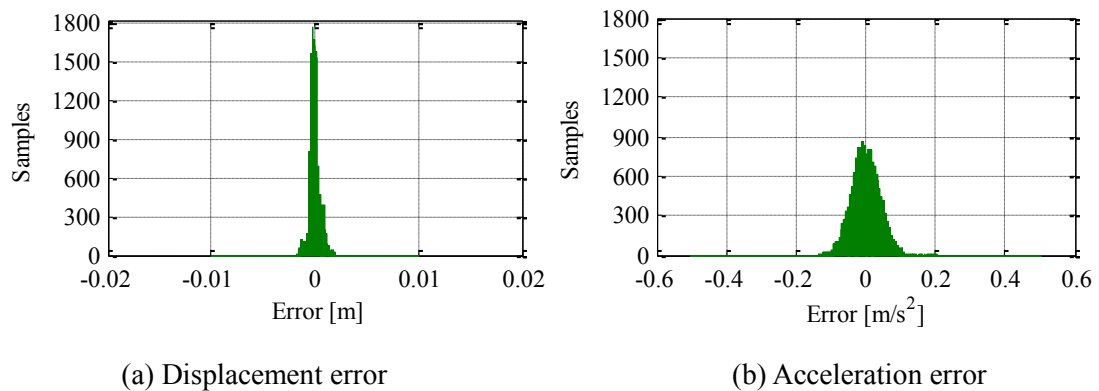


Fig. 2.17 Histograms about error between controlled output and demand signal (3sec. – 20sec.)

図 2.14 は最初の検討のための実験結果で、目標変位 r_1 に対する出力変位 y_1 、目標加速度 r_2 に対する出力加速度 y_2 、それぞれの周波数応答をプロットしたものである。この結果から 20Hz までの周波数帯域では、図 2.11 で示した周波数特性と同等の特性が得られており、コントローラフュージョンによる制御系の実現が確認できた。

次に地震波の再現実験結果について述べる。電動加振機に対する目標波形には、2011 年 3 月 11 日に発生した東日本大震災に際して福島県相馬市で観測された地震波形[43]を基に作成した。入力波形の作製には装置固有の最大ストローク、再現可能な最大加速度、駆動周波数の限界を考慮した。本実験で使用した目標値は振動台単体での性能を評価するためのものであり、厳密な模型実験を目的に生成された波形ではない。

実験では z 方向, x 方向の両方へ地震波をベースとした信号を入力し、ピッチ方向は回転成分がないものとして目標値を 0deg, 0deg/s² とした。本論文では x 軸における実験結果のみを図 2.13 に示し、その一部を拡大して図 2.14 に示す。これらの図は地震波系の目標値と計測された振動台表面の変位・加速度を同一時間軸上に重ね合わせたものである。振動台変位、加速度の制御結果は大域的には両方とも目標値によく一致していることがわかる。ただし、本論文で示す実験結果の加速度信号は計測ノイズ除去のために、信号の周波数帯域に対するフィルタで整形したものである。

図 2.17 は図 2.15, 図 2.16 に示した実験結果から、3 秒から 20 秒までの区間における目標値に対する実験結果の誤差をヒストグラムに表したものである。変位についてのヒストグラム、加速度に関するヒストグラムの区間の分割はいずれも目標値の最大振幅の 100 分の 1 とした。誤差の頻度はほぼ正規分布様の形状である。その特徴的な数値は表 2.4 に示す。

Table 2.4 Numerical parameters about the experiment on 3-dof shaking table

Error	Displacement	Acceleration
Mean	-9.16×10^{-6}	1.1×10^{-4}
Standard Deviation	5.09×10^{-4}	4.1×10^{-2}
Root Mean Square	6.64×10^{-2}	4.1×10^{-2}

これらの評価に関しては非制御状態での振動台の運動性能，センサ出力に固有なばらつきを考慮する必要があるが，今回実験に利用した目標波形に対しては値が十分に小さいことから，コントローラフュージョンを用いた制御系を利用して 3 自由度電動加振機に高精度な地震波再現性能を与えることに成功したと判断できる。

しかしながら本実験で用いたコントローラフュージョンの設計では補償器を導出するための設計が経験や試行に依存しやすい欠点がある。一般的に，古典制御ベースの設計では経験や知識に基づいて制御系の極を配置できることから，状態空間にもとづく制御系設計よりも優れているとされているが，特に次数が大きくなった場合には配置する極が制御系全体にどのような影響を及ぼすのかが不明確になる問題点がある。そこで次の章では状態空間に基づいてコントローラフュージョンを設計することが可能であることを述べる。

第 2 章補足 Dual Model Matching 手法による制御系設計

本章で扱った 2 自由度制御系の構成には田川らの Dual Model Matching 手法[41]を参考にした設計手法を用いた。制御対象の極を変化させてその特性を目的に対して都合のよいものにする場合，状態フィードバックが簡単な方法であるが，本章で考えたような，フィードバック補償器や制御系として得られる閉ループ特性にフィルタ特性などを持たせようとする場合，フィードバック補償器に適切な伝達関数を利用する必要がある。この場合，フィードバック補償器の伝達関数と，フィードバック系全体の伝達関数がどのような関係にあるのかを明らかにしなければ，制御の目的に合致する閉ループの伝達関数を得るためにどのようなフィードバック補償器を用いるべきなのかはわからない。本節では簡単な例題を通して，Dual Model Matching 法を下に任意の閉ループ特性を得るために必要なフィードバック補償器の導出を行う計算方法を述べる。

まず，例題として制御対象を式(2-34)とおく

$$P(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} = \frac{s + K}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2} \quad (2-34)$$

これに対するフィードバック補償器を式(2-35)と定める。

$$C(s) = \frac{N_c(s)}{D_c(s)} = \frac{n_{c0}}{d_{c1}s + d_{c0}} \quad (2-35)$$

この二つの要素から成るフィードバック制御系を図 2.18 のとおりに構成する.

フィードバック制御系の伝達関数を持つ分母多項式は式(2-34)と式(2-35)から次のとおりに導かれる.

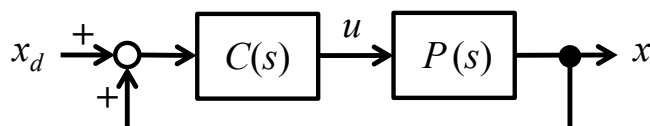


Fig. 2.18 General closed loop model

$$D_s(s) = D_c(s)D_p(s) + N_c(s)N_p(s) \quad (2-36)$$

この分母多項式はフィードバック制御系全体の安定性を支配する. そのため, この分母多項式がもつすべての根が負の実部を有する(安定な極を有する)ことが必要である. これを, まず安定な極を持つ適当な $D_s(s)$ を定め, それを満たす多項式 $D_c(s)$ と $N_c(s)$ を導くことで実現する. そのために式(2-36)の右辺, 左辺の係数を比較する式を立てる. それが式(2-37)と式(2-38)である.

$$D_s(s) = [D_p(s) \quad N_p(s)][D_c(s) \quad N_c(s)]^T \quad (2-37)$$

$$\widetilde{D}_s = [D_{p_mat} \quad N_{p_mat}] \begin{bmatrix} \widetilde{D}_c \\ \widetilde{N}_c \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

ここでチルダは多項式の係数を s の乗数が大きいものから並べたベクトルである. たとえば, 式(2-36)における分母多項式 $D_c(s)$ の係数ベクトル \widetilde{D}_c はベクトル $[d_{c1} \ d_{c0}]$ となる. また D_{p_mat} と N_{p_mat} は多項式の係数を乗算操作するための行列である.

$$\widetilde{D}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 2\omega_n\zeta & 1 & 0 \\ \omega_n^2 & 2\omega_n\zeta & 1 \\ 0 & \omega_n^2 & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{c1} \\ d_{c0} \\ n_{c0} \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

$$D_{p_mat} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2\omega_n\zeta & 1 \\ \omega_n^2 & 2\omega_n\zeta \\ 0 & \omega_n^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{D}_p & 0 \\ 0 & \widetilde{D}_p \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

$$N_{p_mat} = [0 \ 0 \ 1 \ K]^T = [0 \ 0 \ \widetilde{N}_p]^T \quad (2-41)$$

式(2-38)は係数を比較するための連立方程式である。この連立方程式へ制御対象の伝達関数を持つ分母多項式、分子多項式の係数を代入し、フィードバック制御系の分多項式 $D_s(s)$ を与えることで、フィードバック補償器の伝達関数の係数が導出される。この例題では連立方程式の係数 $[D_{p_mat} \ N_{p_mat}]$ が可制御・可観測な制御対象である場合には正則であるから逆行列が導出でき、連立方程式の解が一意に定まる。

ここまでの議論をより一般化すると次のようになる。ただし、説明を簡単にするために $C(s)$ を l 次元の状態量を持つ k 入力1出力のフィードバック補償器、 $P(s)$ を f 次元の状態量を持つ1入力 k 出力の系とする。

$$P(s) = \frac{1}{D_p(s)} \begin{bmatrix} N_{p1} \\ N_{p2} \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} \sum_{i=0}^f n_{1i}s^i \\ \sum_{i=0}^f n_{2i}s^i \end{bmatrix}}{\sum_{i=0}^m d_i s^i} \quad (2-42)$$

$$C(s) = \frac{1}{D_c(s)} \begin{bmatrix} N_{c1} \\ N_{c2} \end{bmatrix}^T = \frac{\begin{bmatrix} \sum_{i=0}^l n_{c1i}s^i \\ \sum_{i=0}^l n_{c2i}s^i \end{bmatrix}^T}{\sum_{i=0}^k d_{ci}s^i} \quad (2-43)$$

このとき、求めたいフィードバック補償器の伝達関数行列が持つ係数列は次のとおり

$$[\widetilde{D}_c \quad \widetilde{N}_{c1} \quad \widetilde{N}_{c2}]^T = [d_{ck} \quad \dots \quad d_{c0} \quad n_{c1l} \quad \dots \quad n_{c10} \quad n_{c2l} \quad \dots \quad n_{c20}] \quad (2-44)$$

このベクトルは $(k + 2l + 3)$ 次元となる. 式(2-40)を参考にすれば, 制御対象の分多項式係数を乗算する行列は次のとおりに定められる.

$$D_{p_mat} = \begin{bmatrix} d_m & 0 & & 0 & 0 \\ \vdots & d_m & & \vdots & 0 \\ d_0 & \vdots & & 0 & \vdots \\ 0 & d_0 & \dots & d_m & 0 \\ \vdots & 0 & & \vdots & d_m \\ 0 & \vdots & & d_0 & \vdots \\ 0 & 0 & & 0 & d_0 \end{bmatrix} \quad (2-45)$$

式(2-45)で定められた D_{p_mat} 行列は $(m + k + 1)$ 行 $(k + 1)$ 列の行列である. 続いて式(2-41)を参考にすると, 制御対象の分子多項式に関して乗算を操作する行列は, 次のように導かれる.

$$N_{p_mat} = \begin{bmatrix} 0_{(f+l+2) \times (l+1)} & 0_{(f+l+2) \times (l+1)} \\ N_{p1_mat} & N_{p2_mat} \end{bmatrix} \quad (2-46)$$

$$N_{p1_mat} = \begin{bmatrix} n_{1f} & 0 & & 0 \\ \vdots & n_{1f} & & \vdots \\ n_{10} & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & n_{10} & & n_{1f} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & & n_{10} \end{bmatrix} \quad (2-47)$$

$$N_{p2_mat} = \begin{bmatrix} n_{2f} & 0 & & 0 \\ \vdots & n_{2f} & & \vdots \\ n_{20} & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & n_{20} & & n_{2f} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & & n_{20} \end{bmatrix} \quad (2-48)$$

N_{p_mat} は $(f + l + 2)$ 行 $(2l + 2)$ 列の行列である. N_{p1_mat} は $(l + n)$ 行 $(l + 1)$ 行列である. N_{p2_mat} も $(l + n)$ 行 $(l + 1)$ 列の行列である.

最後に, フィードバック制御系の分母多項式を定める.

$$D_s(s) = \sum_{i=0}^{m+k} d_{si} s^i \quad (2-49)$$

以上のように、一般化しても伝達関数の分子多項式や分母多項式の係数を比較することでフィードバック制御系の補償器を見通しよく簡単に導出することができる。一般化した場合の問題として、制御対象の伝達関数を持つ多項式から係数をならべて作る行列が正方ではない場合があることがあげられる。この場合、逆行列を用いて連立方程式を解くことはできないため、正規方程式を利用した最小二乗解の導出や、特異値を利用して連立方程式を解く方法などを用いる必要がある[44]。このような連立方程式の問題を解いて制御系を設計することは制御工学上多く試みられており、たとえば線形行列不等式(LMI)を使って制御系を設計する方法が一例としてあげられる[45]。

第3章

線形制御を用いた高精度な運動再現性能を実現する 制御系の設計

Controller synthesis to accurately reproduce motion based on linear control theory

第1節 制御系設計の整理

第2章の基礎原理で述べたコントローラフュージョンでは制御系の設計に際して高次数の多項式を定める必要があるため、設計が経験的なものになりやすい問題点があった。たとえば、先に紹介した応用では、制御系を設計するために定めなければならない多項式の次数が8次である。これは第2章で述べた設計手法は古典制御手法に立脚しているためである。古典制御手法では極と零点の調整により制御性能の調整を行うが、制御系全体のシステムが構成する系の次数が大きくなりやすく、そのために制御系設計時に調整する極が増大する場合がある。特にコントローラフュージョンではフィードバック補償器にローパスフィルタの周波数応答特性とハイパスフィルタの周波数応答特性とを設定する必要がある。さらに実装のためには導出される補償器が安定でなければならない。実用を考えた場合、制御系の調整が簡単に行えることは重要である。

そこで本章では制御系設計を簡単にするために変位・加速度のフィードバックを行うことが可能な補償器を低次元に設計する方法を新しく提案する。そのためにセンサフュージョンのひとつ、Composite filter (コンポジットフィルタ)[46]や Complementary filter (コンプリメンタリフィルタ)[47]へ着目した。第3章ではコントローラの周波数特性と制御系全体に与える周波数特性をまとめて設計するのではなく、コントローラフュージョンを実現する際に必要なフィードバック補償器をそのフィルタ特性と制御ゲインに分けて考えそれぞれを独立に設計する方法を論じる。

第2節 設計方法

まず，制御対象を機械系として，加速度・変位を出力する対象を次のように定義する

$$\begin{bmatrix} \ddot{y} \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{D_p(s)} \begin{bmatrix} s^2 N_p(s) \\ N_p(s) \end{bmatrix} u \quad (3-1)$$

この制御対象の出力からコンポジットフィルタによって推定値を算出する．一例としてコンポジットフィルタの伝達関数は次の式(3-2)から式(3-4)で表される．変位信号・加速度信号の物理的特性を考えると，加速度信号を通過させるフィルタにはハイパス特性を持たせ，変位信号を通過させるフィルタにはローパス特性を持たせている．これは加速度信号に含まれる高周波数の信号成分が低周波数の信号成分よりも大きい振幅を有し，変位信号は低周波数の信号が高周波数の信号よりも大きな振幅を有する特徴を考慮したものである．

$$F_h(s) = \frac{s^3 + a_2 s^2}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3-2)$$

$$F_l(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3-3)$$

$$F_h(s) + F_l(s) = 1 \quad (3-4)$$

コンポジットフィルタへ利用する伝達関数は理論上特に制約はないが，本論文では簡単のためにカットオフ周波数を ω_{cf} とするバターワース特性を利用する場合を例に挙げる．この時の分母多項式・分子多項式の係数は次の式(3-5)に従う．

$$s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = s^3 + 2\omega_{cf} s^2 + 2\omega_{cf}^2 s + \omega_{cf}^3 \quad (3-5)$$

コンポジットフィルタによって計算される信号は次のとおりである．本論文ではこれを複合信号と呼び，個別には複合加速度信号，複合変位信号と呼ぶ．

$$\ddot{y}_c = F_h(s)\ddot{y} + s^2 F_l(s)y \quad (3-6)$$

$$y_c = s^{-2}F_h(s)\ddot{y} + F_l(s)y \quad (3-7)$$

複合信号をフィードバックし, 目標値に対してフィードフォワードゲイン L_f を適用すると, 操作量 u は次の式で表される.

$$u = L_a\ddot{y}_c + L_d\dot{y}_c + L_f r \quad (3-8)$$

L_a, L_d はフィードバックゲインである. この式は推定値の定義式を用いて次のとおりに変形される.

$$u = L_a(F_h(s)\ddot{y} + s^2F_l(s)y) + L_d(s^{-2}F_h(s)\ddot{y} + F_l(s)y) + L_f r \quad (3-9)$$

以上がコンポジットフィルタを利用した場合の変位・加速度フィードバック制御である. 操作量として式(3-8)を用いた場合のブロック線図を図 3.1 に示す. これはコンポジットフィルタによって, 変位センサの計測値と加速度センサの計測値から複合変位信号 y_c と複合加速度信号 \ddot{y}_c を導出してフィードバック制御に用いている.

次にコンポジットフィルタの構成を変形し, コントローラフュージョンの形式へ近づけていく. 先に示したコンポジットフィルタの構成ではセンサからの信号を微分器・積分器とフィルタを組み合わせたものへ入力し, 疑似微分・疑似積分を行っている. さらに, 複合信号をこの疑似微分動作・疑似積分動作は特定の周波数帯だけで行われている. この点ではコンポジットフィルタとコントローラフュージョンで同じことを実現しようとしている. 図 3.1 で示す構成の場合には, 変位信号の微分は低周波数域のみであり, 加速度信号の積分は高周波数帯域のみである. そこで, コンポジットフィルタの構成の中で, フィルタのみを通過させる信号はフィードバック補償器としてそのまま残置し, 疑似微分・疑似積分を施す信号はフィードバック信号を目標値信号で置き換えることを考えた. これらを目標値に置き換えた場合, 目標値で置き換えた部分はフィードフォワード制御器として動作し, そのまま残置した部分はフィードバック制御器として動作することが期待できたからである. 図 3.2 にこのアイデアを示す.

