



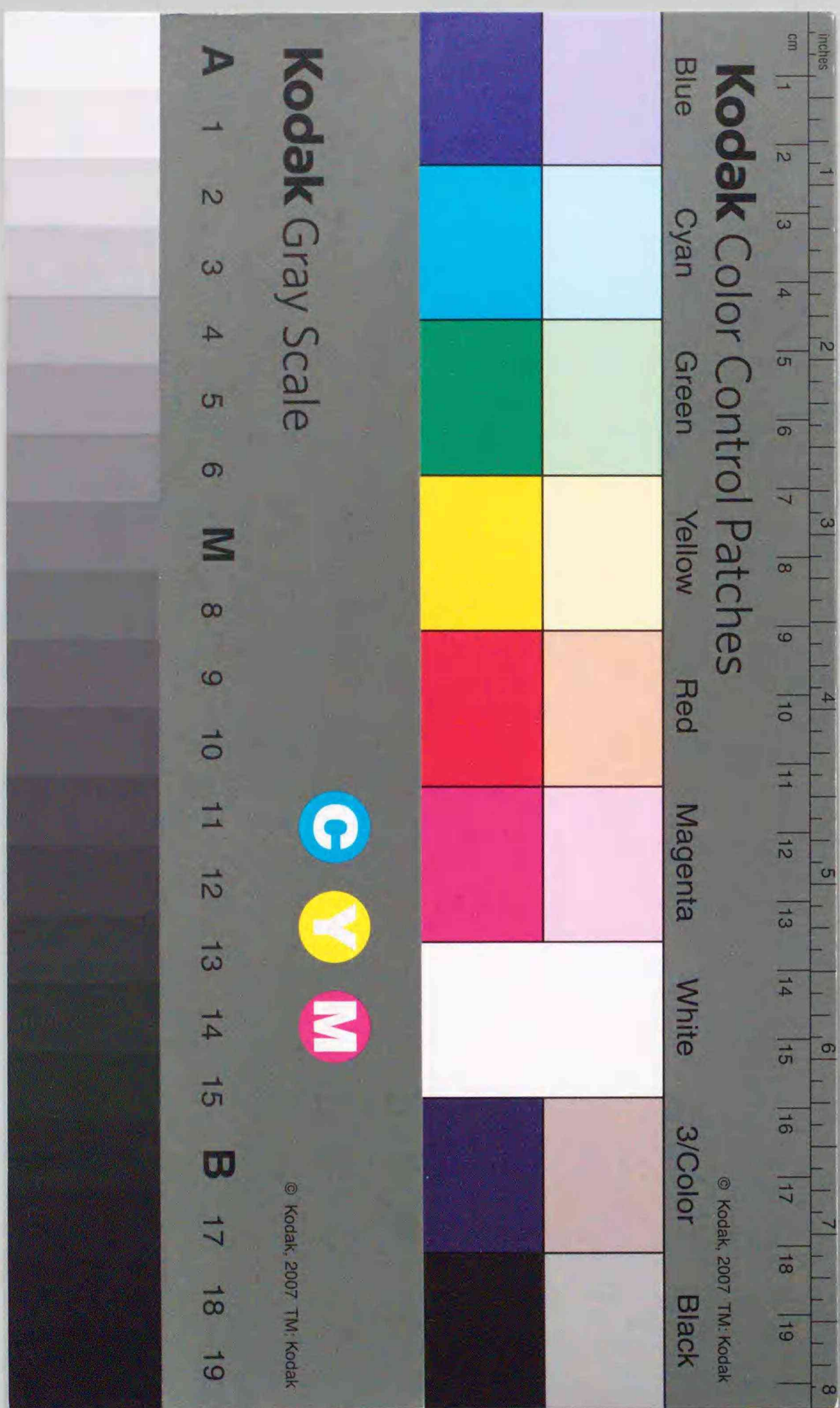
HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	マニピュレータのコンプライアント動作に関する研究
Author(s)	岩城, 敏
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	乙第3903号
Issue Date	1991-03-25
DOI	https://doi.org/10.11501/2964272
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/49663
Type	doctoral thesis
File Information	000000238013.pdf