また, 制御系を構成する際に, その制御系が持つ規範特性がバターワース特性であるとして, そのカットオフ周波数が目標値として利用する信号の周波数帯よりも十分に高い場合には出力信号に代えて目標値信号を利用することが可能である. 仮にコンポジットフィルタでフィ

ードバックしている信号をすべて目標値信号に取り換えた場合、それはフィードフォワード制御となるが、本研究のように一部分だけを変える場合はフィードバック信号に含まれる計測ノイズやモデル化誤差の影響を低減することが期待できる。

$$u = L_a(F_h(s)\ddot{y} + s^2F_l(s)r) + L_d(s^{-2}F_h(s)\ddot{r} + F_l(s)y) + L_f r \quad (3-10)$$

このとき、ラプラス演算子の特性を利用すれば目標値信号を置き換えることが可能である。

$$u = L_a(F_h(s)\ddot{y} + F_l(s)\ddot{r}) + L_d(F_h(s)r + F_l(s)y) + L_f r \quad (3-11)$$

$$u = [L_a F_h(s) \quad L_d F_l(s) + L_f] \begin{bmatrix} \ddot{r} \\ r \end{bmatrix} + [L_a F_h(s) \quad L_d F_l] \begin{bmatrix} \ddot{y} \\ y \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

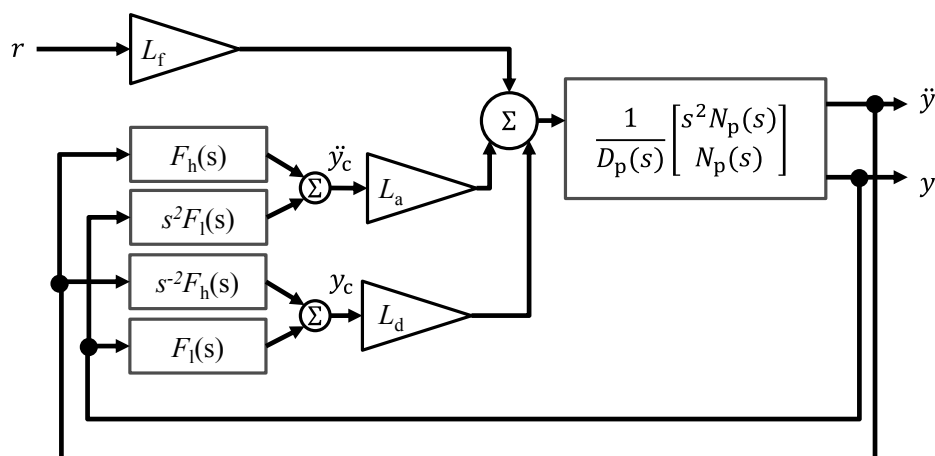


Fig. 3.1 Block diagram of Sensor fusion based control in case of composite filter

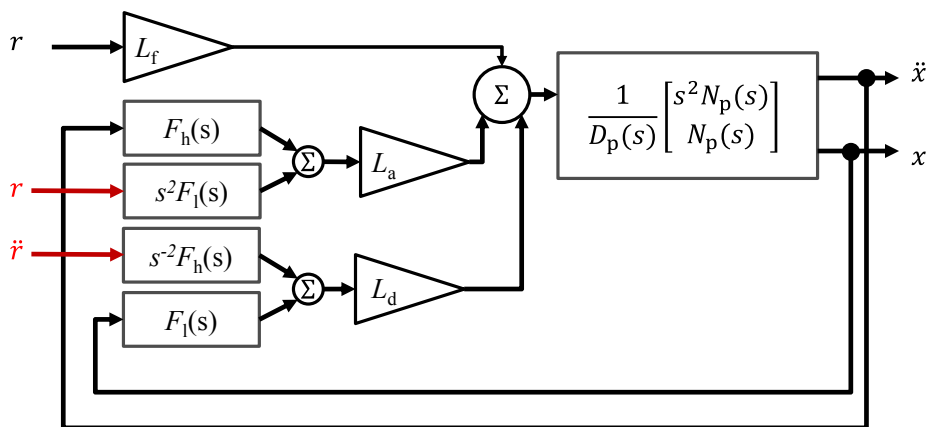


Fig. 3.2 Equivalent transformation from composite filter (shown in Fig.3.1)

これがコントローラフュージョンを状態空間に基づいて設計する方法のひとつである。制御系の構造は図 3.3 に示す。これは第 2 章で述べた 3 自由度電動加振機の制御に使用した制御系と同じである。

次に第 2 章での議論に沿って、フィードバック補償器へ入力される信号がフィードフォワード補償器を通過した後の信号と出力をフィードバックした信号の和である場合を考える。そのため、先ほどの式を変形して次の式の形を操作量として定義する。

$$u = L_a F_h(s)(\ddot{y} + F_h(s)^{-1} F_l(s)\ddot{r}) + L_d F_l(s)(F_l(s)^{-1} F_h(s)r + y) + L_f r \quad (3-13)$$

ここで、コンポジットフィルタの逆特性が出現するため、実現のために別のプロパな伝達関数に置き換えるを試みる。

$$F_h(s)^{-1} F_l(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s^3 + a_2 s^2} \quad (3-14)$$

$$F_l(s)^{-1} F_h(s) = \frac{s^3 + a_2 s^2}{a_1 s + a_0} \quad (3-15)$$

2 階微分・積分を行うラプラス演算子を分けて考えるならば次の式を得る。

$$F_h(s)^{-1} F_l(s) s^2 r = \frac{a_1 s + a_0}{s + a_2} r \quad (3-16)$$

$$F_l(s)^{-1} F_h(s) r = \frac{s + a_2}{a_1 s + a_0} s^2 r \quad (3-17)$$

この二つの式に現れる伝達特性は分子多項式と分母多項式の次数差が 0 となる。この伝達関数を次のように定義する。

$$H(s) = \frac{s + a_2}{a_1 s + a_0} \quad (3-18)$$

これは逆特性を持つ伝達関数を実現することが可能である。その結果、操作量は次のように定義される。

$$u = L_a F_h(s)(\ddot{y} + H(s)^{-1}r) + L_d F_l(s)(H(s)\dot{r} + \dot{y}) + L_f r \quad (3-19)$$

これをブロック線図で表したものが図 3.4 である。

コンポジットフィルタはフィルタのダイナミクスが閉ループをこうした制御系の制御ダイナミクスの上に現れない。制御対象のシステム行列が持つ固有値はフィードバックゲイン L_a , L_d のみによって調整される。そのため、コンポジットフィルタのアイデアから導かれた提案手法ではフィルタの特性を設定する問題と、制御対象の固有値を設定する問題が完全に分離されていることが特徴である。これにより第 2 章第 3 節で述べた手法の含んでいたフィルタ特性の設定、安定な補償器の導出を同時に満たす極配置を探す必要がある問題を解決している。また、調整するパラメータは変位・加速度フィードバックの場合はフィードフォワードゲイン 1 つと、フィードバックゲイン 2 つ、式(3-5)で登場するカットオフ周波数 ω_{cf} が 1 つの合計 4 つであり、第 2 章に比べて調整するパラメータは半減している。

第 3 節 検証実験

図 3.4 の構成とコンポジットフィルタの構成で同じ装置の運動を制御した際にどのような差が生じるかを実験で計測することにより、ここまでの式展開を導くために立てた仮説の検証を行った。実験装置はブリストル大学 ACT Lab. のご好意により油圧アクチュエータを利用させていただいた。実験に使用した油圧アクチュエータと計測環境の概略を図 3.5 に示す。本実験では加速度計の代わりにロードセルを利用した。この章のはじめでも述べたとおり、加速度と力は簡単な比例関係を有しているから、質量が既知であれば力の計測値から加速度を簡単に導出できる。重さは事前に計測し、 $4.8 \times 10\text{Kg}$ であった。コンポジットフィルタとコントローラフュージョンの補償器に関するゲイン設定などを表 3.1 に示す。

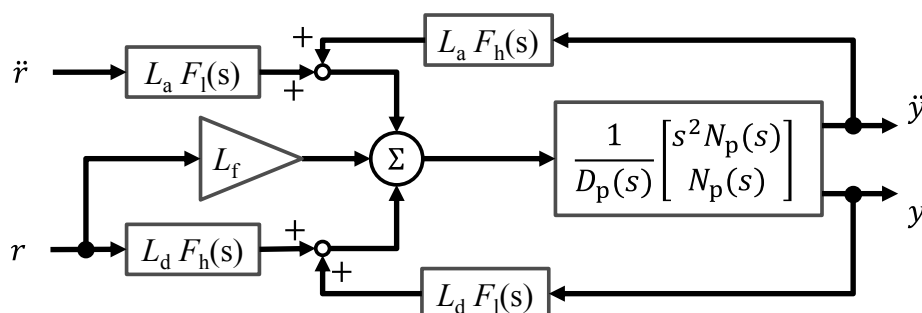


Fig. 3.3 Control scheme according to equation 3-17

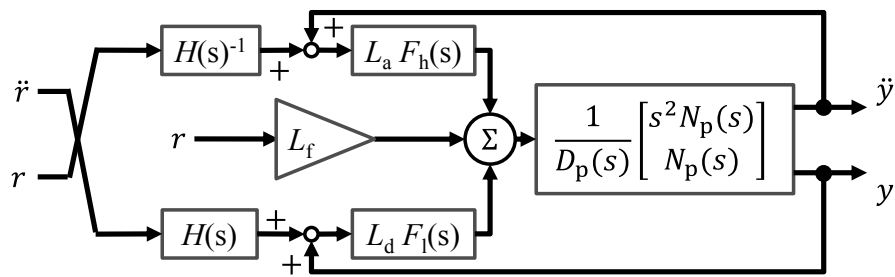


Fig. 3.4 Control scheme according to equation 3-18

Table 3.1 Controller parameters for validation experiments

parameter	value
L_a (Acceleration feedback gain)	-6.48×10^{-5}
L_d (Displacement feedback gain)	1.85×10^{-2}
L_f (Feedforward gain)	3.33×10^{-1}
Desired Pole (1)	$-9.00 \times 10 + (4.36 \times 10)i$
Desired pole (2)	$-9.00 \times 10 - (4.36 \times 10)i$
Cut off frequency ω_{cf} for F_h and F_l	7.00 rad/s

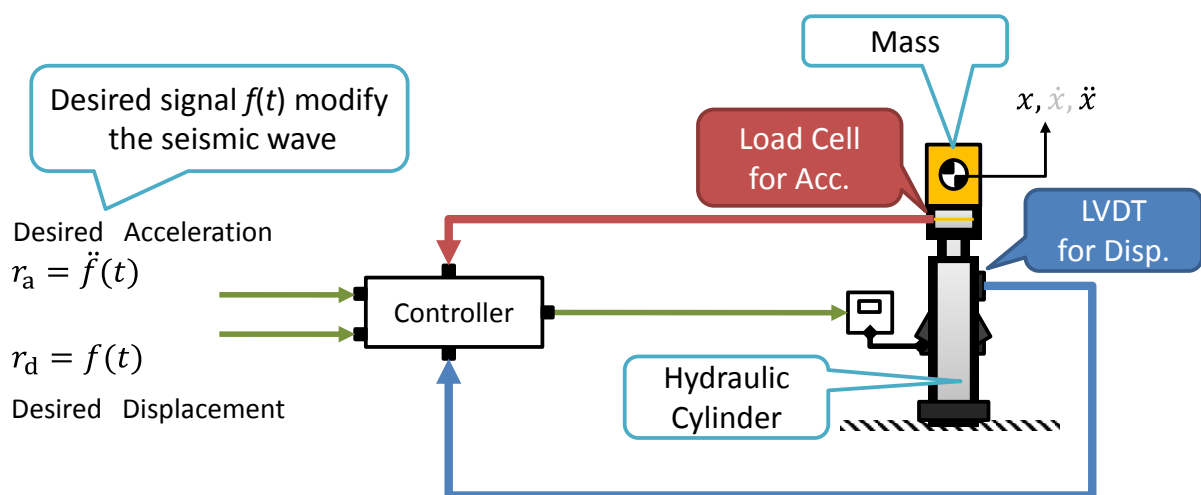


Fig. 3.5 Experimental rig for validation

本実験のために用意した目標波形は地震波系を模擬したものである。本実験の目的は二つある。一つ目は提案するコントローラフュージョンの制御性能を評価することであり、二つ目は今回の提案のきっかけとなったコンポジットフィルタと比較を行うことである。この実験ではコンポジットフィルタとコントローラフュージョンを利用して質量の位置と加速度を制御し、目標波形とその制御結果に対する誤差を評価する。

図 3.6・図 3.7 はコンポジットフィルタによる制御実験結果の時刻歴応答であり、図 3.8・図 3.9 はコントローラフュージョンによる実験の結果である。この結果は 3 回実験を行ったうちの 3 回目の結果を示したものである。また、両手法による制御実験の結果はきわめて差異が少ないことから、目標波形と出力波形の誤差を二乗し累積した **Integral Square Error (ISE)** 値[39]を算出し比較の参考にした。その結果を図 3.10 に示す。まず実験結果の加速度信号には多くのノイズが含まれることがわかる。これは、二つの実験において双方の加速度の計測値に見られる現象であることに加えて、表 3.2 と表 3.3 の結果から読み取ることができる。次にこれを除いて考えて ISE 値に着目すると、二つの実験結果から算出される値がほぼ同じ推移を時間に対してたどることから、両制御手法による実験結果は一致していると考えられる。さらに操作信号の値を見ても同様であることは明らかであるから、理論上では今回用いたコンポジットフィルタとコントローラフュージョンの制御アルゴリズムにおける差はほぼない。そのため、コントローラフュージョンの設計方法を状態方程式に基づいて導出するためにおいた仮説は有効であることが確認された。誤差に対する評価を行うために、変位の制御誤差と加速度の制御誤差をヒストグラムにしたものを図に示す。ヒストグラムは目標値波形の最大振幅の 100 分の 1 を区間の幅として描いたものである。また、このヒストグラムで表したパラメータとともに、誤差を **Root Mean Square (RMS)** 値で評価したものを表 3.2 と表 3.3 にそれぞれまとめる。なお、表 3.2 と表 3.3 には同様の実験を 3 回行った結果も併記してある。

加速度の制御結果についてはコンポジットフィルタでの制御、コントローラフュージョンの制御、いずれの場合においても高周波数の振動がみられるが、誤差のヒストグラムがガウス分布に従うことから、偶然性に支配されるノイズではないかと考えられる。

また、ISE の比較図において両手法に差異がみられるが、この差は積分計算の誤差、または先に述べた偶然性に支配されたノイズの影響によるものではないかと考えている。仮に両手法により明確な差があるならば、ISE 曲線の増加傾向が異なるはずである。今回導出された ISE 曲線はともに同様の傾向を持つことから両手法に明確な差はないといえる。

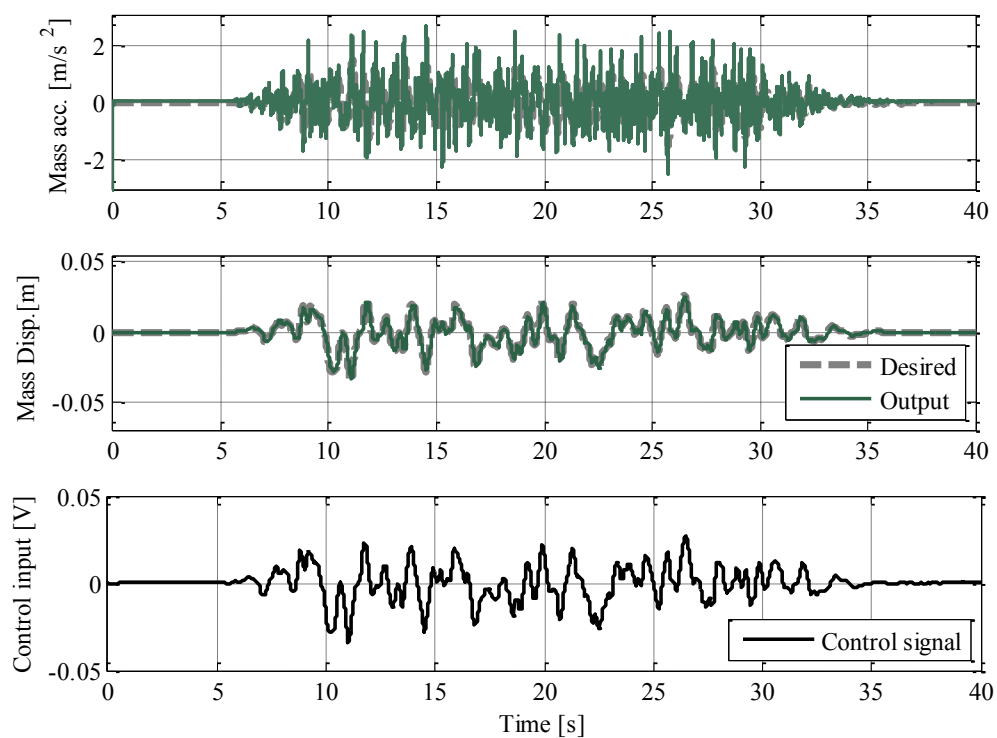


Fig. 3.6 Results of Composite Filter based control (No.3)

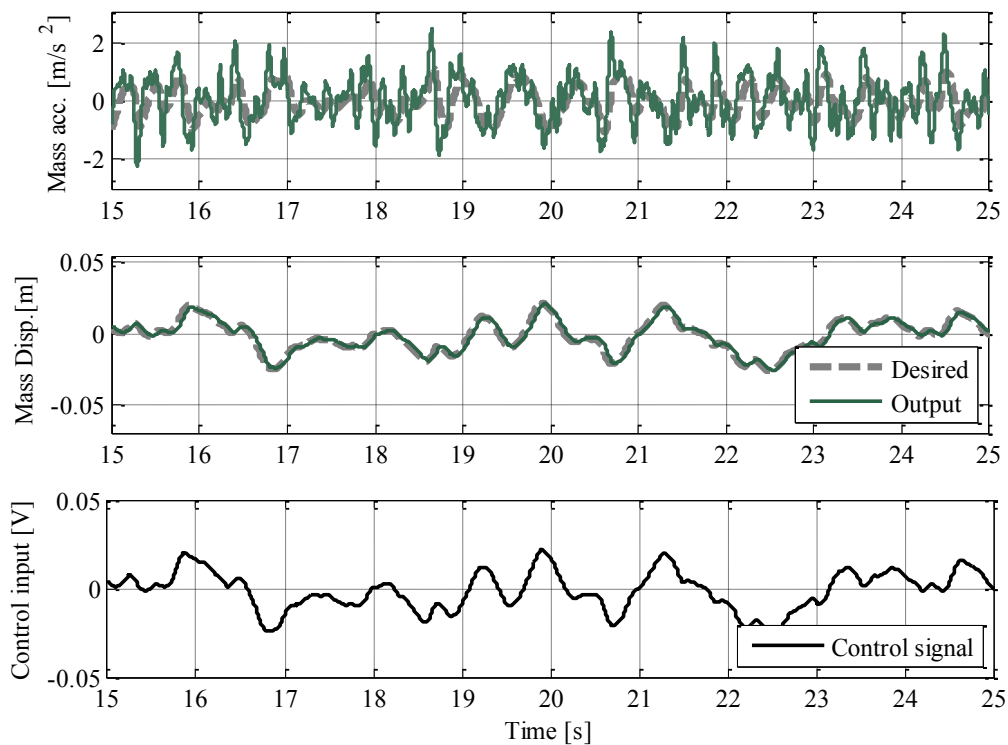


Fig. 3.7 Results of Composite Filter based control (No.3) (Zoom)

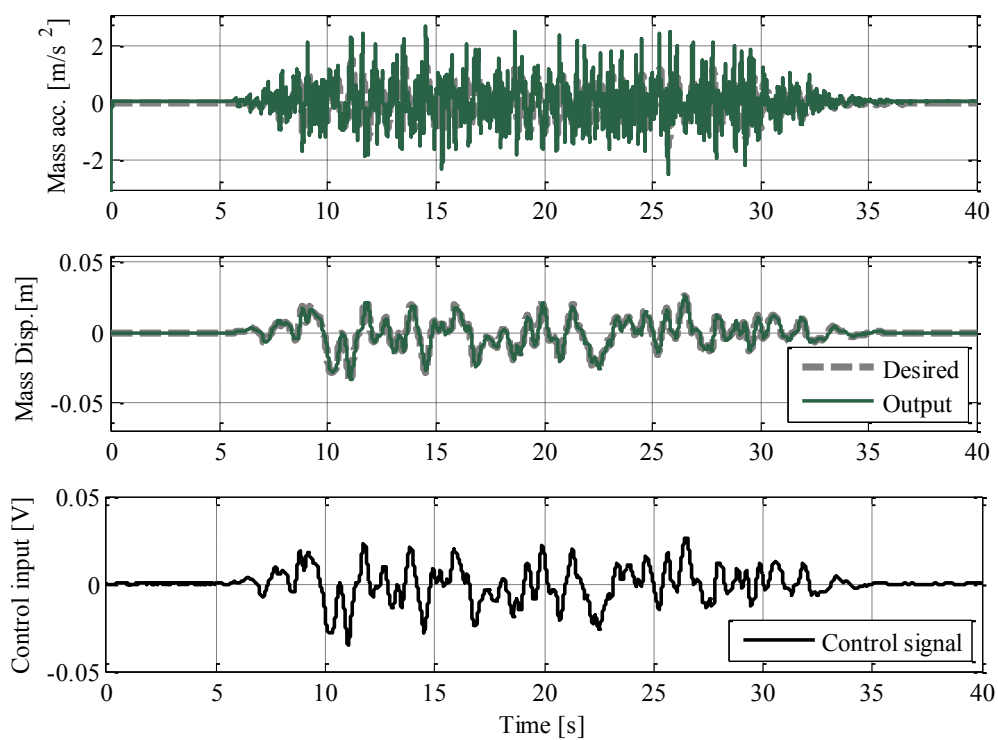


Fig. 3.8 Results of Controller Fusion control (No.3)

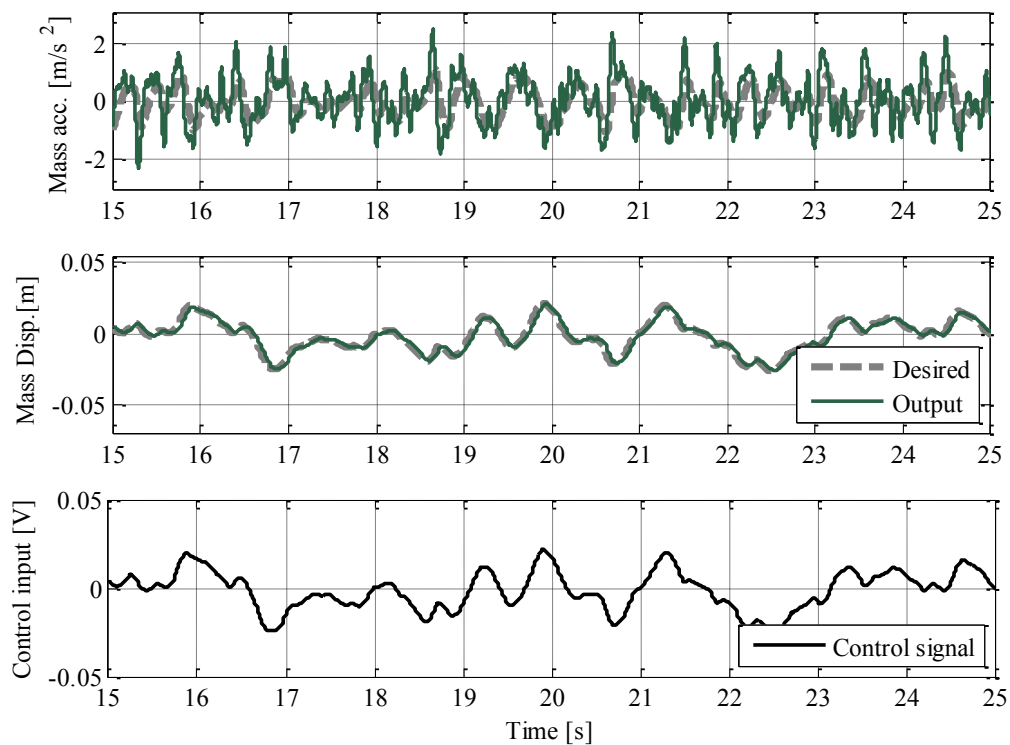


Fig. 3.9 Results of Controller Fusion control (No.3) (Zoom)

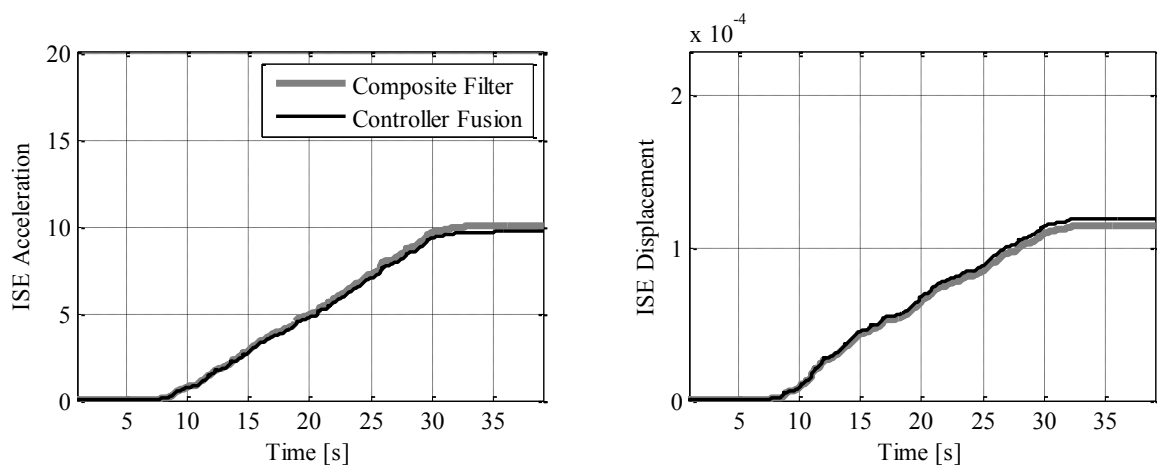


Fig. 3.10 Comparing integral square error on Controller Fusion control with on Composite Filter based control (No.3) (1sec – 39sec)

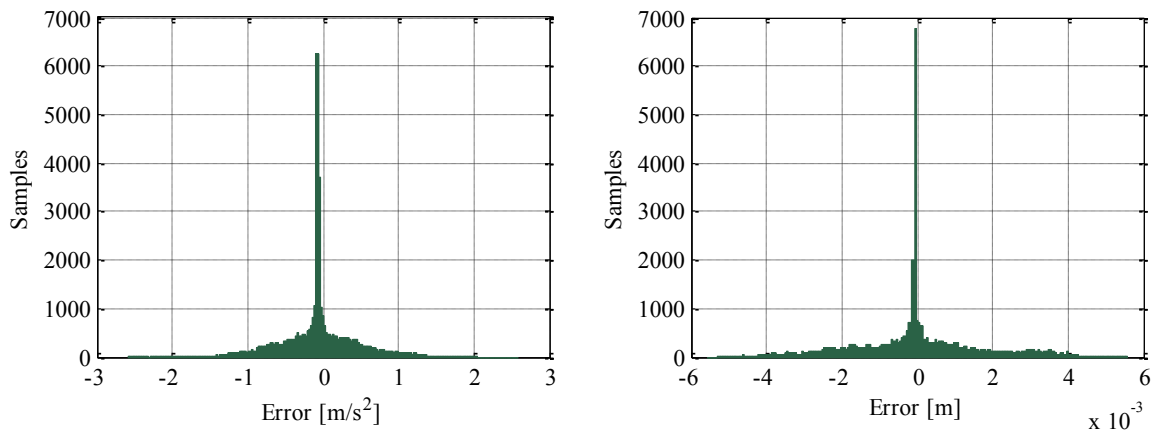


Fig. 3.11 Controlled error histogram (Composite Filter based control) (No.3) (1sec – 39sec)

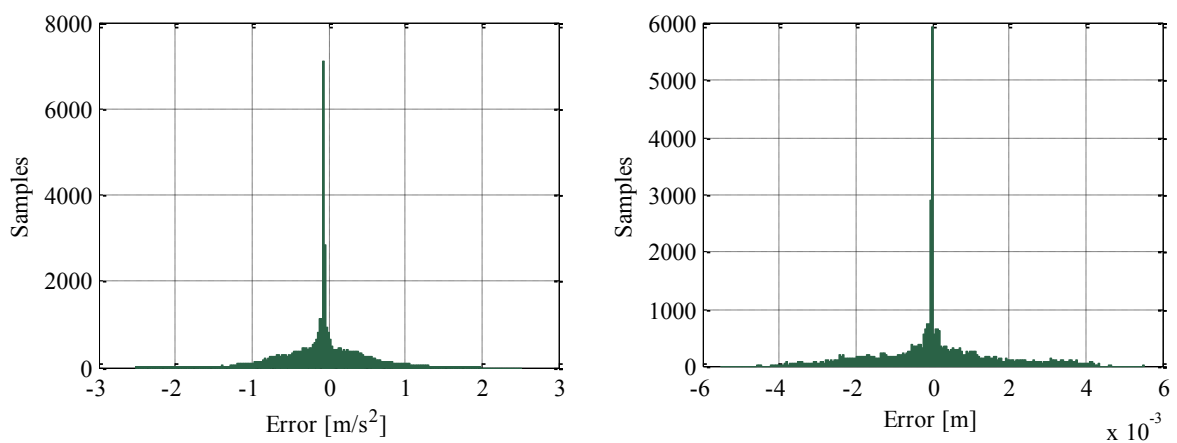


Fig. 3.12 Controlled error histogram (Controller Fusion control) (No.3) (1sec – 39sec)

Table 3.2 Composite Filter Control Error analysis (1sec -39 sec)

Error	No. 1		No. 2		No. 3	
	Disp.	Acc.	Disp.	Acc.	Disp.	Acc.
Mean	-7.29×10^{-6}	-6.65×10^{-2}	-9.90×10^{-6}	-6.66×10^{-2}	-1.07×10^{-5}	-6.63×10^{-2}
S. D.	1.7×10^{-3}	5.1×10^{-1}	1.7×10^{-3}	5.1×10^{-1}	1.7×10^{-3}	5.1×10^{-1}
R.M.S.	1.7×10^{-3}	5.2×10^{-1}	1.7×10^{-3}	5.1×10^{-1}	1.7×10^{-3}	5.2×10^{-1}

Table 3.3 Controller Fusion Control Error analysis (1sec – 39sec)

Error	No. 1		No. 2		No. 3	
	Disp.	Acc.	Disp.	Acc.	Disp.	Acc.
Mean	3.88×10^{-5}	-6.60×10^{-2}	3.98×10^{-5}	-6.60×10^{-2}	-3.93×10^{-5}	-6.60×10^{-2}
S. D.	1.8×10^{-3}	5.0×10^{-1}	1.8×10^{-3}	5.0×10^{-1}	1.8×10^{-3}	5.0×10^{-1}
R.M.S.	1.8×10^{-3}	5.1×10^{-1}	1.8×10^{-3}	5.1×10^{-1}	1.8×10^{-3}	5.1×10^{-1}

なお、コントローラフュージョン・コンポジットフィルタの両方で加速度の制御結果において目波形に対して制御結果波形の位相がずれることがある。これは制御系設計においておいた目標値信号間の伝達特性が完全に満たされていないためである。たとえば制御系設計では対象が式(3-1)であると考えたが、実験装置での構成では以下のとおりであるとする。

$$\begin{bmatrix} y_{acc} \\ y_{disp} \end{bmatrix} = \frac{1}{D_p(s)} \begin{bmatrix} G_s(s)N_p(s) \\ N_p(s) \end{bmatrix} u \quad (3-19)$$

このときに算出される複合信号は式(3-5)と式(3-6)に従えばつぎのとおりである。

$$y_{ca} = F_h(s)y_{acc} + s^2F_l(s)y_{disp} \quad (3-20)$$

$$y_{cd} = s^{-2}F_h(s)y_{acc} + F_l(s)y_{disp} \quad (3-21)$$

これに式(3-19)から導かれる y_{acc} と y_{disp} の関係を代入すると次の式が得られる。

$$y_{ca} = F_h(s)y_{acc} + s^2F_l(s)G_s(s)^{-1}y_{acc} \quad (3-22)$$

$$y_{cd} = s^{-2}F_h(s)G_s(s)y_{disp} + F_l(s)y_{disp} \quad (3-23)$$

これを整理すると次の式が導かれる。

$$y_{ca} = \{F_h(s) + s^2F_l(s)G_s(s)^{-1}\}y_{acc} \quad (3-24)$$

$$y_{cd} = \{s^{-2}F_h(s)G_s(s) + F_l(s)\}y_{disp} \quad (3-25)$$

この式から明らかなおとおり、 $G_s(s) = s^2$ でない場合は複合信号として計算される信号は変位・加速度という物理的な意味合いを持たないことがわかる。現実には計測する信号は理論式とは異なり加速度の計測信号が変位の計測信号の二階微分ではないので、フィードバックされる信号はここで示した議論に従い理論的な変位と加速度とは異なる。その結果、加速度信号での位相のずれが今回の実験では生じたものと考えられる。

第4節 コントローラフュージョンの一般化

本章の第2節で述べた手法は加速度と変位に着目した機械の運動制御のみではなく、より一般的な制御の問題に対しても適用可能な手法である。この節では変位と加速度を目標値とした場合のように2階微分・積分で目標値が拘束されておらず、一般的な伝達関数表記 G_s により目標値同士が関連付けられている場合を考える。これを式で表すと式(3-26)となる

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_s & 0 \\ 0 & G_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_2 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

第2節の議論と同様にして、この式からコンポジットフィルタと似た複合信号を計算すると次に示すとおりである。簡単のためにここでは、第2節と同様のコンポジットフィルタ構成を利用して複合信号を導出する。

$$y_{c1} = F_h(s)y_1 + G_s F_l(s)y_2 \quad (3-27)$$

$$y_{c2} = G_s^{-1} F_h(s)y_1 + F_l(s)y_2 \quad (3-28)$$

第2節と同様に推定信号を用いてフィードバック制御を行う場合の操作量は式(3-29)となる。

$$u = L_a y_{c1} + L_d y_{c2} + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

これはフィードバックのひとつの構成である。

$$\begin{aligned} u = & L_a (F_h(s)y_1 + G_s F_l(s)y_2) + L_d (G_s^{-1} F_h(s)y_1 + F_l(s)y_2) \\ & + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-30)$$

第2節の最後に述べたフィードフォワード補償器を含んだ形を次に導出する。同様の手順によりフィルタ特性を含む伝達関数で操作量をまとめると次のようになる。

$$u = L_a(F_h(s)y_1 + G_s F_l(s)r_2) + L_d(G_s^{-1}F_h(s)r_1 + F_l(s)y_2) + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