マニピュレータの
コンプライアンス動作に関する研究

岩城 敏



①

① マニピュレータの コンプライアント動作に関する研究

1991年

岩城 敏

目次

第1章 緒論	1
1.1 研究の目的と従来の研究	1
1.2 本研究の概略	4
第2章 磁気浮上型コンプライアンス装置の機構と制御	7
2.1 はじめに	7
2.2 機構系の設計	10
2.2.1 電磁石の最適配置	12
[1] 拘束条件	12
[2] 機構的非干渉化条件とバイアス等価条件	17
[3] ロバスト条件	20
[4] 電磁石最適配置の指針	24
2.2.2 センサの最適配置	25
2.3 制御系の設計	27
2.3.1 状態量の算出	28
2.3.2 アクチュエータ対応制御系	28
2.3.3 自由度対応制御系	30
2.3.4 制御定数の決定法	33
2.4 提案した設計法の妥当性の確認	36
2.4.1 2自由度モデル	36
2.4.2 3自由度モデル	39
[1] 拘束条件	39
[2] 機構的非干渉化条件とバイアス等価条件	40
[3] ロバスト条件とその妥当性の評価	40
2.5 試作例と実験	44
2.5.1 5自由度モデル	44
[1] 機構系	44
[2] 制御系	51
[3] 実験結果	52
2.5.2 6自由度モデル	55
2.5 2章のまとめ	59

第3章 安定な負のコンプライアンスを用いたマニピュレータの コンプライアンス制御	61
3.1 はじめに	61
3.2 基本概念	64
3.2.1 従来の独立関節制御の問題点	64
3.2.2 SNCCの提案	67
3.2.3 安定な負のコンプライアンスの力学的特性	68
3.2.4 安定な負のばねと不安定な負のばね	70
3.3 SNCCの定式化	71
3.3.1 自由空間での安定性解析	71
3.3.2 既存手法との比較	72
3.4 SNCの実現法	76
3.4.1 カセンサを用いる場合	76
3.4.2 カセンサを用いない場合	77
3.5 シミュレーションと実験	83
3.5.1 3自由度アームによるシミュレーション	83
3.5.2 1自由度アクチュエータによる基礎実験	84
3.5.3 3自由度アームによる作業実験	88
3.6 ロボットハンドへの応用	93
3.6.1 動作原理	93
3.6.2 基本実験	98
3.7 3章のまとめ	100
第4章 結言	102
謝辞	104
参考文献	105

第1章 緒論

1.1 研究の目的と従来の研究

マニピュレータに代表される産業用ロボットの普及は近年めざましいものがある。その用途は塗装、アーク溶接、搬送など外界からの拘束を受けない自由空間での作業のみならず、最近では機械部品の組立、分解、ばり取り、研磨など外界との相互作用力を伴う拘束空間での作業へと広がりつつある。多品種少量生産を目指す今後のFAにおけるマニピュレータの役割を考えた場合、この傾向はますます強まるものと予想される。

拘束環境下におけるマニピュレータに高度な作業を行わせるためには、作業に適したコンプライアンス(柔軟さ)をマニピュレータの手先に付与する必要がある。このような動作は一般にコンプライアント動作³⁸⁾と呼ばれ、自由空間での位置決め動作と並び、マニピュレータにとって必要不可欠な基本動作である。一般にコンプライアント動作では作業に応じて、位置を制御する方向と力を制御する方向が分離され、力を制御する方向に対して適切なコンプライアンスが設定される。これにより、硬い環境と接触する際に衝撃的な力や過大なトルクを発生させることなくスムーズな運動を実現することが可能となる。

マニピュレータの手先にコンプライアンスを付与する方法は大きく2種類に分けられる。一つは、直接手先にコンプライアンス機構を付加する「直接法」であり、もう一つはマニピュレータの各関節のアクチュエータとセンサを用いてコンプライアンスを実現する「コンプライアンス制御法」である。これらは、作業やマニピュレータに応じて使い分けるべきものであり、どちらも現在のマニピュレータにとって必要不可欠な技術である。

「直接法」は一般に、位置決め制御を主目的とする高剛性マニピュレータの手先にのみコンプライアンス与える簡便な方法である。この方法はコンプライアンスの実現方法によりさらに、受動的な方法と能動的な方法とに分類できる。受動的な方法の代表としては、部品組立て作業における挿入動作専用工具として広

く利用されているRCCデバイス¹⁹⁾などが挙げられる。受動的な方法は弾性部材を利用した機構であるから、制御系を必要とせず極めて簡便であるという利点はあるものの、部品や作業に応じて機構を取り替える必要があり、汎用性が低いという致命的な欠点がある。そこで、この欠点を克服することを目的として、小型のアクチュエータを用いて能動的にコンプライアンスを実現する駆動機構が研究されてきた。代表的なものとして、電磁吸引型の磁気浮上機構^{20), 28)}、コイルと永久磁石によるローレンツ力を利用した駆動機構^{21)~24), 29)}など伝達機構を利用しない直接駆動型と、ワイヤやリンクなどの伝達機構を利用する間接駆動型^{26), 27)}がある。この内、電磁吸引型の磁気浮上機構は、非接触支持であるため本質的に高精度化が容易であり、また比較的小さな磁気ギャップでは実現可能なコンプライアンスの範囲が広いと、特に有望である。またコンプライアンス機構としてだけでなく、高精度な微小位置決めあるいは多軸の力計測など様々な目的に利用できるため、将来的に大きな可能性を持つエンドエフェクタと言える。