式(3-26)における信号の関係性を利用すれば次の操作量導出式を導くことができる。

$$u = L_a(F_h(s)y_1 + F_l(s)r_1) + L_d(F_h(s)r_2 + F_l(s)y_2) + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

第2節で示したものと同様に誤差をフィードバックする制御系構成と類似した構造の制御系をここでも導くことができる。

$$u = L_a F_h(s)(y_1 + F_h(s)^{-1}F_l(s)r_1) + L_d F_l(s)(F_l(s)^{-1}F_h(s)r_2 + y_2) + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

しかしながらフィードフォワード補償器を導く際には次の仮定を導入しなければならない。式(3-27)、式(3-28)で使用したフィルタの分子多項式、分母多項式は次の式(3-34)と式(3-35)で示される要素を含む必要がある。

$$F_h(s) = \frac{N(s)_{fh}}{D(s)_f} = \frac{\hat{N}(s)_{fh}G(s)_s}{D(s)_f} \quad (3-34)$$

$$F_l(s) = \frac{N(s)_{fl}}{D(s)_f} \quad (3-35)$$

また、フィルタの伝達特性が制御対象のダイナミクスへ影響を及ぼさないようにするために式(3-34)、式(3-35)は次の関係を満たさねばならない。そうでない場合、複合信号と計測される信号の間にはフィルタ特性が存在する。

$$F_h(s) + F_l(s) = 1 \quad (3-36)$$

これらが満たされるとき、式(3-32)は次のように改めて計算される。

$$\begin{aligned}
 u = & L_a F_h(s) \left(y_1 + \frac{D(s)_f}{\hat{N}(s)_{fh} G(s)_s} \frac{N(s)_{fl}}{D(s)_f} r_1 \right) \\
 & + L_d F_l(s) \left(\frac{D(s)_f}{N(s)_{fl}} \frac{\hat{N}(s)_{fh} G(s)_s}{D(s)_f} r_2 + y_2 \right) \\
 & + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3-37}$$

$$\begin{aligned}
 u = & L_a F_h(s) \left(y_1 + \frac{N(s)_{fl}}{\hat{N}(s)_{fh} G(s)_s} r_1 \right) + L_d F_l(s) \left(\frac{\hat{N}(s)_{fh} G(s)_s}{N(s)_{fl}} r_2 + y_2 \right) \\
 & + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3-39}$$

これよりフィードフォワード制御補償器は以下のとおり導出される。

$$H(s) = \frac{\hat{N}(s)_{fh}}{N(s)_{fl}} \tag{3-40}$$

式を整理すれば以下のとおりである。

$$\begin{aligned}
 u = & L_a F_h(s) (y_1 + H(s)^{-1} r_2) + L_d F_l(s) (H(s) r_1 + y_2) \\
 & + [L_{f1}(s) \quad L_{f2}(s)] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3-41}$$

ただし、フィードフォワード補償器の分子多項式、分母多項式の次数差が0であるためにフィードフォワード補償器に含まれる多項式には次の条件が必要である。

$$\dim(\hat{N}(s)_{fh}) = \dim(N(s)_{fl}) \tag{3-42}$$

一般化された制御系の構成を次の図に示す。一般化された方法は変位・加速度の関係を有する信号以外にも使用することが可能である。この方法を用いることで二つ以上の変数を出力する制御系に対しても、それぞれを周波数成分ごとに使い分ける制御系を簡単に構成することが可能である。

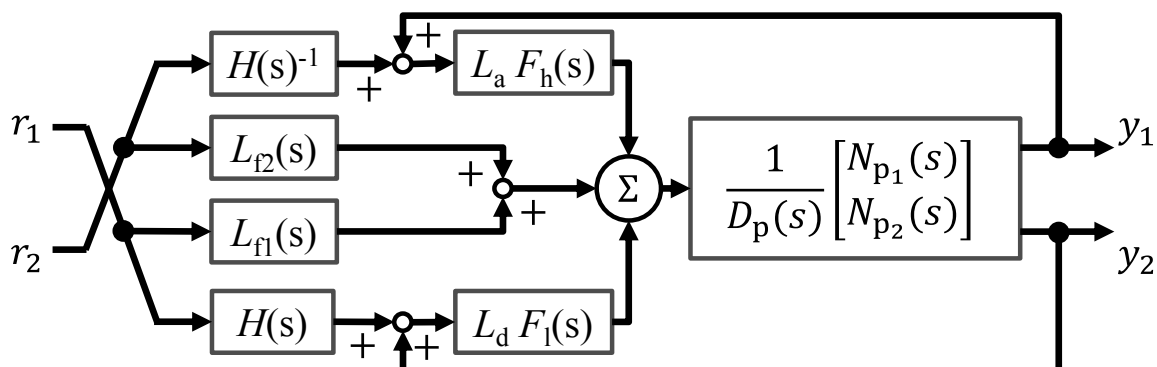


Fig. 3.13 Controller Fusion generalized form. . In case of 2 input and 2-output system

第5節 変位・加速度フィードバックによる運動制御の今後

第3章で述べた制御系設計手法は第2章のものに比べて簡単であり、実装時に調整するパラメータが少ない。制御性能は実験結果が示すとおり良好なものである。

本章ではセンサフュージョンの一種であるコンポジットフィルタからコントローラフュージョンの制御系を導く方法を示した。さらに、実験結果が示すとおり、コンポジットフィルタとコントローラフュージョンは構成が異なるが、その制御性能には差がほぼないことがわかる。このことからコントローラフュージョンとセンサフュージョンは同等であると考えられる。

また、本実験で用いたロードセルには振幅に依存したノイズ特性が存在したため、このロードセルから導出した加速度波形は外乱信号を多く含む。それにもかかわらず、状態空間をもとに設計した制御系は安定な制御を実現している。このようなノイズ特性に対して今回の実験ではモデル化をしてそれにあつた外乱除去対策を行っていない。つまり、モデル化を行わない外乱に対しても本手法では制御系が不安定にならないから、本実験で使用した制御系はロバスト性が極めて高いといえる。そのため、振動台やロボットのアクチュエータなど、モデル化している部分のほかに何かしらのダイナミクスが存在する制御対象に対しても本手法は良好な制御性能を実現することができるとか期待される。

第3章補足 変位・加速度フィードバックゲイン導出の一例

本章の第2節、第3節で示した実験では、変位フィードバック・加速度フィードバックのゲインを決定するために、状態フィードバックによる極配置を参考にして、状態フィードバックゲインから変換により導く方法を考案し、利用した。その方法をここでは紹介する。

まず制御対象の状態方程式をつぎのように定める。ただし、この系は2次元の状態ベクトルを有し、出力信号 y は変位と加速度の2次元のベクトルであるとする。

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{3-43}$$

最初に、制御対象の極を変化させられることを示すため、フィードバック制御のみを考えて説明を進める。現代制御理論の基礎知識としてよく知られた全状態量フィードバックによる極配置を行うための操作量は次のとおり。

$$u = K_b x\tag{3-44}$$

いま、制御対象の状態ベクトルの次元と出力の数が等しい場合を考える。式展開の最初においた制御対象に対する過程はこれを満たす。この条件を数式で記述すると次のようになる。

$$\text{rank}(C) = \text{rank}(A)\tag{3-45}$$

このとき、状態ベクトル \hat{x} に対して出力が次を次のように定義する。

$$y = C\hat{x} + Du\tag{3-46}$$

この定義を用いて、状態ベクトルを出力値と操作量から算出することができる。ただし少なくとも C の疑似逆行列 $C^\#$ が存在することが必要である。

$$\hat{x} = C^\#(y - Du)\tag{3-47}$$

式(3-44)のようにこの状態ベクトルを使って全状態量フィードバックを行う場合、式(3-47)は次の式へ変形できる。

$$\hat{x} = C^\#(y - D(K_b\hat{x})) \quad (3-48)$$

これを整理して状態ベクトル \hat{x} は次の式にしたがって導出されることがわかる。

$$\hat{x} + C^\#DK_b\hat{x} = C^\#y \quad (3-49)$$

$$\hat{x} = (I + C^\#DK_b)^{-1} C^\#y \quad (3-50)$$

式(3-50)から、出力値を元に全状態量を算出するためのゲインは次の式で定義される。

$$C_x = (I + C^\#DK_b)^{-1} C^\# \quad (3-51)$$

この式を利用して全状態量フィードバックを行う。そのための操作量は式(3-44)を利用して次のように書ける。

$$u = K_b C_x y \quad (3-52)$$

フィードフォワード制御を併用する場合は次のとおりになる。

$$u = K_b \hat{x} + K_f r \quad (3-53)$$

$$u = K_b C_x (y - DK_f r) + K_f r \quad (3-54)$$

$$u = K_b C_x y + (I - K_b C_x D) K_f r \quad (3-55)$$

本節で述べた手法が有効であることは本章の実験により示されているが、ここでは改めて数値計算の一例を示す。図3.14はシミュレーション結果であり、図3.15は計算コードである。本手法により導出された変位・加速度のフィードバックゲインを用いて制御対象の固有値を、一般的な状態フィードバックによる方法と同様に変化させられることがシミュレーション結果より明らかである。

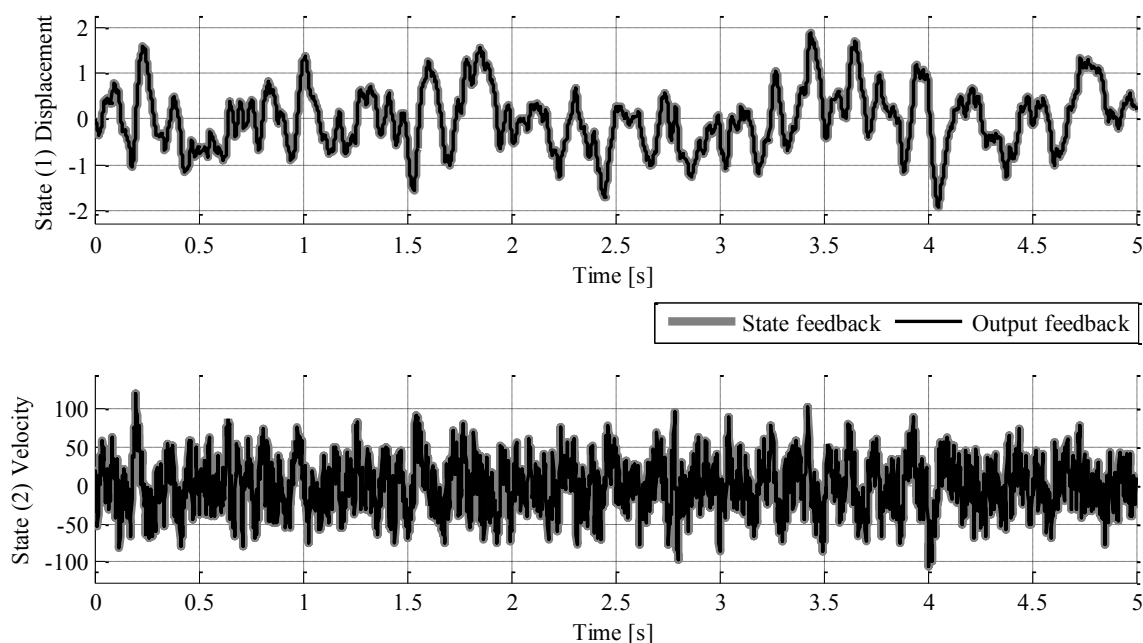


Fig. 3.14 Simulation results: Comparing state feedback with proposed method

```

%% Plant
wn = 30;                                %Plant natural frequency
zeta = 0.5;                              %Plant damping ratio
Ap = [ 0 1;                             %A matrix of state space equation
      -wn^2 -2*zeta*wn];
Bp = [0 wn^2]';                          %B matrix
Cp = [1 0;                               %C matrix acc and disp output
      Ap(2,:)];
Dp = Bp;                                  %D matrix acc and disp output
Gp = ss(Ap,Bp,eye(2,2),zeros(2,1));      %Plant system state vector output
Gp2 = ss(Ap,Bp,Cp,Dp);                  %Plant system acc and disp out

%% State Feedback
ws = 50;                                  %Controlled natural frequency
zetas = 0.9;                              %Controlled damping ratio
ceig(1) = -ws*zetas+ws*sqrt(zetas^2-1);  %Desired pole
ceig(2) = conj(ceig(1));                  %Desired pole(Conjugated)
Kb = place(Ap,Bp,ceig);                  %State feedback gain
Kff = ceig(1)*ceig(2)/wn^2;              %Feedforward gain
Gc = Kff*feedback(Gp,Kb);                %System that state feedbacked

%% Output feedback
Cx = inv((eye(2,2)-Cp*Dp*Kb))/Cp;        %Calculating output feedback gain
Lbx = Kb*Cx;                             %
Lfx = (1 + Kb*Cx*Dp)*Kff;                %Calculating feedforward gain
Gcyf = Lfx*feedback(Gp2,Lbx);            %System that output feedbacked

```

Fig. 3.15 An example Matlab codes for output feedback algorithms as same as state feedbacks

第4章

動揺再現装置への適応制御の導入

Introducing Model Reference Adaptive Control for motion simulator controllers

第1節 未知ダイナミクスが存在するもとの制御

動揺再現装置の制御を議論する場合には搭載物の影響を考慮する必要がある。特に地震波再現装置や動的試験装置でこの問題が大きく扱われるのは序論で述べたとおりである。フライトシミュレータやドライビングシミュレータのように搭載物の質量などが既知であるならば、それらをふまえてアクチュエータの制御を行うことで良好な制御性能を実現できる。しかし、不特定の試験体を扱う実験向けの装置については制御系設計時に搭載物の動的特性を利用することはできない。先行研究[48]でも地震波再現装置の搭載物が動揺再現装置へ与えるダイナミクスを補償するために適応アルゴリズムが用いられている。適応アルゴリズムのなかでもモデル規範適応制御[49]は制御対象の状態量が計測できるならば操作量導出に制御対象のモデルが必要ない。このため、試験対象のダイナミクスを同定することなく動揺再現装置の制御が可能になると期待できる。

本章ではモデル規範適応制御のアルゴリズムを紹介し、動揺再現装置へ応用する際に考慮すべき点を明らかにしていく。

第2節 モデル規範適応制御の紹介

ここでは美田らの文献[49]ランダウらの文献[50]を引用・参照しながら、モデル規範適応制御を紹介する。モデル規範適応制御では規範モデルの状態ベクトルと制御対象の状態ベクトルとの誤差が0へ収束することを補償するために誤差ダイナミクス定義している。この節では誤差モデルのダイナミクス簡単に説明し、規範モデルとして1次系のモデルを扱う場合の利点を述べる。いま、規範モデルと制御対象のモデルを次のように設定して説明を進める。

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m r_d \quad (4-11)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4-12)$$

規範モデルの状態ベクトルと制御対象の状態ベクトルとの差を取り，新たに誤差ベクトルとして式(4-13)のとおりに定義する．誤差ベクトルのダイナミクスは先述した規範モデルのダイナミクスと制御対象のダイナミクスを用いて次のように記述できる．式(4-14)のダイナミクスはエラーダイナミクスとも呼ばれる．

$$x_e = x_m - x \quad (4-13)$$

$$\dot{x}_e = A_m x_m + B_m r_d - Ax - Bu \quad (4-14)$$

式(4-14)が誤差ダイナミクスの基本式である．このダイナミクスを調整して誤差が0へ収束するように操作量 u を決定することが適応制御の目的である．その方法に関する研究は複数存在するが，ここではポポフの超安定定理[50]に基づいて誤差を0へ漸近させる方法について述べる．

操作量 u の一つの形として次の式が挙げられる．本節では議論を簡単にするためにこの基本的な適応ゲインの形を例にとって説明する．

$$u = K_r(t)r_d + K(t)x \quad (4-15)$$

式(4-15)を式(4-14)に代入して x_e について整理すると式(4-16)を得る

$$\dot{x}_e = A_m x_e + (B_m - BK_r(t))r_d + (A_m - A - BK(t))x \quad (4-16)$$

誤差ダイナミクスが0を漸近させるためには次の式であらわされる適応ゲインを用いる必要があることが知られている．この証明はランダウらの書籍[49]が詳しい．また，Stotenの提案した Minimal Control Synthesis 手法(以下，MCS 手法)[51]はランダウらの証明した適応ゲインの原理をもとに操作量導出の適応ゲインとして利用しており，適応動作実現のための制御系設計が簡易で実用向けといえる．本研究ではMCS手法を適応動作実現のために用いた．なお，式(4-17)と式(4-18)はMCS手法で述べられている適応ゲインの式である．

$$K_r(t) = \alpha \int_0^t C_e x_e(t) r_d(t) dt + \beta x_e(t) r_d(t) \quad (4-17)$$

$$K(t) = \alpha \int_0^t C_e x_e(t) x(t) dt + \beta C_e x_e(t) x(t) \quad (4-18)$$

ただし、 α と β は適応ゲインに対する重み係数であり適応ゲインの増減速度を調整するものである。 c_e はポポフの超安定定理を利用する際に必要であるエラーダイナミクスに対する強正実条件(Kalman- Yakubovich 条件)[50]を満たすための係数であり、その導出は以下のとおりである。

$$A_m^T P + P A_m = -Q$$

$$C_e = B_e^T P \quad (4-19)$$

$$B_e = [0 \quad \dots \quad \dots \quad 0 \quad 0 \quad 1]^T$$

Q は正定値行列の重み係数であり、 P はリアプノフ方程式の解である。一般にはこの式へ適当な値 Q を与え、方程式を解くことで P を導出し、これをもとに c_e は導出される。ところで Kalman- Yakubovich 条件が本来規定しているのは式(4-19)を満たす正定な行列 P, Q が存在することである。そのため、規範モデルを安定な1次系のダイナミクスとして設定するならば式(4-20)が成り立つ

$$(-\lambda)P + P(-\lambda) = -Q$$

$$C_e = B_e^T P \quad (4-20)$$

$$B_e = 1$$

λ は設定した規範モデルの固有値を表す正の整数である。これを式展開していくと以下の展開を得る。

$$-2\lambda P = -Q$$

$$C_e = B_e^T P \quad (4-21)$$

いま $C_e=1$ とすると、式(4-21)式は次の通り変形できる。

$$\begin{aligned} Q &= 2\lambda \\ P &= 1 \end{aligned} \tag{4-22}$$

λ は正の整数であるから、 Q は正の整数となり、これは正定な行列の一種とみることができる。 P は1であるからこれも同様。ゆえに規範モデルへ1次系を用いる場合は常に $c_e=1$ とすることができる。またこの場合にはリアプノフ方程式を解く必要がない。