このように磁気浮上機構は、「直接法」において極めて有望な一方式ではあるが、電磁吸引力の非線形性というアクチュエータとしての本質的な欠点があることも否めない。すなわち、電磁吸引力が「電流の2乗に比例し磁気ギャップの2乗に反比例する」という特殊な非線形性を有するために、通常の線形アクチュエータには無い以下のような問題を有する。

- (1) 磁気ギャップが大きいとき発生力が著しく弱くなるため、大きな磁気回路を有する電磁石が必要となり機構が大型になる。
- (2) 被駆動体に対し、吸引方向にしか力を及ぼすことができないので、電磁石数が機構自由度数に対し常に冗長となる。
- (3) ダイナミクスに動的な干渉が存在するため、コンプライアンスの厳密な非干渉化を実現するには、何らかの非干渉化対策が必要である。

従来の研究では、上記の問題を考慮した一般性のある合理的な機構設計指針は提案されていない。このため、長い歴史を持つ磁気軸受^{20)~27)}などで培われてきた経験やノウハウに頼り、個別的にしか対応せざるを得ないのが現状である。さらに、安定化のために必要不可欠である制御系に関しては、(2)を考慮した制御系の望ましい構造とパラメータの決定法に関する一般性のある議論は行われてい

ない。そこで本論文では、上記の問題に焦点を当てながら、磁気浮上型コンプライアンス装置における機構と制御系の合理的でかつ一般性のある設計指針について述べる。

一方、「コンプライアンス制御法」は、「直接法」のように特別な機構を必要とせず、マニピュレータの関節のアクチュエータを制御することでコンプライアント動作を実現するものである。これまでに数多くの研究があり³⁸⁾、代表的なものとして以下に述べるようなものがある。

Whitneyは、ヤコビアンの逆行列を用いて各関節の速度指令を発生させる分解速度制御(RMRC)の手法をコンプライアンス制御に応用している³⁹⁾。またPaul-Shimanoは力制御が要求される自由度に対して最大の変位を発生する関節アクチュエータを選定し、対応する手首センサ出力との間で力サーボを形成することにより、所望のコンプライアンスを実現している⁴⁰⁾。またRaibertらはPaul-Shimanoの手法を改良し、ある方向は位置制御それ以外の方向は力制御を同時に行う位置と力のHybrid制御を提案している⁴¹⁾。またSalisburyは先端作業座標系に設定した望みの剛性を実現するのに必要な関節トルクを、仮想仕事の原理からヤコビアン逆行列を使わずに算出するActive Stiffness Control (ASC)を提案している⁴²⁾。また末広らは作業座標空間において剛性と基準点を設定し、基準点からの変位に剛性を乗じた値を作業座標内における力指令値とし、これを関節トルク指令値に変換する方法を提案している⁴³⁾。

これらの手法を用いれば、任意の姿勢で任意の先端コンプライアンスを実現することが理論的には可能である。しかしながら実際のロボットシステムでは、ハードウェアの特性からその性能には必ず限界が生じる⁴⁶⁾。たとえば、アームの機械的剛性が低下し、かつセンサとアクチュエータの間にcollocation⁴⁸⁾が成立していなければ、制御系の帯域は安定性の観点から大きな制限を受けてしまう⁴⁵⁾。このことは上述した手法全てに共通する問題であり、コンプライアンス制御の実用化を目指す上での大きな障壁となっている。

このような現実的問題を解決する方法として、センサとアクチュエータの間に常にcollocationが成立する、独立関節制御⁴⁷⁾が知られている。独立関節制御はもともと、位置決め用として古くから用いられてきた手法であるが⁴⁷⁾、マニ

ピュレータの非線形動力学の影響に対してロバストであることが理論的に明らかにされて以来⁴⁴⁾、様々な観点から研究が進められている^{36, 50)~52)}。しかしながら従来の独立関節制御は、任意の姿勢で任意の先端コンプライアンスを実現することができない、という致命的な欠点を有する⁵⁰⁾。このことは、ASCにおける一般化剛性行列が一般に対角ではなく⁴²⁾、かつ通常の意味での「負のコンプライアンス」は不安定であるという事実に基づき、実作業を行う上での大きな障害となっている。そこで本論文では、従来の独立関節制御法に、外力の方向に対し逆の方向に安定に変位する意味での「安定な負のコンプライアンス」という新しい力学概念を導入することにより、この問題を本質的に解決するコンプライアンス制御手法について述べる。