第3節 実験

本章では簡易な実験装置を利用した適応制御の実験を紹介する。実験装置の概略は図 3.1 に示す通り。装置は台車、ガイドレールとアクチュエータ(リニアモータ)から構成され、台車の上に重りを搭載することができる。なお、重りと台車を固定するスタッドボルトの間には隙間が存在する。本実験では制御系設計時にパラメータとして重りの質量を含まないで設計された適応制御器の応答性能が、重りを搭載することによりどのように変化するか観察する。なお、適応制御による制御系は第2節で紹介した1次系の規範モデルを用いた。MCSの設定を表 4.1 に示す。また、比較のためPID制御系でも同じ制御対象と目標値を使用して制御を行った。PID制御器の設定を表 4.2 に示す。

規範モデル、適応アルゴリズムの設定は以下の式に示すとおりである。

$$\dot{x}_m = -\frac{t_s}{4}x_m + \frac{t_s}{4}r_d \tag{4-23}$$

$$u = K_r(t)r_d + K(t)x \tag{4-24}$$

Table 4.1 MCS controller setting for experiments

Parameters	Values
Settling time [s]	6.37×10^{-2}
Adaptive weight α	1.00
Adaptive weight β	1.00×10^{-1}

Table 4.2 PID controller setting for experiments

Parameters	Values
Proportional gain	1.00
Integral gain	2.00×10^1
Derivative gain	2.00×10^1

出力される変位の比較は計測装置の電圧[V]を単位として利用した。実験結果を図 3.2 に示す。まず、実験結果なかで目標値と出力値に遅れ要素が存在するが、これは装置環境に依存して発生したものと、目標値と実験結果の出力値を重ね合わせる際に生じる誤差によって生じるものであるため、本論文では議論の対象としない。次に、PID 制御を用いた場合、重りを搭載したことによって生じたダイナミクスの変化に対応できず、重りを搭載した場合には振動が見られる。これは図 3.2 の(b)で顕著である。一方で MCS を利用した制御では重りを搭載した場合と重りを搭載しない場合とではその応答特性に大きな差は見られない。表 4.1 には重りを搭載しない場合の出力と搭載した場合の出力の差を RMS 値で評価した数値を示す。

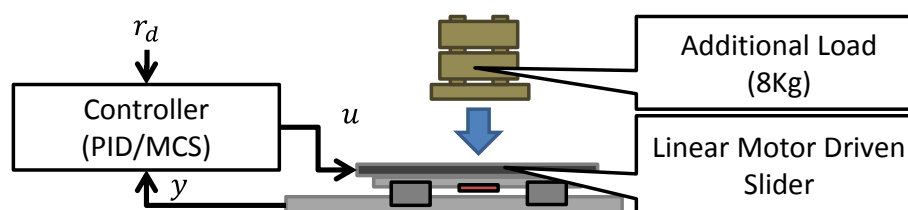


Fig. 4.1 Experiment rig to validate a performance of Adaptive control

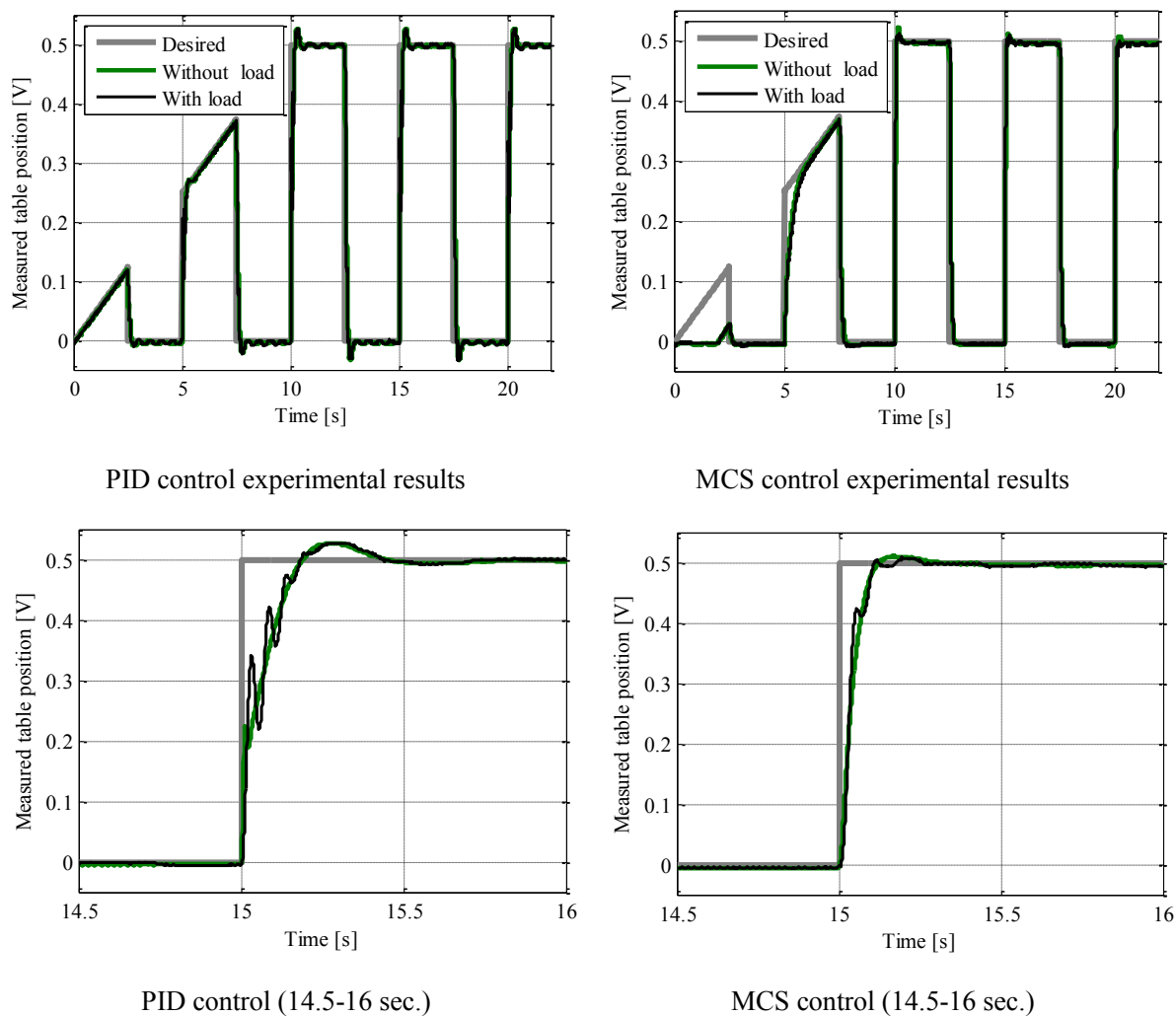


Fig. 4.2 Experiment results and comparing traditional PD control with MCS control

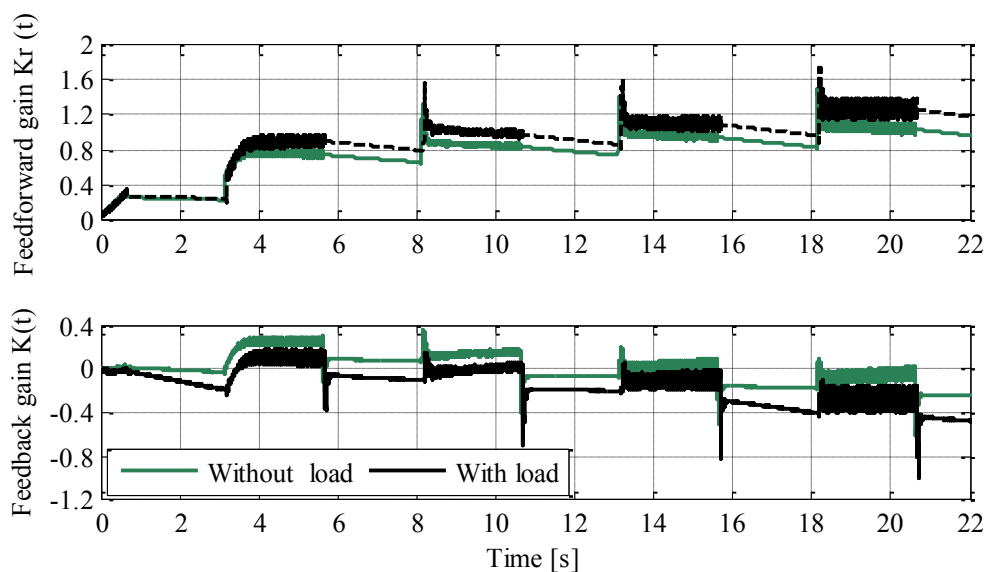


Fig. 4.3 Adaptive gain in MCS controller

Table 4.3 Controlled output difference between two conditions

	Root mean square value
PID control	1.15×10^{-2}
MCS control	8.25×10^{-3}

表 4.3 の結果から，適応制御を利用することで未知のダイナミクスである重りとスタッドの隙間の影響を受けない運動制御が実現できることは示された．また，近似的に 1 次系の規範モデルを利用した簡単な適応制御手法の実現が可能であることも示されたといえる．

第 4 節 適応制御による動揺再現装置制御の展望

本章では簡単な実験装置を用いた実験を紹介したが，この実験装置を動揺再現装置のアクチュエータとしてみるならばこの実験結果はそのまま動揺再現装置の制御へ応用できる．また，地震波再現装置のような搭載物のダイナミクスがリアルタイムに変動していくものに対して，本研究で示した結果は応用可能であると考えられる．その結果，可能地震波再現装置による破壊実験などの精度向上へ寄与すると考えられる．

また，本手法はアクチュエータなどに非線形ダイナミクスが存在する場合や，機構に起因する非線形性がある制御対象の制御にも利用することができる．非線形性を持つ制御対象の場合，線形化を行い，ダイナミクスを線形にしたうえでそれに対する制御を行う方法が有効である．これの一つとして適応制御を利用する方法が考えられる．

次の第 5 章では適応制御を用いた線形化を紹介する．制御対象として幾何学的な非線形性を有する動揺再現装置であるスチュワートプラットフォーム機構の運動制御へ適応制御を利用する場合の例を述べる．

第 5 章

適応制御の応用例: IDCS による

スチュワートプラットフォームの運動制御

An application of adaptive control: IDCS based controller for a Stewart platform

第 1 節 スチュワートプラットフォーム機構

ビークルシミュレータでは 6 自由度の運動を再現するためにスチュワートプラットフォーム機構を有する動揺再現装置が用いられている。ビークルシミュレータを用いた研究としては地震発生時における運転者の運転行動を調査するために用いたものがある[52]。この研究では自動車の運動に加えて、地震による加振を再現する必要があるため動揺再現装置が付いたビークルシミュレータを利用されている。序論でも紹介したとおり、実験での利用する際には動揺再現装置による正確な力の提供が必要となる。そのため、ビークルシミュレータにおいても地震波再現装置と同様に変位や加速度の再現が必要である。

スチュワートプラットフォームの概形を図 5.1 に示す。スチュワートプラットフォームは直動アクチュエータを 6 つ組み合わせて構成される。このような形状の機構はロボティクス分野ではパラレルロボットと呼ばれている[24][53]。

アクチュエータには電動機のほかにも油圧シリンダが用いられることもある[54]。スチュワートプラットフォームと同様の機構はマニピュレータや加工機械などの構造などにみることができる[55][56]。また、スチュワートプラットフォームの構造を持つ移動ロボットも提案されており[57]、これらの例からもこの機構が広く実用されていることがわかる。

本章では東京農工大学で本研究に先行して開発されていたスチュワートプラットフォーム機構のシミュレータ[58]を用いて、第 5 章で紹介した適応制御を利用する、動揺再現装置に対する制御の一例を紹介する。

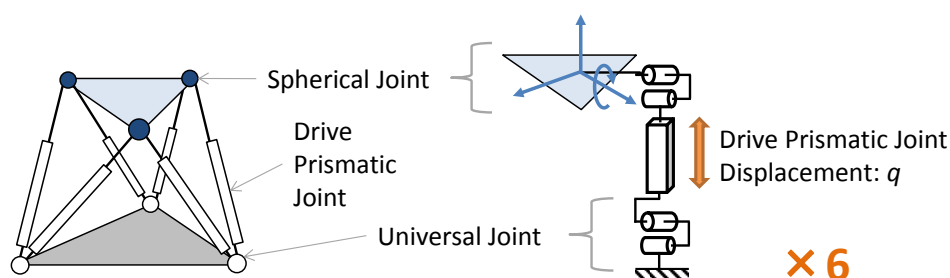


Fig.5.1 Control plant for adaptive controller: Each strut has local adaptive controller

第 2 節 補償器設計

スチュワートプラットフォームはプラットフォームの直動方向 X, Y, Z 軸とアクチュエータの配置が平行ではないため幾何学的な非線形性を有する。ただし、制御対象のダイナミクスを線形化して扱いやすくすることで簡単な制御が実現できる。線形化の手法としてロボティクスの分野では計算トルク法(Computed torque control method) [59]が有名である。計算トルク法は線形化することで、制御系に PID 制御などを使用することを可能にしている。

もう一つの方法としては非線形制御を用いる方法がある。これには受動性を考慮した制御 (Passivity based control)[60]や第 4 章で紹介したモデル規範適応制御が該当する。受動性を考慮した制御系は操作量導出を定める式の導出に制御対象のモデルが必要であるが、モデル規範適応制御では制御対象のモデルは必要ではない。

スチュワートプラットフォームの運動を制御する場合、プラットフォームの可動域を考慮する必要がある。これは、プラットフォームで再現すべき波形が、プラットフォームの仕様による制約によって必ずしもそのすべてが再現できないことから、あらかじめ目標値やプラットフォームに対する操作量に制約条件を設けるものである。このような考え方は Motion cueing と呼ばれる[61]。これらの問題は、出力から逆に入力すべきトルクを算出するため逆問題[62]に属するものであり、目標値が制約を満たすように計算する場合には目標値が制御を行う時間全域にわたって基地であることが望ましい。そうでない場合、適当なトルクを入力し、得られた出力が制約条件を満たす制御は制約を満たす出力が得られるようなトルクを計算することで実現できる。これは制約条件を満たすなかで目標値に近い出力を得ることができるトルクを計算するという問題であり、制御工学でよく見られる。この際に計算されるトルクを制御へ直接利用することができれば、近似的に逆問題を解いていることと同じである。こ

の考え方はフィードバック制御の基本原則から導くことができる[63][64]。これら考え方をまとめたものが Inverse Dynamics Compensation via Simulation feedback 手法(以下, IDCS 手法)[33]である。

第3節 Simulation feedback と適応制御の利用

IDCS の構成を図 5.2 に示す。図の青枠線で囲われている範囲は計算機上で演算されるシミュレーション領域である。このシミュレーションでは制御対象の運動方程式を、力を引数として座標系の変位・速度を算出する順問題として解く。このとき、コントローラゲインが十分に大きい値をとるならば、フィードバック制御系の原理に基づいて、近似的に制御対象の逆ダイナミクスが計算される。このため、シミュレーションで計算した操作量を実物の制御対象へ入力することで、目標値と実際の制御対象の出力をほぼ等しくすることができる。なお、シミュレーション上にはフィードバックが存在するが、実物の制御対象の出力値を補償器からの操作量算出に利用していないため、IDCS はフィードフォワード補償である。

スチュワートプラットフォームのモデリングについては W. Khalil らの文献[53]が参考になる。また、モデル作成に際してはフライトシミュレータ(FSCAT-A)[16]のパラメータを利用させていただいた。そのパラメータの一部を表 5.1 に示す。今回作成したスチュワートプラットフォームの順動力学モデルは、スチュワートプラットフォーム本体のモデルに加えて、フライトシミュレータのキャビンが持つダイナミクスも含まれている。

運動方程式は一般的な表記に沿った式(5-1)を利用している[59]今回のモデルではストラットのトルク τ を入力した場合のストラットの変位 (q, \dot{q}, \ddot{q}) を式(5-1)より算出する。これを目標となるストラット挙動 (q, \dot{q}, \ddot{q}) の値から適当な制御器を用いることでトルクを計算する。

本研究では補償器として第4章で紹介した Stoten らの研究による、Minimal Control Synthesis(MCS)[22][23]を制御アルゴリズムに採用した。

$$\tau = A(q)\ddot{q} + B(q, \dot{q})\dot{q} + C(q) \quad (5-1)$$

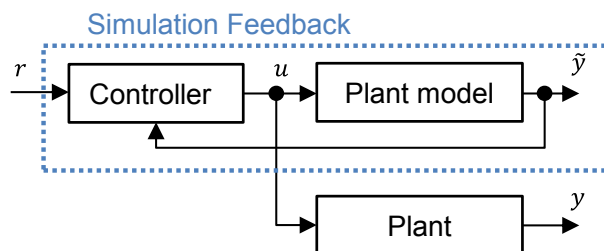


Fig. 5.2 Basically block diagram of IDCS method

Table 5.1 Stewart type motion simulator's physical parameters (Referenced from JAXA FSCAT-A)

Translation [m]	8.60×10^{-1}
Rotation [deg.]	2.00×10
Simulator cabin size [m]	W: 5.26, D: 4.48, H: 2.77
Simulator cabin weight [kg]	8.77×10^3

本研究では MCS アルゴリズムの中でも先行研究においてロボティクス分野における応用実績のある Er-MCSI[34][35]アルゴリズムを利用した。操作量は3つの適応ゲインを有する次の式から導出される。

$$u = K_r r + Kx + K_i x_I \quad (5-2)$$

K_r , K , K_i が Er-MCSI における適応ゲインである。 r は制御対象への目標値, x は制御対象の状態ベクトル, x_i は次の式で定義される状態ベクトルの積分値である。

$$x_e = x_M - x \quad (5-3)$$

$$x_I = C \int_0^t x_e(t) dt \quad (5-4)$$

なお, x_m は規範モデルの状態ベクトルであり, これに制御対象の状態ベクトルを追従させることがモデル規範適応制御の目的である。規範モデルは線形時不変で安定な系として定義される。

$$\begin{aligned} \dot{x}_M &= A_M x_M + B_M r \\ y_M &= C x_M \end{aligned} \tag{5-5}$$

適応ゲインの定義式は次のとおりである.

$$K_r(t) = \alpha \int_0^t c_e x_e(t) r^T(t) dt + \beta c_e x_e(t) r^T(t) \tag{5-6}$$

$$K(t) = \alpha \int_0^t c_e x_e(t) x^T(t) dt + \beta c_e x_e(t) x^T(t) \tag{5-7}$$

$$K_I(t) = \alpha \int_0^t c_e x_e(t) x_I^T(t) dt + \beta c_e x_e(t) x_I^T(t) \tag{5-8}$$

本研究では制御系の実装を簡単に行うため、規範モデルとして 1 次遅れ系を利用した. この規範モデルは次の式で表される.

$$\begin{aligned} \ddot{q}_i &= -4/t_s \dot{q}_i + 4/t_s q_{di} \\ \text{i.e. : } i &= 1, 2, 3, 4, 5, 6 \end{aligned} \tag{5-9}$$

IDCS と Er-MCSI によるフィードフォワード補償の概略を図 5.4 に示す.