以上のように本研究は、マニピュレータの高度なコンプライアント動作の実現を目的として、「直接法」と「コンプライアンス制御法」の両面から取り組み、それぞれの本質的問題を解決するものである。本研究の成果はロボット技術の発展において有力な基礎技術あるいは牽引力となるものであり、さらに、メカトロニクス全般に大きな技術的波及性を持つものである。

1.2 本研究の概略

本研究の内容は大きく2つに分かれる。前半は、「直接法」として電磁石吸引型の磁気浮上型コンプライアンス装置を取上げ、その機構と制御の設計法について述べる。後半は、「コンプライアンス制御法」として、独立関節制御に基づく新しい手法: **Stable Negative Compliance Control** について述べる。以下では、それぞれの概略を述べる。

第2章『磁気浮上型コンプライアンス装置の機構と制御』では、磁気浮上型駆動機構とその制御系の設計法の一般論と、それに基づき試作した実験モデルによる具体論を述べる。まず機構系の設計に関しては、電磁石とセンサの幾何学的配置を表現する2つの行列、すなわち電磁石配置行列、センサ配置行列を導入し、望

ましい配置の指針をこの2つの行列に対する解析的な条件として、以下のように導く。

- (1) 吸引力のみによって被駆動体を所望の自由度を有する空間内で安定に拘束かつ制御し得るための電磁石配置条件。
- (2) 電磁石の非線形性に起因する干渉を無くするための電磁石配置条件。
- (3) すべての電磁石の負荷配分が等価となるための電磁石配置条件
- (4) 電磁吸引力のパラメータ変動に強い電磁石配置条件。
- (5) S/N比及び、電磁石とのcollocationを考慮したセンサ配置条件。

次に制御系に関しては、電磁石数の冗長性を考慮した制御系の構造を比較検討し、簡単でかつ各自由度毎の制御特性を任意に設定可能な制御系を提案する。また、入力数の冗長性を解決する方法として、各電磁石で消費される損失エネルギーが最小となる操作量非干渉制御法を示す。

次に、これらの設計法の妥当性を確認するために、簡単な2自由度モデルおよび3自由度モデルを用いて数値実験を行う。最後に、提案した設計法に基づき実際に試作した幾つかの磁気浮上型駆動機構例を示し、実験により提案手法の妥当性を確認する。

第3章『安定な負のコンプライアンスを用いたマニピュレータのコンプライアンス制御』では、独立関節制御に基づく新しいコンプライアンス制御手法

「**Stable Negative Compliance Control (SNCC)** 法」について、理論、実験、応用の順で述べる。まず従来の独立関節制御の問題点を整理し、SNCCの導入背景について述べる。そして、外力の方向に対し逆の方向に安定に変位する意味での安定な負のコンプライアンス(SNC)を導入することにより、従来の独立関節制御で達成可能なマニピュレータ先端の直交座標コンプライアンス空間を飛躍的に拡大できることを示す。次に、平面3自由度アームを1例題として、SNCCの定式化を行い、理想的トルクフィードバックでSNCCを実現した場合は、非線形動力学項を無視した自由空間での運動は常に安定であることを明らかにする。また、従来の**Direct Compliance Control** およびSalisburyの**Active Stiffness Control** との特

微比較を行い、SNCCのみが、正定でないものも含め任意の対称な先端コンプライアンス行列を実現できることを明らかにする。次に、安定な負のコンプライアンスの実現手法を力センサの有無に応じて一般的に明らかにする。特に力センサを用いない方法では、動的補償器が満たすべき必要十分条件を明らかにし、その基本定理を導出する。

次に提案した手法の有効性を確認するため、まず、平面3自由度アームによるシミュレーションを行う。そして、1自由度駆動実験系により、非最少位相推移系の定常特性を利用したSNC制御系の基本特性を定量的に明らかにする。次に、SNCCを実際の平面3自由度DDアームへ適用し、従来のDCCでは実現できなかった任意姿勢での先端コンプライアンスの非干渉化を実現し、実作業でその効果を実証する。

最後にSNCCの応用として、先端コンプライアンス行列の対角成分を負に設定した時の力学的性質を考察し、ロボットハンドの把握、認識動作への応用について述べる。

第4章は本論文の結論である。

第2章 磁気浮上型コンプライアンス装置の機構と制御^{56), 57)}

本章では、緒論で述べたコンプライアント動作実現手法のうち、直接手先にコンプライアンス機構を付加する「直接法」の1例として、磁気浮上型コンプライアンス装置を取上げ、その設計法について論ずる。

2.1 はじめに

一般に電磁石吸引型磁気浮上機構は、複数の電磁石と変位センサを配置したステータ(駆動体)と磁性体ロータ(被駆動体)からなり、各電磁石の電流を操作することにより被駆動体を吸引し、その位置と姿勢を非接触に制御するものである。以下のような優れた特徴があるのでこれまで非常に多くの研究が行われてきた^{1)~17)}。