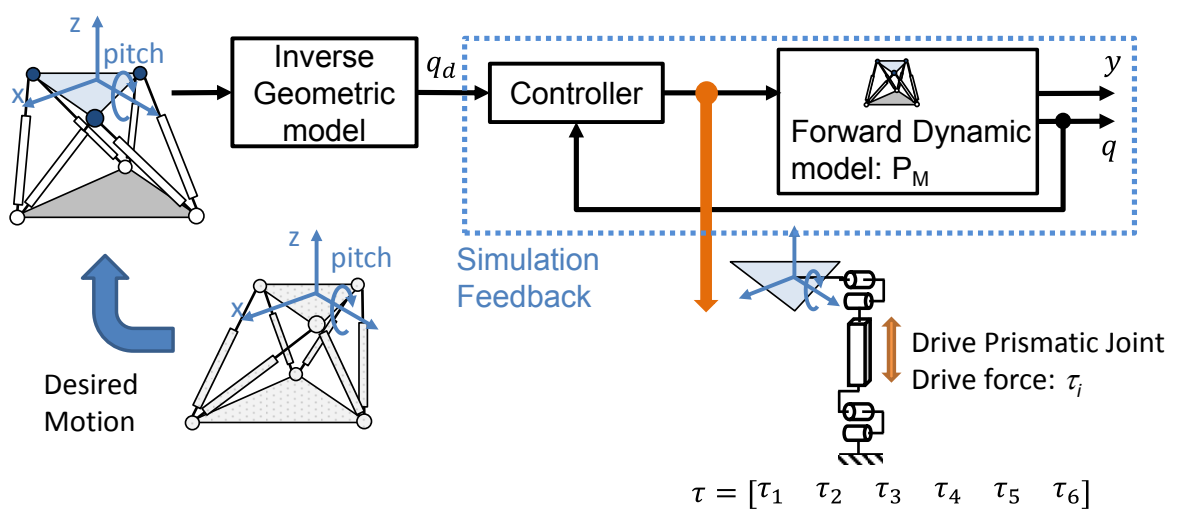


Fig. 5.3 Control scheme for Stewart type motion simulator by IDCS method

第4節 実用上の留意点

IDCSはフィードフォワード制御であるため、制御対象のモデルに実際との誤差がある場合は制御性能が低下する。そのため、実用する際には制御対象の内部にフィードバックが存在することが望ましい。図5.4はフィードバックがついたIDCSによる制御系構成である。比較のため図5.5には計算トルク法による制御系構成を示す。

本研究で提案する制御系の構成は2自由度制御系の構成と類似している。そのため、モデル誤差に対する感度が低いフィードバックを用いても、IDCSによるフィードフォワード補償器の動作により目標値に対する追従特性が著しく劣化することはない[39]。一方で計算トルク法は前述したとおり線形化に立脚した手法であるため、モデルが不正確な場合は制御性能の低下や不安定化を招く可能性がある。これらの留意点について明らかにするために、提案手法でスチュワートプラットフォームを制御した場合の数値シミュレーションを次に示す。

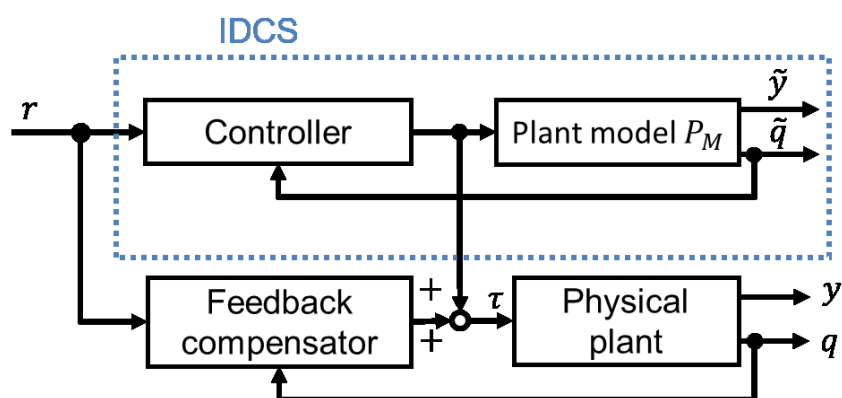


Fig. 5.4 A kind of 2-dof Control scheme by IDCS feed forward compensation with local feedback compensator

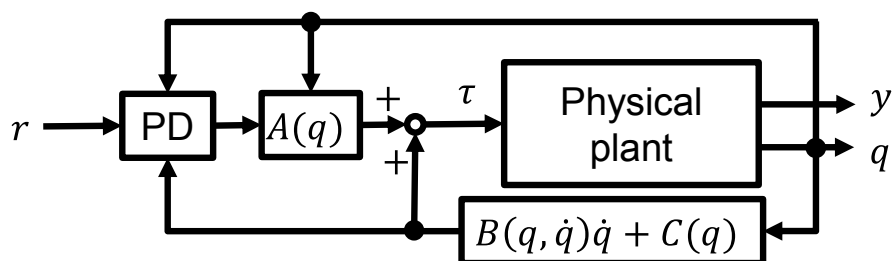


Fig. 5.5 General Computed torque control method configuration

第 5 節 提案手法の数値シミュレーション

図 5.6, 図 5.7, 図 5.8 は数値シミュレーションを行った制御系の概要である. まず, 実物の制御対象を模擬するために, 図 5.6 へ示す通り数値シミュレーションにおける制御対象の計算モデルにはモデル化誤差として振動特性を 1 自由度線形振動モデルにより表現したダイナミクスを与えた. パラメータは表 5.2 へ示した値を利用した. この特性は提案手法と計算トルク法の制御系設計に用いるモデル P_M には含まれていない. 図 5.6 に示した IDCS による制御では, シミュレーション領域内の PID 制御補償器によってシミュレーション上のスチュワートプラットフォームのモデルが 1 次系のダイナミクスになるように調整している. シミュレーション上の制御対象モデルでは外乱が存在しないためこのような手法をとることも可能である. 図 5.8 は計算トルク法による制御の例である. 線形化を行うための計算要素には図 5.7 の IDCS に含まれるモデルを用いている.

$$G_h(s) = \frac{K_h \omega_{nh}^2}{s^2 + 2\omega_{nh}\zeta s + \omega_{nh}^2} \tag{5-10}$$

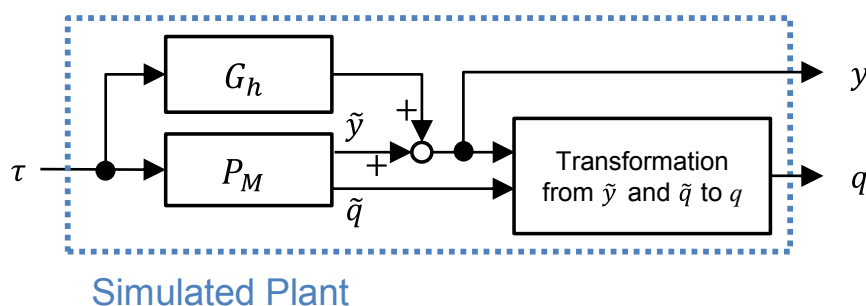


Fig. 5.6 Simulated plant on numerical simulation

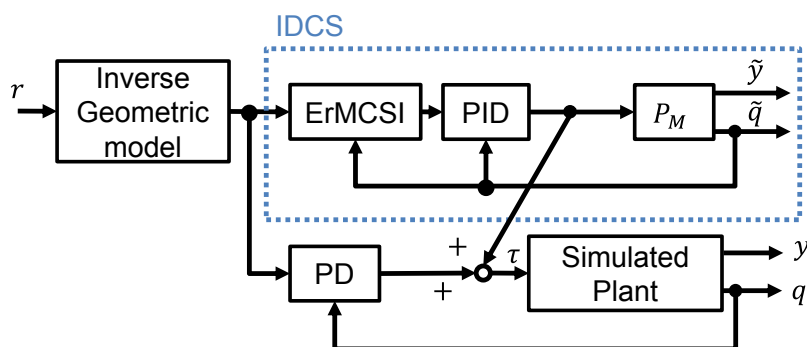


Fig. 5.7 Simulation configuration (1): Controller designed according to IDCS method

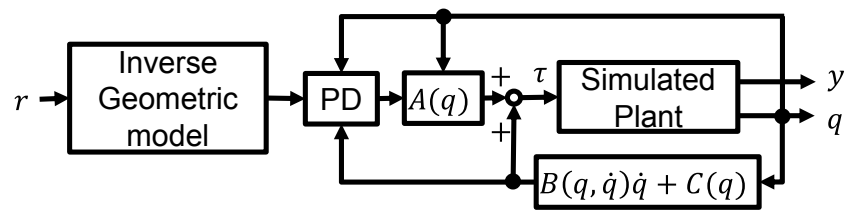


Fig. 5.8 Simulation configuration (2): Controller designed according to Computed torque control method

Table 5.2 Simulation parameters for the resonance in a leg structure

parameters	K_h	ω_{nh} [Hz]	ζ
values	1.00×10^{-8}	5.00	2.50×10^{-1}

Table 5.3 Controller parameters for the simulation study

	Computed torque control method + PD	IDCS + ErMCSI	
		Simulation loop	Inner loop
Proportional gain	3.48×10^2	5.00×10^7	5.00×10^7
Derivative gain	3.05	4.75×10^7	4.38×10^5
Integral gain	-	-	2.81×10^6
t_s [s]	-	1.00×10^{-3}	-
α	-	5.00×10^3	-
β	-	5.00×10^2	-
c_e	-	1.00	-

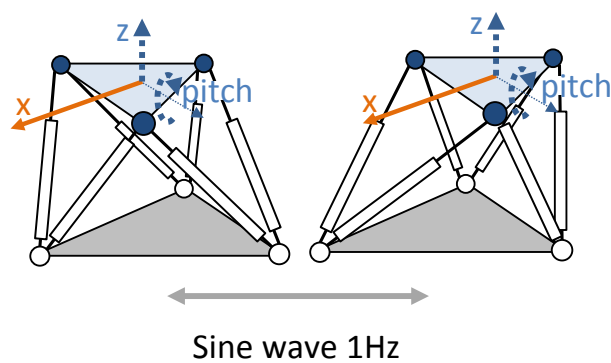


Fig. 5.9 Desired motion for a Stewart platform : simulation study

シミュレートした動作は図 5.9 の概要図が表す通り、プラットフォーム X 軸上を周期 1Hz で 5.00cm の振幅で 4 秒間駆動させたものである。X 軸以外の目標値は 0 に設定した。

図 5.11 に計算結果を示す。この結果は初期時刻におけるスチュワートプラットフォームの姿勢から時間経過とともにどのように姿勢が変化しているかを初期位置の姿勢に対して相対的に示したものである。提案手法では在来手法である計算トルク法とほぼ同程度の性能が得られることが確認された。ただし、本シミュレーションの PD,PID 制御系の調整に少なからず経験的な調整がなされていることを考えれば、計算トルク法と本手法の比較をおこなうことは適当ではない。ただし、IDCS によるシミュレーションフィードバックによって順動力学モデルを利用したシミュレーションが存在していれば、簡単に非線形制御系を構築することが可能であることは示されたといえる。

第 6 節 IDCS 利用の今後

この章ではスチュワート型プラットフォーム運動再現性能を向上させるため、適応制御手法と IDCS 手法を組み合わせたフィードバック補償器を提案し、数値シミュレーションによりその効果を検証した。提案手法を在来手法である計算トルク法と比較することで IDCS によるフィードフォワード補償器の有効性を明らかにした。

シミュレーション結果からは提案手法に含まれる IDCS 制御手法は幾何学的な非線形性を有する制御対象に対して近似的に逆ダイナミクスを計算することが可能であることが示された。また、外乱やモデル化誤差、特に制御対象モデルの次数変化に対して不安定になりやすい適応制御系のアルゴリズムも、本手法のようにシミュレーションを通して理想的な環境を提供することで理論上示されている性能を発揮しやすいという利点を示すこともできた。

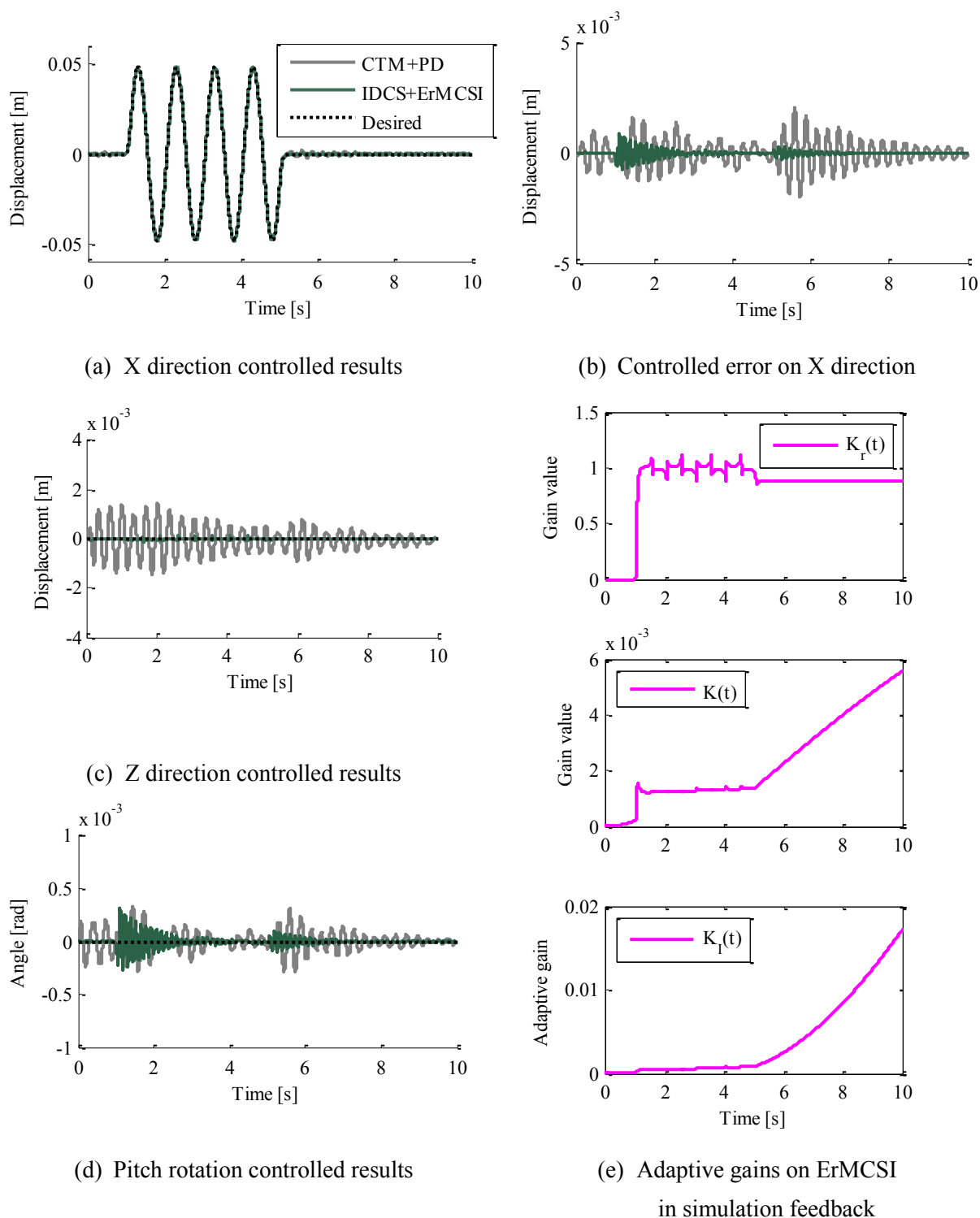


Fig. 5.10 Simulated results: Each results show a relative displacement and rotation angle respected from initial platform positions. The CTM+PD is a controller based on computed torque control method and PD controller. IDCS+ErMCSI method is proposed one

第 6 章

本研究分野における今後の展望と課題

Future topics and applications

本章ではこれまでに述べた研究結果が今後どのような分野へ応用可能であるかを検討する。まず第 2 章, 第 3 章で述べた加速度フィードバックと変位フィードバックに関する方法は動揺再現装置の運動再現性能の向上だけではなく, 自動車や自律移動ロボットなどに代表される移動体の位置・加速度の制御に応用することが可能である。移動体の運動を制御する場合, 移動体内部に存在するセンサを利用して移動体の位置などを計測するデッドレコニング (Dead reckoning)[65]が必要である。車両形状の移動体を考えるとき, その位置はタイヤの回転数などにより計測でき, 加速度は加速度センサなどによって計測することができる。しかし, 序論や第 2 章のはじめに述べたとおりこれらのセンサもノイズを含んでいる。また, モーションシミュレータの制御に関する場合と同様に変位信号と加速度信号の物理的特性があるため, 低周波数域の信号成分が支配的なゆっくりとした動きのときは変位信号を主に計測し, 高周波数域の成分が支配的となる早い動きの際には加速度センサを主に計測することでノイズや計測機器の特性に影響されない位置情報の取得が可能となる。位置計測は制御を目的としていることが多く, 計測された信号を制御に利用する場合については第 2 章や第 3 章での研究に対する背景と移動体の位置情報計測と制御の問題は同じ背景を有しているから, これらの章で述べた手法はそのまま応用することが可能であると考えられる。

第 3 章の研究では制御対象の極を任意の位置に配置することで制御系を設計して油圧アクチュエータを使った実験を行った。しかし, 現代制御理論の枠組みを使った制御系設計が可能であるならば, 評価式に基づいて線形二次最適化を行う制御(LQR 最適制御)[39]を使用した場合にはどのような結果が得られるのかは興味深い。第 3 章で定式化した方法であれば, センサをどの周波数を境にして使い分けるのかを制御対象の極や制御系全体の極配置とは関係なく設計できるため, たとえば操作量の 2 次形式評価を最小とするようなものが簡単に実現できると考えられる。制御系設計において極配置によって制御対象の極を任意に設定することは設計者が配置する極と状態量が制御においてどのような物理的な意味合いを有するのか理解している場合には有用であるが, そうでない場合には評価式などによって制御系の設計

を行うほうが適している。このような考え方からも、LQR 最適制御のような評価式に基づく制御手法で実験を行った場合の結果は興味深い。

また、第2章や第3章で述べたセンサを帯域別に使い分ける研究や、速度・変位の信号を利用した制御などはロボティクス分野でも類似した研究がみられる。杉原らの研究[66]ではセンサ固有の周波数応答特性を考慮して姿勢推定に用いるセンサを使い分けることを論じており、本論文第2章・第3章の目的と類似するところがある。同じく本論文で述べたような目標値として速度・変位を用いる制御は文献[67]ではPD制御の一例として紹介されている。これに照らし合わせると、本研究で用いた加速度・変位を目標値として用いる制御手法はPD制御のさらにもう1階微分動作を行っていることになる。このような場合、PD制御で比喩的に言われるような予見性能が本手法においても見られるのか、また、PD制御と比較してどのように異なるのかは今後の研究課題の一つとなると考えられる。

第4章と第5章で述べた適応制御と、それを基にしたスチュワート型プラットフォーム制御の例題はロボティクス分野への応用が期待できる。特に逆動力学計算を順運動学に基づく数値モデルとフィードバック数値シミュレーションで計算する手法で近似する方法は計算コストを考慮する必要があるものの、計算の見通しをよくし、トルクを計算する際に関節の加速度・速度・変位のそれぞれが連続であることを暗に考慮することができるなどの点で、一般的な逆動力学計算を行う手法よりも簡単である。また、IDCS手法については制御対象へトルクとして入力する操作量のエネルギーや駆動限界を考慮する必要がある場合にも、数値シミュレーション内のフィードバックの性能を調整すればそれらを簡単に考慮することができる。また、数値シミュレーションを実時間以下の周期で計算できるならば予見的な性質を有する制御系が実現できるのではないかと筆者は考えている。

機械の制御を行う際に、あらかじめ既知のダイナミクスを有する部分と未知のダイナミクスを有する部分が組み合わされた制御対象の制御を行う場合、そのような中で既知の部分を安定に制御することは制御工学の研究における一つの挑戦である。本研究で述べた動揺再現装置における制御に関する研究はこれに関連する研究であり、制御工学における挑戦に対する一つの道筋を提案するものである。ちなみに、これがうまく取り入れられているシステムは生き物や人間であるといえる。生き物は未知ダイナミクスが遍在する環境の中で身体をうまく運動させている。このような観点からは本研究の成果が、生き物はなぜ環境や対象が未知のものでもうまく制御を行うことができるのかという問題を解決するための研究にも少なからず関連している可能性があると考えている。

第7章

結論

Conclusion

本論文では動揺再現装置：モーションシミュレータの運動を制御することを問題として取り上げ、制御手法に関する研究を行ってきた成果を述べ以下の知見を得た。

まず、第2章では周波数応答特性をもとにして加速度信号と変位信号を使い分けるフィードバックについて紹介した。本手法は帯域通過フィルタを用いて加速度信号と変位信号の使い分けを実現することが可能であることを示した。また、加速度をフィードバックする制御により振動台の加速度を正確に目標化速度へ追従させることができればプラットフォームに搭載された被試験構造物のダイナミクスに影響されない振動台の制御が可能であるとの考察に基づき加速度再現性能が重視されることを説明した。提案手法の応用例として小型の振動台による地震波再現の実験を紹介した。

第3章では、変位・加速度のフィードバックを行う制御系の設計方法が設計者の経験的調整に依存する可能性を懸念し、設計パラメータの低減と設計手法の系統化を試みた。先行研究を参考にして第2章で述べた制御系設計の問題点を克服し、同手法により変位フィードバックと加速度フィードバックを周波数に応じて使い分ける制御系が実現できることを示した。また、本章では加速度のフィードバックと変位のフィードバックの使い分けを行う提案した手法が条件を満たす範囲内で複数の出力信号を使い分ける制御へ一般化することができることを示した。この二つの章で述べた結果により、モーションシミュレータのプラットフォーム加速度を目標化速度信号へ正確に追従させる制御を実現する方法を提案することができたといえる。また、第3章の内容は本手法が加速度・変位の関係を有する信号だけでなく、より一般的な関係を有する目標値信号に対する制御へも応用可能であることを示すものである。

第4章においては、振動台における大きな問題である、搭載物のダイナミクスがプラットフォームの運動へ影響を及ぼして制御し性能が悪化する問題に対し、搭載物のダイナミクスを同定しながら制御を行う適応制御の導入を検討し、実験を通してその特性などを紹介した。本章では続く第5章の基礎的内容をまとめている。

続く第5章ではビークルシミュレータによくみられる、スチュワート型プラットフォームの制御を述べた。シミュレーションを使った仮想的なフィードバックと適応制御手法を組み合わせることにより、スチュワートプラットフォームの構造に起因する非線形性に起因する軸同士の運動が干渉しやすい問題を、順動力学モデルを利用したIDCSによる制御で解消することが可能であることを述べた。シミュレーションフィードバックを利用することで、逆動力学計算を近似的に行うことができることは先行研究でも検討されていたが、スチュワートプラットフォームのような複雑な構造を持つ制御対象に対してシミュレーションフィードバック適用する例を本論文では新たに紹介した。これによって幾何学的非線形性を有する制御対象へのフィードフォワード制御を簡単に行うことが可能であることを示した。また、併進や回転の複数軸を有する機構を持つモーションシミュレータにおいて、各軸の運動を干渉させることなく独立に制御することが可能であることを述べた。

第6章では第5章までの内容をまとめ、この分野における今後の研究展望について述べるとともに、第3章で述べた議論がロボティクス分野などに用いられている制御手法などへ応用可能であるとの考察を与えた。

以上の議論より、本論文の研究成果はモーションシミュレータの制御分野において加速度を積極的にフィードバック制御へ利用することが可能であることを主張するのみならず、普遍的な機械の運動制御問題において一つの提案を与えるものである。

付録

第2章・第3章で述べた設計方法の 等価性に関する補足

Appendix: Controller design approach on chapter 2 and chapter 3

ここでは、第2章で述べた周波数応答に基づく制御系設計手法と、第3章で述べた制御系設計手法が本質的には等価であることを補足として解説する。第2章で示した制御系設計手法がコンポジットフィルタをもとにした制御系設計手法によって実現できることは第3章で述べたとおりである。逆に、第2章で述べた制御系設計手法から第3章で述べたコンポジットフィルタをもとにした制御系設計と同様の制御系が実現できることを付録として記しておく。

第3章ではコンポジットフィルタから導かれる制御の操作量が、コントローラフュージョンによる制御系と同様であることを示した。本章では、モデルマッチングによって設計されるコントローラフュージョン操作量がコンポジットフィルタを使用した制御に用いられる操作量と同様であることを式展開により示す。なお、式展開で用いる変数などの定義は第3章と同様である。

まず、モデルマッチングによって変位信号をフィードバックする補償器を式(A-1)と定め、加速度信号をフィードバックする補償器を式(A-2)の通りに定める。これには第2章で議論したとおりの帯域通過特性がフィードバック補償器に含まれる。

$$C_{hb}(s) = (L_d s^{-2} + L_a) F_h(s) \quad (\text{A-1})$$

$$C_{lb}(s) = (L_d + L_a s^2) F_l(s) \quad (\text{A-2})$$

フィードフォワード補償器は次の関係を満たす

$$s^2 C_{hf}(s) + C_{lf}(s) = L_f \quad (\text{A-3})$$

第2章の議論に従うと、Dual Model Matchingによって構成された制御系から導出される操作量は式(A-4)の通り。

$$u = [C_{hf}(s) \quad C_{lf}(s)] \begin{bmatrix} \ddot{r} \\ r \end{bmatrix} + [(L_d s^{-2} + L_a)F_h \quad (L_d + L_a s^2)F_l] \begin{bmatrix} \ddot{y} \\ y \end{bmatrix} \quad (\text{A-4})$$

式(A-4)を展開して式(A-1)と(A-2)を代入し、整理すると式(A-5)を得る。これをさらに展開して、変位信号、加速度信号と目標値の信号ごとにまとめると式(A-6)を得る。

$$u = (L_d s^{-2} + L_a)F_h(s)\ddot{y} + (L_d + L_a s^2)F_l(s)y + C_{hf}(s)\ddot{r} + C_{lf}(s)r \quad (\text{A-5})$$

$$u = L_a(F_h(s)\ddot{y} + s^2 F_l(s)y) + L_d(s^{-2}F_h(s)\ddot{y} + F_l(s)y) + (C_{hf}(s)s^2 + C_{lf}(s))r \quad (\text{A-6})$$

式(A-6)に対して、コンポジットフィルタで用いられる仮定である式(A-7)(注：第3章における式(3-4)と同様である)を代入すると式(A-8)を得る

$$F_h(s) + F_l(s) = 1 \quad (\text{A-7})$$

$$u = L_a\ddot{y}_c + L_d y_c + L_f r \quad (\text{A-8})$$

式(A-8)は第3章で述べた式(3-8)と等しい。よってモデルマッチング手法を用いたコントローラフュージョンによる操作量から、コンポジットフィルタによる操作量が導出されることが示された。

参考文献

Reference

本論文で引用した文献を以下に示す。原則として最初に引用した章ごとにまとめた。

第1章

- [1] 芳村敏夫,横山隆,日野順市,“基礎 振動工学 [新訂版]”, 共立出版株式会社, 2002
- [2] 関健太, 服部誠, 川福基裕, 岩崎誠, 平井洋武, 岸田一義, “耐震試験用ハイブリッド実験システムの制御系設計”, 日本機械学会論文集(C編) 第73巻,731号, pp2005-2011, 2007
- [3] C. N. Lim, S. A. Neild, D. P. Stoten, D. Drury, and C. A. Taylor, “Adaptive Control Strategy for Dynamic Substructuring Tests”, JOURNAL OF ENGINEERING MECHANICS 2007August, pp. 864-873, 2007
- [4] S. A. Neild, D. P. Stoten, D. Drury, and Wagg, D. J., “Control issue relating to real-time substructuring experiments using a shaking table”, Earthquake Engineering & Structural Dynamics. No. 34 (2005), pp. 1171-1192, 2005
- [5] 持丸正明, ”人間機能の個人差を再現する次世代デジタルヒューマン” Dhaiba”,計測と制御 Vol.45, No.12 pp. 999-1004, 2006
- [6] E. Sato, S. Furukawa, A. Kakehi and M. Nakashima, “Full-scale shaking table test for examination of safety and functionality of base-isolated medical facilities”, Journal of Earthquake Engineering and Structural Dynamics vol.40, No.13, pp.1435-1453, 2011
- [7] D.P. Stoten and R.A. Hyde, “Adaptive control of dynamically substructured systems: the single-input single-output case”, Proceedings of the Institutions of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, vol.220, No.2,pp.63-79, 2006
- [8] Jung-Seok Kim, “A study on a dynamic model of a vehicle simulator with 6DOF for the Korean tilting train”, International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility, vol. 45, No.4, pp.327-340, 2007
- [9] D.Pitilakis, M. Dietz, D. M. Wood, D. Clouteau, A. Modaressi, “Numerical simulation of dynamic soil-structure interaction in shaking table testing”, Soil Dynamics and Earthquake Engineering, vol.28, Issue 6, pp.453-467, 2008
- [10] 吉本堅一, “運転シミュレータ：似せる”, 日本機械学会誌, Vol. 92, No.842, pp. 8-11, 1989

-
- [11] 永井正夫, 鎌田崇義, 吉田秀久, 五十嵐政, “研究用ドライビングシミュレータの開発(第2報 振動特性)”, 日本機械学会第9回交通・物流部門大会講演論文集, pp.221-222, 2000
- [12] 山邊茂之, 鄭仁成, 中野公彦, 須田義大, “トラック自動運転隊列走行のためのドライビングシミュレータ構築に関する研究”, 日本機械学会 第21回交通・物流部門大会 講演論文集, 講演番号 3312, 2012
- [13] 独立行政法人 交通安全環境研究所
<http://www.ntscl.go.jp/sisetu/sisetu11.html>, (閲覧日:平成26年1月20日)
- [14] S. Ito, T. Yonekawa, K. Iwazaki, T. Adachi, “Motion sickness Improvement of Highly Realistic Driving Simulator”, Proceedings of Second International Symposium on Future Active Safety Technology toward zero-traffic- accident (USB Digital Proceedings), No.OS3-2-3, 2013
- [15] A. Bertz, A. Butry, P. Junietz, P. Wagner, H. Winner, “Driving Dynamics Control of a Wheeled Mobile Driving Simulator Utilizing an Omnidirectional Motion Base for Urban Traffic Simulation”, Proceedings of Second International Symposium on Future Active Safety Technology toward zero-traffic- accident (USB Digital Proceedings), No.OS3-2-1, 2013
- [16] 若色薫, 野田文夫, 村岡浩治, 飯島朋子, 船引浩平, 野嶋琢也, “研究開発用飛行シミュレータの開発”, 宇宙航空研究開発機構研究開発資料 JAXA-RM-04-015, 2005
- [17] 鈴木浩明, “乗り物の振動と乗り心地の評価-鉄道を中心に-”, 日本音響学会誌, Vol.60, No.9, pp.543-548, 2004
- [18] R. T. Severn, “The development of shaking tables –A historical note”, Earth quake Engineering And Structural Dynamics, vol.40, Issue 2, pp.195-213, 2011
- [19] 森村勉, 関雅樹, 石川栄, 坂上啓, 三輪昌弘, 村松浩成, 西村和彦, 吉田幸司, 足立昌仁, 南喜徳, “実物台車振動台実験による鉄道車両の地震時脱線メカニズムの検証”, 日本機械学会論文集(C編), 第76巻, 764号, pp.825-833, 2010
- [20] N. Ogawa, K.Ohtani, T. Katayama and H. Shibata, “Constriction of a three dimensional large scale shaking table and development of core technology”, Philosophical transactions of the royal society Lond. A, vol. 359 pp.1725-1751,2001
- [21] N. Nakata, “Acceleration trajectory tracking control for earthquake simulators”, Engineering Structures Vol. 32, pp.2229-2236, 2010
-