- (1) 摩擦、バックラッシュが無いので、位置決め及びコンプライアンスの精度が高い。
- (2) 潤滑の必要がなく長寿命化が期待できる。
- (3) 伝達機構を必要とせずコンパクトな多自由度機構構成となる。
- (4) 剛性とその中心を、制御定数を変えることにより自由に設定できる。

これまでに研究されてきた磁気浮上機構はその目的に応じて、支持、懸垂を主目的とする懸垂機構と駆動、位置決めを主目的とする駆動機構に大別できる。前者の代表的な用途である軸受^{2)~7)}、直進案内^{15)~17)}、列車^{8)~14)}など比較的大型な機構は、非常に古くから研究が行われており、これらの多くは既に実用化の域にある^{12)~14)}。一方、後者の代表的な用途としては微小位置決め機構³⁰⁾、衛星登載用アンテナ 駆動機構^{18), 25)}、そして本論文の主題であるマニピュレータ用のコンプラ

表 2.1 要求諸元の相対的な特徴比較

	磁気浮上型懸垂機構	磁気浮上型駆動機構
主な用途	軸受 直進案内 列車	衛星搭載用アンテナ 駆動機構 微小位置決め機構 ロボット用コンプライアンス手首 機構
目的	支持、懸垂	位置決め、駆動 コンプライアンス付与
設置条件	重力方向が一定	重力方向が変化あるいは無重力
剛性	大	小
駆動範囲	小	大
重量	大	小
消費電力	大	小
大きさ	大	小

イアンス機構^{20), 28)}など、先に述べた懸垂機構と比べて小型な機構が挙げられ、これらの多くは比較的最近その重要性が認識されたものである。これらの2つの機構に対する要求諸元の相対的な特徴を大まかにまとめると表2.1のようになる。

表2.1より、磁気浮上型駆動機構をロボット用コンプライアンス機構へ応用する場合の最大の課題は小型軽量化と言える。また、ロボットの先端の姿勢は作業に応じて任意に変化するので、重力方向は一定ではない。この意味で、重力を利用しない被駆動体の完全拘束及びすべての方向に対する均一な駆動特性の実現、という観点も重要である。

小型軽量化を進めるための方策としては、より軽い磁性材料の開発など物性面での改良と、機構系における工夫という2つの側面があるが、この内後者における最大の課題は電磁石数の削減である。従来の磁気浮上機構では、電磁石は1方向にしか力を発生できないという理由から対抗する2個の電磁石を1組として、1自由度を操作する方式がほとんどである^{3)~7), 20)}。このため、要求自由度数の2倍の電磁石が必要であり、このことが小型軽量化を困難にしてきた最大の理由であ

る。これまでに、電磁石数の削減を行うことで機構の小型軽量化を図る試みが幾つか行われてきたが^{17), 18)}、削減した残りの電磁石をどのような基準のもとで配置し直せばよいか、すなわち電磁石配置の最適性に関する明確な指標が欠如している。このため、配置決定においては磁気軸受や直進案内で蓄積されてきたノウハウあるいは幾何学的な直感に頼らざるを得ないのが現状である。また、磁気浮上型駆動機構において必須であるセンサの配置についても同様な状況と言える。

また、制御系に関しては、磁気浮上系は本質的に自由度数に対する電磁石数の冗長性を有しているが、これらを考慮した系構造と制御パラメータ決定法に関する一般的な議論はほとんど行われていない。

本章ではこれらの状況を鑑み、小型軽量化を目指した磁気浮上型駆動機構とその制御系に対する、合理的でかつ汎用的な設計指針を与えることを主目的とする。このため機構設計に関しては、解析的なアプローチでかつ自由度を限定せず一般論として設計論を展開する。その中で、電磁石配置の最適性の評価基準として、(1)拘束条件(吸引力のみによって被駆動体を所望の自由度を有する空間内で安定にかつ拘束かつ制御し得るための配置条件)、(2)機構的非干渉化条件(電磁石の非線形性に起因する動的な干渉を無くす配置条件)、(3)バイアス等価条件(すべての電磁石の負荷配分が等価となるための配置条件)、(4)ロバスト条件(電磁吸引力の非線形性に強い配置条件)、を与える。また、センサ配置に関しては、電磁石の配置とからんだ実装上の問題を考慮しながら、S/N比向上のための条件を明らかにする。そして、簡単なモデルを用いて具体的にこれらの評価基準の工学的な妥当性を数値実験により確認する。次に、このように設計された機構系に適した制御系設計法について考察する。その中で、制御系の簡素化、低電力化をねらった構造と制御パラメータ決定法に焦点を当て、望ましい制御系を明らかにする。最後に実機への応用を意図して試作した幾つかの磁気浮上型駆動機構例について述べ、実験により提案手法の妥当性を確認する。