-
- [22] A.J.Crewe, R.T.Severn, “The European Collaborative program on evaluating the performance of shaking tables”, Philosophical transactions of the royal society A, Vol.359, No.1786, pp.1671-1696, 2001
- [23] B. Dasgupta, and T.S. Mruthyunjaya, “The Stewart plat form manipulator: a review”, Journal of Mechanism and Machine Theory, vol.35, Issue .1, pp.15-40, 2000
- [24] W.Khaili, S.Guegan, “Inverse and Direct Dynamic modeling of Gough-Stewart Robots”, IEEE Transaction on Robotics and Automation, vol.20 No.4, pp.754-762, 2004
- [25] 高橋安人, 北森俊行, ”制御と力学系”, コロナ社, 1977
- [26] 阿部健一, “E-ディフェンスの地震防災・減災へ果たす役割”, 精密工学会誌 vol.78, No.1, pp.5-9, 2012
- [27] 田上将治, 野川尚孝, 田川泰敬, 安田正志, 洞宏一, 野口保行, 加藤久雄, ”直接慣性力制御を用いた多軸アクティブ消振・制振システムに関する研究”, 日本機械学会論文集(C編), Vol.75, No.755, 2009
- [28] 井上貴仁, 長江拓也, 梶原浩一, 福山國夫, 中島正愛, 斉藤大樹, 北村晴幸, 福和伸夫, 日高桃子, “「長周期地振動による建築被害軽減対策」の全体計画と概要 高層建物の耐震性評価に関する E-ディフェンス実験—その 1”, 日本建築学会学術講演便概集, Vol. C-1, pp. 823-824, 2008
- [29] 関健太, 菊池元春, 川福基裕, 岩崎誠, 平井洋武, 保田和輝, “振動台における外乱抑圧特性を考慮した供試体反力補償器の設計” 日本機械学会論文集 C編 Vol. 74, No. 745 (2008), pp. 114-121, 2008
- [30] 岡本峰基, 田川泰敬, 神田瞬, ”試験体反力を考慮した多自由度振動試験装置の加速度制御”, 第 54 回自動制御連合講演会 講演論文集 CD-ROM, No. 1D203, 2011
- [31] 弘中浩二, 三浦淳, 堀口幸一郎, 田川泰敬, “供試体反力を考慮した振動台制御(供試反力に着目した油圧加振機の 2 自由度制御系設計)”, 日本機械学会論文集 C 編 Vol.75, No.759, pp.57-64, 2009
- [32] A O Gizatullin, K A Edge, “Adaptive Control for a multi-axis hydraulic test rig”, Proc. IMechE Vol.221 Part I: J. Systems and Control Engineering, pp.183-198, 2007
- [33] Y. Tagawa, J.-Y. Tu, and D. Stoten, “Inverse dynamics compensation via 'simulation of feedback control systems' (IDCS),” Proceedings of the IMechE, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, vol.225, No.1, pp.137-153, 2011
-

-
- [34] D.P.Stoten, S.A.Neild, “The error-based minimal control synthesis algorithm with integral action”, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineering, Part I, Journal of Systems and Control Engineering, vol.217, No.3, pp.187-201, 2003
- [35] K.Koganezawa, D. Stoten, “Adaptive Control of Concatenated Closed-Link Hyper – Redundant Manipulators”, 10th Motion and Vibration Control Conference, No.3114, 2007

第 2 章

- [36] 白石昌武, “センサフュージョンのメカトロニクスへの応用”, 日本機械学会 2008 年次大会講演資料集 Vol. 2008, No. 9, pp. 123 -124, 2008
- [37] 森敦司, 木田隆, 長塩知之, “センサフュージョンによる宇宙機の姿勢制御”, 第 17 回スペース・エンジニアリング・コンファレンス講演論文集, Vol. 2008 No.17, pp. 1-4, 2009
- [38] Y. Uchiyama, M. Mukai and M. Fujita, “Robust control of electro dynamic shaker with 2dof control using H_{∞} filter”, Journal of Sound and Vibration vol. 325, pp.75-87, 2009
- [39] Sigrud Skogestad, Ian Postlethwaite, “Multivariable feedback control: Analysis and Design, 2nd edition”, Wiley-Inter science, 2005
- [40] 安藤嘉健, 境行男, 杉江俊治, “センサ分解能を考慮した制御器切り替えによる位置・速度制御”, 第 55 回自動制御連合講演会 電子予稿集(CD-R), pp.1172-1175, 2012
- [41] 平井一正, “非線形制御”, コロナ社, 2003
- [42] Tagawa, Y, Tagawa, R, and Stoten, D. P., “Characteristic Transfer Function Matrix-based linear feedback control system analysis and synthesis”, International Journal of Control, Vol. 82, No.4, pp. 585-602, 2009
- [43] 独立行政法人 防災科学技術研究所 強振観測網 K-net, KiK-net <http://www.kyoshin.bosai.go.jp/kyoshin/>, (平成 26 年 1 月 20 日 時点)
- [44] ギルバート ストラング(著), 山口昌也(監訳), 井上昭(訳), “線形代数とその応用, 産業図書”, 1978
- [45] 岩崎徹也, “LMI と制御”, 昭晃堂, 1997

第3章

- [46] Stoten, D. P., “Fusion of kinetic data using composite filters”, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, Vol. 215 No. 5, pp. 483 – 497, 2001
- [47] A. R. Plummer, “Optimal complementary filters and their application in motion measurement”, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering Vol.220 No.6, pp.489-507, 2006

第4章

- [48] 堂菌美礼, 堀内敏彦, 勝俣英雄, 今野隆雄, “適応フィルタによる振動台制御性能の向上(第2報, 大型振動台による検証試験)”, 日本機械学会論文集(C編)69巻682号, pp.1486-1492, 2003
- [49] ヨアン D. ランダウ, 富塚誠義, “適応制御システムの理論と実際”, オーム社, 1981
- [50] 美田勉, 大須賀公一, “ロボット制御基工学入門”, コロナ社, 1989
- [51] D. P. Stoten, H. Benchoubane, “The minimal control synthesis identification algorithm”, International Journal of Control, vol.58, Issue 3, pp.658-696, 1993

第5章

- [52] 丸山喜久, 山崎文雄, “ドライビングシミュレータを用いた地震動早期警報の効果検討”, 土木学会地震工学論文集 No.787, pp.177-186, 2005
- [53] W. Khalil, O. Ibrahim, “General Solution for the Dynamic Modeling of Parallel Robots”, Journal of Intelligent and Robotic Systems, vol. 49, pp.19-37, 2007
- [54] 土屋研吾, 鈴木勝正, 佐藤三祿, “油圧シリンダを用いた6自由度パラレルリンク機構の運動特性”, 日本フルードパワーシステム学会論文集, Vol. 39, No.1, pp.7-12, 2008
- [55] A. Vivas, P. Poignet, “Predictive functional control of a parallel robot”, A Journal of IFAC Control Engineering Practice Vol. 13, pp.863-874, 2005
- [56] 大岩孝彰, “パラレルメカニズムの工業応用”, 日本機械学会論文集(C編), 77巻, 778号, pp.252-261, 2011
- [57] Y. Ota, K. Yoneda, F. Ito and S. Hirose, “Design and Control of 6-DOF Mechanism for Twin-Frame Mobile Robot”, Autonomous Robots vol.10, pp.297-316, 2001
- [58] 井上雄介, 田川泰敬, ベンチャー・ジェンチャン, “Stewart Platform のマルチボディアダイナミクスによるモデル化と IDCS による運動制御”, ロボティクス・メカトロニクス 講演会 2011 講演論文集(CD-ROM), 講演番号 2A1-J03, 2011

-
- [59] 吉川恒夫, “ロボット制御基礎論”, コロナ社, 1988
- [60] A. Albu-Schäffer, C. Ott, G. Hirzinger, ”A unified passivity-based control framework for position, torque and impedance control of flexible joint robots”, International Journal of Robotics Research, vol. 26, No.1, pp. 23-39, 2007
- [61] N. J. I. Garrett and M. C. Best, “Model predictive driving simulator motion cueing algorithm with actuator based constraints”, International Vehicle Mechanics and Mobility ,vol51, No.8, pp.1151-1172, 2013
- [62] 山本昌宏, “逆問題入門, 岩波講座物理の世界 制御する 2”, 岩波書店, 2002
- [63] D. J. Murray-Smith, “Feedback methods for inverse simulation of dynamic models for engineering systems applications”, Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems, Vol.17, Issue .5, pp.515-541, 2011
- [64] D. J. Murray-Smith, “The application of parameter sensitivity analysis methods to inverse simulation models”, Mathematical and Computer Modeling of Dynamical systems, vol.19, Issue 1, pp.67-90, 2013

第6章

- [65] C. Peter, “Robotics, Vision and Control”, Springer, 2011
- [66] 杉原知道, 舛屋賢, 山本元司, ”三次元高精度姿勢推定のための慣性センサの線形・非線形特性分離に基づいた相補フィルタ”, 日本ロボット学会誌, Vol.31, No.3, pp.251-261, 2013
- [67] 内山勝, 中村仁彦, “ロボットモーション”, 岩波書店, 2004

謝辞

Acknowledgement

学部生4年時から数えて6年間にわたりご指導をいただいた、本論文の指導教員および主査である田川 泰敬 教授には機械力学・制御工学をご教授いただき、本論文にまとめた研究に関する丁寧なご指導、後輩に対する指導方法についてのご助言をいただくなど、私が今日、博士号を獲得するにあたる資質を丁寧にご教授いただきました。また、先生は留学を勧めくださり、ブリストル大学をご紹介してくださりました。先生の懇切丁寧なご指導につきましては感謝の意は言い尽くせぬほどです。

この学位論文に関する審査を承諾してくださった、遠山 茂樹 教授、鎌田 崇義 教授、ポンサトーン ラクシンチャランサク 准教授、ベンチャー ジェンチャン 准教授の各先生方には学位審査だけでなく、学生生活の中で折に触れてご助言をいただき、TA や RA、非常勤の職務などで幾度となくお世話になりました。また、先輩諸氏には実験の手順など多くのことを教えていただきました。後輩諸氏、特に青田 隼一 君には第2章で示した実験を担当してもらい、本研究で提案した手法を初めて振動台へ使用した実例を示してくれました。彼の多大なる貢献に感謝いたします。また第5章で扱った数値シミュレーションは井上 雄介 君の先行研究によって本論文で述べた内容をまとめるに至りました。ここに改めて御礼申し上げます。

第3章で述べた内容は本論文の中で最もオリジナルなところであると著者は考えていますが、この内容の基礎と検証実験については英国のブリストル大学における短期留学の経験が特に大きかったことを改めてここに述べます。特に 波田野 利昭 博士、榎田 竜太 博士の両名には、慣れない海外生活の中において様々な面でお世話になりました。お二方には感謝の意を感じずにはいられません。波田野博士はブリストル大学における実験の際には実験装置の操作や計測環境のみならず、提案手法の検証に関するアドバイスや私には思いもつかぬ考えをお教えいただきました。彼は私の大学院生活において、もっとも意義のある意見を交わした研究仲間であったと思います。さらに、英国における生活環境や、海外滞在の注意点などを丁寧に教えていただいたおかげで、私は無事に海外で研究を遂行することができました。お二人が今後とも第一線の研究者としてますますご活躍されること陰ながら応援させていただきます。また、英国における研究

訪問を承諾いただいた David Stoten 教授には研究のみならず、英国の慣習や、機械工学の話題を教えていただただけでなく、先生のお時間を割いてまでコッツウォルズ地方や英国南部をご案内していただくなどの多くのことをご教授いただきました。特に、物事をどうやって考えるか、どういう視点で見たらよいのかを、雰囲気だけでも先生から感じ取ることができたのは、私にとって何より良い勉強になりました。この2回にわたる留学経験は5年にわたる大学院生活の中で最も印象深く、感慨深い出来事であり、今後の人生でこれほど幸運なことがあるかどうかはわからないほどであると私は思います。このような機会を得たことができたのは Stoten 教授とブリストル大学各位の寛大なお心によるものです。この場を借りて感謝の意を記させていただきます。

ほかにも、さまざまな方にお世話になりました。中でも本論文に関する内容で特別にお力添えをいただいた各位をここにご紹介させていただき、謝辞とさせていただきます。

独立行政法人 防災科学技術研究所

兵庫耐震工学研究センター 梶原 浩一 博士

強震地震観測網 URL : <http://www.kyoshin.bosai.go.jp/kyoshin/>

独立行政法人 交通安全環境研究所 関係各位

株式会社 日立製作所 インフラシステム社 弘中 浩二 博士

独立行政法人 宇宙航空研究開発機構 調布航空宇宙センター 関係各位

大学院在籍時の業績

A list of achievements

平成 26 年 2 月 7 日時点での業績一覧，講演者…○印付，本人…下線付

【国際会議における発表】

【査読あり】

1. ○Keisuke Shimono ,Atsushi Kato, Koji Hironaka ,Yasutaka Tagawa, David Stoten, “Control of a Linear Motor Driven Table via Minimal Control Synthesis”, 10th International conference of Motion and Vibration Control (MOVIC 2010) , Paper No.10045 , Tokyo, August 2010
2. ○Keisuke Shimono, Yusuke Inoue, Gentiane Venture, Yasutaka Tagawa “Control Methodology for Stewart Platform Type Motion Simulator Using Closed Loop Control Simulation via IDCS”, FAST-zero'13, Paper No.20134600, September 22-26, 2013
3. Keisuke Shimono, ○Yasutaka Tagawa, “CLOSED LOOP FUSION TECHNIQUE FOR THE SHAKING TABLE MOTION CONTROL”, ASME Dynamic Systems and Control Conference 2013, Paper No.DSCC2013-4018, October 21-23, 2013

【国内学会・シンポジウム等における発表】

【査読なし】

筆頭著者として発表したもの

4. ○霜野慧亮, 田川泰敬, 加藤敦司, 弘中浩二, 和田政臣, 「線形パラメータ変動系で表される搬送装置の制御に関する研究」, Dynamics and Design Conference 2009 in Sapporo and Otaru, 講演番号 634, 札幌, 2009 年 8 月
5. ○霜野慧亮, 田川泰敬, 「制御周波数帯域が異なる二つの制御系の融合 (コントローラフュージョン)」, 第 54 回自動制御連合講演会, 講演番号 1D204, 豊橋, 2011 年 11 月
6. ○霜野慧亮, 青田隼一, 田川泰敬, 「複数の制御系の融合による運動制御の高精度化 (3 自由度電動加振機を用いた地震波再現性の検証)」, Dynamics and Design Conference 2012 in Yokohama, 講演番号 229, 横浜, 2012 年 9 月
7. ○霜野慧亮, 田川泰敬, 「異なる周波数特性・フィードバック物理量を有する閉ループを組み合わせて構成される運動制御系設計についての考察」, 第 55 回自動制御連合講演会, 講演番号 2K103, 京都, 2012 年 11 月

-
8. ○霜野慧亮, 田川泰敬, 「複数の制御系の組み合わせによるモーションシミュレータの高精度運動再現」, 第 21 回交通・物流部門大会, 講演番号 3313, 東京, 2012 年 12 月

共著者として発表したもの

9. ○張笑辰, 霜野慧亮, 田川泰敬, 「長さの変化するクレーンシステムの運動と振動の制御」, 第 19 回交通物流部門大会(TRANSLOG2010), 講演番号 1201, 川崎, 2010 年 12 月
10. ○張笑辰, 霜野慧亮, 田川泰敬, 「IDCS による長さの変化するクレーンシステムの運動と振動の制御」第 54 回自動制御連合講演会, 講演番号 2C104, 豊橋, 2011 年 11 月
11. ○張笑辰, 霜野慧亮, 田川泰敬, 「DMM による長さの変化するクレーンの運動と振動の制御」, 第 20 回交通・物流部門大会, 講演番号 3410, 川崎, 2011 年 12 月
12. ○張笑辰, 霜野慧亮, 田川泰敬, 「DMM によるロープ長変動を考慮した天井クレーンの運動と振動の制御」, Dynamics and Design Conference 2012 in Yokohama, 講演番号 314, 横浜, 2012 年 9 月
13. ○神田瞬, 岡本峰基, 霜野慧亮, 田川泰敬, 「試験体反力の抑制を考慮した 3 自由度電動加振機の変位制御」, Dynamics and Design Conference 2012 in Yokohama, 講演番号 230, 横浜, 2012 年 9 月
14. ○橋爪友樹, 張笑辰, 霜野慧亮, 田川泰敬, 「DMM によるクレーンの運動と振動の制御 (ヒューマン・インターフェースの実装実験)」第 21 回交通・物流部門大会, 講演番号 2302, 東京, 2012 年 12 月

【雑誌論文における発表】

15. 霜野慧亮, 青田隼一, 田川泰敬, 複数の制御系の融合による高精度な追従特性を有する制御系の設計と 3 自由度電動加振機を用いた地震波再現実験, 日本機械学会論文集 C 編 vol. 79, No.806, pp.3514-3524, 2013 年 10 月

【所属大学以外での研究活動】

2011 年 5 月 31 日～8 月 5 日 英国 University of Bristol Faculty of Engineering

Advanced Control and Test laboratory 訪問研究・共同研究

2013 年 6 月 23 日～9 月 16 日 英国 University of Bristol Faculty of Engineering

Advanced Control and Test laboratory 訪問研究・共同研究

あとがき

本論文は著者が東京農工大学大学院の田川 泰敬 教授の研究グループで行った研究プロジェクトをもとにしてまとめたものです。東京農工大学の関係各位にはご迷惑をかけてばかりでしたが、それにもかかわらず博士論文を完成させることができたのは母校の指導・研究体制や校風に恵まれたところが大きいと私は思います。

研究室に所属してからは多くの良い先輩・後輩に恵まれました。先輩諸氏、特に田上将治 博士 と弘中 浩二 博士には初めて研究室に所属した時に研究の進め方や実験をどのように進めるかを丁寧に教えていただきました。ほかにも、野川氏、加藤氏、永山氏など諸先輩方に教えていただいた基礎がなければ、今日私が無事に大学院を修了することはできなかったと思います。先輩方には改めて御礼を申し上げます。後輩諸氏、特に伊東君、張君、岩崎君、青木君、神田君、羽場君、松方君、小川君、木名瀬君と米田君には、私が気付かなかった課題などへの率直な指摘をいただき、彼らの質問に私が窮することもありました。しかし、彼らがいなければ私の研究において存在した問題点などに気づくこともなかったかもしれません。その意味で彼らも私の大学院生活において重要な研究仲間であったと思います。今後、後輩諸君がどのような道へ進んだとしても、それぞれが進んだ分野で活躍されることを私は願うばかりです。

大学・大学院の同級生諸君にも謝意を表さねばならないでしょう。在学中は幾度となく世話になりました。それぞれ進む道は違いますが、彼ら・彼女らがその分野で活躍し、いずれまた、どこかでともに仕事をする機会があることを楽しみにしております。

最後に、大学院在学中に幾度となく困難なことはありましたが、その時々を支えてくれた方々に感謝いたします。

平成 26 年 3 月 霜野 慧亮