2.2 機構系の設計

磁気浮上型駆動機構の設計においては以下の3点が基本的な検討課題である。

- (1) 電磁石単体の設計
- (2) 電磁石の個数と配置
- (3) センサの個数と配置

(1)は負荷重量、駆動周波数、駆動範囲などの要求諸元から決定される磁気吸引力を発生するための磁気回路設計が主な内容である。これら一連の設計手順に関しては、これまで主に磁気軸受を対象とした数多くの報告があり、技術的にほぼ確立している。

(2)は磁気浮上型駆動機構の設計における最重要課題である。しかしながらこれらの決定に関しては、幾何学的な直感やノウハウに頼ざるを得ないのが現状であり、これまでにその最適性に関する解析的な判断基準は明らかにされていない。

(3)は駆動範囲内で所望の線形性が得られていれば電磁石ほど大きな問題ではないが、機構を小型化するほどセンサ単体の大きさが無視できなくなり、電磁石の配置と深く関わる実装上の問題が残されている。またセンサ信号のS/Nを考慮した配置の問題もある。

以下では、機構の自由度数を限定せずに一般論として上記(2)、(3)の問題を扱う。そのために、 m 個の電磁石及び l 個の非接触型変位センサにより構成される n (≤ 6)自由度の磁気浮上型駆動機構に対し、それらの幾何学的配置を表現する2つの行列を導入する。そして、電磁石とセンサの配置に関する最適性の評価基準を、この行列に対する解析的な条件として明らかにする。

[2章で用いる記号]

n : 自由度数(≤ 6)

m : 電磁石の個数

l : 変位センサの個数

$\mathbf{x}=[x_1, \dots, x_n]^T$: 被駆動体重心を原点とする直交座標系変位あるいは角度

$\mathbf{r}_x=[r_1, \dots, r_n]^T$: 被駆動体に与えられる直交座標系目標変位

$\mathbf{f}_x=[f_1, \dots, f_n]^T$: 上記直交座標系に対応する力あるいはトルク

$\mathbf{M}=\text{diag}[M_1, \dots, M_n]$: 被駆動体の慣性行列(質量あるいは慣性モーメント)

$\mathbf{u}_x=[u_{x1}, \dots, u_{xn}]^T$: 上記直交座標系に対応する操作量

$\mathbf{i}=[i_1, \dots, i_m]^T$: 各電磁石の電流(変化分)

$\mathbf{i}_0=[i_{01}, \dots, i_{0m}]^T$: 各電磁石のバイアス電流

$\mathbf{f}_e=[f_{e1}, \dots, f_{em}]^T$: 各電磁石の吸引力、あるいはその変動分

$\mathbf{f}_0=[f_{01}, \dots, f_{0m}]^T$: 各電磁石のバイアス吸引力

$\mathbf{r}_e=[r_{e1}, \dots, r_{em}]^T$: 各電磁石のすきま目標位置

$\mathbf{g}=[g_1, \dots, g_m]^T$: 各電磁石のすきま変位(狭まる方向が正)

$\mathbf{g}_0=[g_{01}, \dots, g_{0m}]^T$: 各電磁石のノミナルなすきま

$\mathbf{s}=[s_1, \dots, s_l]^T$: 変位センサ出力(広がる方向が正)

$\mathbf{I}_k: k \times k$ 単位行列

$\mathbf{0}$: 適当なサイズの零ベクトルあるいは零行列

また、本章で用いるベクトルと行列は以下のような使い方をする。

ベクトル $\mathbf{a}$ に対して、 $\mathbf{a} > \mathbf{0}$ は全ての要素が正、 $\mathbf{a} \geq \mathbf{0}$ は全ての要素が非負であることを意味する。また、行列 $\mathbf{A}$ に対しては、 $\mathbf{A} > \mathbf{0}$ は正定行列、 $\mathbf{A} \geq \mathbf{0}$ は準正定行列であることを意味する。また、ノルムはユークリッドノルムとする。また、添字 e は電磁石、 x は直交座標と対応することを意味する。

2.2.1 電磁石の最適配置

被駆動体の平衡点位置近傍において $\mathbf{g}$ 、 $\mathbf{x}$ は以下のような線形な関係式で記述できる。

$$\mathbf{g} = \mathbf{K}_g \mathbf{x} \quad (2.2.1)$$

ここで $\mathbf{K}_g$ は各電磁石の位置と姿勢(力の方向)から決まる($m \times n$)の定数行列である。(2.2.1)式の変位の関係式は、仮想仕事の原理から以下の力の関係式へ変換できる。

$$\mathbf{f}_x = \mathbf{K}_g^T \mathbf{f}_e = \mathbf{K}_e \mathbf{f}_e \quad (2.2.2)$$

ここで、 $\mathbf{K}_g^T = \mathbf{K}_e (n \times m)$ は、機構の大きさ及び位置決め装置の特性を支配する最も重要な機構パラメータであり、電磁石配置行列と呼ぶことにする。本節で述べる電磁石配置の最適性はこの $\mathbf{K}_e$ により評価される。

[1] 拘束条件

一般に複数のアクチュエータにより多自由度機構を構成する際最も重要なことは、所望の自由度を有する空間内で、被駆動体を安定に拘束かつ操作し得るためのアクチュエータ配置条件である。この拘束条件は、正負両符号の力を発生し得る通常のアクチュエータを用いる場合には、単純にそれらの配置の幾何学的独立性、すなわち配置行列のランクで一意に評価できる。

本節では、電磁石をアクチュエータとし磁性体を吸引する方式の多自由度機構を扱う。この場合には、通常の線形なアクチュエータとは異なり、各アクチュエータは1方向の力しか発生し得ないので、例えば、並進運動を拘束できても、1方向のトルクしか発生し得ない領域が生じる場合なども起こるので、注意が必要である。

簡単な例を以下に示す。図2.1は2つの並進自由度と1つの回転自由度を有する平面上の剛体に、5つの電磁吸引力が作用している様子を模式的に表した図である。矢印は力の正方向を示す。幾何学的直感から容易に判断できるように、 f_{e5} を取り去ったとしても残りの4つのベクトルで被駆動体を拘束することができる。しか

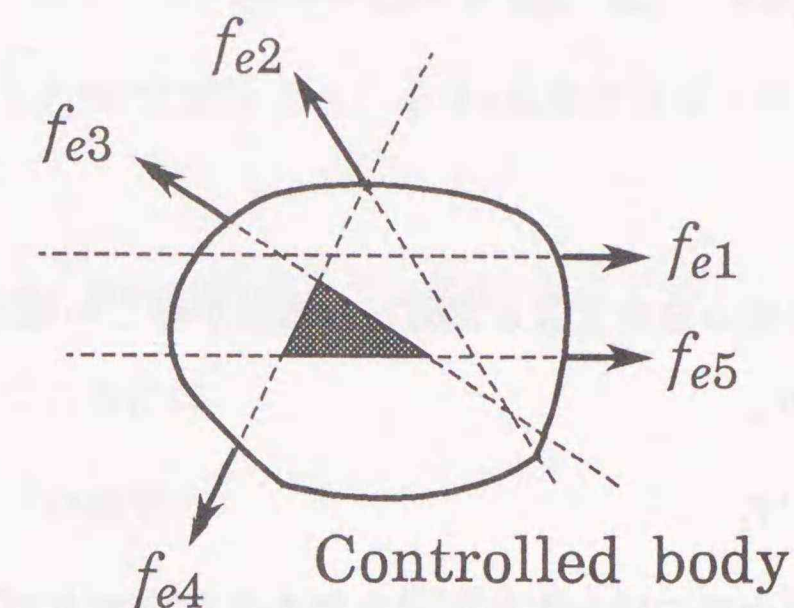


図 2.1 平面3自由度剛体を5個の電磁石で拘束する例 ($n=3, m=5$)

し、 f_{e1} を取り去った場合は、どんな $f_{e2}, \dots, f_{e5} > 0$ を用いても、斜線を施した領域内の任意の点における時計方向周りのトルクを発生させることはできない。ゆえに、この例では、 f_{e1} は必要不可欠な電磁石ベクトルで、 f_{e5} は冗長であると言える。

図2.1のような平面の配置問題では、このような幾何学的な考察により拘束可能性を判断できる。しかしながら要求自由度が増し空間の配置問題になると、幾何学的な考察だけではその判断は難しくなる。従って、電磁石配置行列 $\mathbf{K}_e$ に対する解析的な判断基準を明らかにしておくことが重要である。以下ではこの拘束条件について考察する。

この基本条件は、

(I) 吸引力のみによって、被駆動体の重心において直交する座標軸回りの正負両符号のトルクと、この軸方向への正負両符号の並進力とを独立に発生し得る配置条件といえる。このことを(2.2.2)式を用いて言い換えると、

(II) 任意の $\mathbf{f}_x$ に対し、 $\mathbf{f}_x = \mathbf{K}_e \mathbf{f}_e$ を満たす $\mathbf{f}_e \geq 0$ が常に存在することと等価である。

(II)の必要条件の1つは明らかに、

$$\text{rank } K_e = n$$

(2.2.3)

である。

① $m=n$ の時

$m=n$ 、つまり機構の自由度と電磁石の個数が等しい場合、 K_e は正方行列となるから(2.2.2)式より、

$$f_e = K_e^{-1} f_x \quad (2.2.4)$$

と書ける。 f_x が n 自由度空間全体をスパンすると仮定すれば、正則変換後の f_e も n 自由度空間全体をスパンするので、 $f_e \geq 0$ は成立せず、 n 自由度の拘束は不可能である。従ってなんらかの外力、たとえば重力などを利用しない限り、機構の自由度と等しい数の電磁石で機構を拘束することはできない。

② $m>n$ の時

K_e から n 個の独立な列を取り出し、それらの列より作られる部分行列を $K_{el}(n \times n)$ とし、この列に対応する f_e の部分ベクトルを $f_{el}(n \times 1)$ とする。また K_e の残りの部分行列を $K_{er}(n \times (m-n))$ とし、対応する f_e の部分ベクトルを $f_{er}((m-n) \times 1)$ とする。この時(2.2.2)式は次のように書ける。

$$\begin{aligned} f_x^* &= [K_{el} \mid K_{er}] f_e^* \\ &= K_{el} f_{el} + K_{er} f_{er} \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

ここで f_x^* 、 f_e^* はそれぞれ f_x と f_e を上記の操作に従って適当に並べ変えたベクトルである。(2.2.5)式より、

$$f_{el} = K_{el}^{-1} (f_x^* - K_{er} f_{er}) \quad (2.2.6)$$

となるから、(2.2.5)式の一般解 f_e^* は次のように書ける。

$$f_e^* = \begin{bmatrix} f_{el} \\ f_{er} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p + H e \\ e \end{bmatrix} \quad (2.2.7)$$

ここで、 $p(n \times 1) = K_{el}^{-1} f_x^*$ 、 $H(n \times (m-n)) = -K_{el}^{-1} K_{er}$ 、 $f_{er} = e$ とおいた。

さて、 K_{el}^{-1} の正則性と f_x^* の任意性より、 p は n 自由度空間全体をスパンする。従って(II)は、

(III) 任意の p に対し、 $p + H e \geq 0$ を満たす $e \geq 0$ が存在する
と等価である。そしてこの条件は、

(IV) $H e > 0$ なる $e \geq 0$ が存在する

と等価である。以下、(III)と(IV)の等価性を証明する。

[証明]

(十分性) $p=0$ とすれば(IV)が成立する。

(必要性) $H e = q$ とおくと、 $q > 0$ なる $e \geq 0$ が存在する。 p 、 q の j 行目要素をそれぞれ p_j 、 q_j と表せば、

① $p_j \geq 0$ の時

$\delta_j > 0$ なる定数 δ_j により、 $p_j + \delta_j q_j > 0$ となる。

② $p_j < 0$ の時

$\delta_j > -p_j/q_j > 0$ なる定数 δ_j により、 $p_j + \delta_j q_j > 0$ となる。

従って、任意の $p_j (j=1, \dots, n)$ に対して、 $\delta > \max(\delta_j)$ なる δ を取れば、明らかに、

$$p + \delta q = p + H \delta e > 0 \quad (2.2.8)$$

となる。 $\delta e > 0$ であるから、(III)が成立する。

[証明終]

以上より、拘束可能か否かを判定するには(IV)の H のみを調べれば良いことになる。この意味で H を可拘束性行列と呼ぶことにする。

$He=0$ は、 $(m-n)$ 次元の e 空間での原点を通る n 個の平面群を表すから、 $He>0$ は、それら n 個の平面で区切られる共通領域を表す。従って、幾何学的にはこの交わりの空間が存在する時、(IV)は成立する。

以上で解析的な拘束条件が明らかになった。次に必要最小限の、

$$m=n+1 \quad (2.2.9)$$

について考察する。この場合の可拘束性行列 H は $(n \times 1)$ のベクトル($=h$)、 e はスカラとなるから、(IV)は、

$$h>0 \quad (2.2.10)$$

となる。これは、 h の要素の符号のみで判定できるので、簡単でかつ実用的な判断基準である。

ところで、従来の磁気軸受などでは、対抗する2つの電磁石を1組として1自由度を操作する方法が多く用いられている^{5)~8)}。この配置法では $m=2n$ で、

$$K_e(n \times 2n) = [K_{el} \quad | \quad -K_{el}] \quad (2.2.11)$$

と書ける。よって、この場合の H は

$$H = I_n \quad (2.2.12)$$

となる。従って、例えば

$$e = [1, \dots, 1]^T > 0 \quad (2.2.13)$$

と選べば

$$He = e > 0 \quad (2.2.14)$$

となり(IV)が成立する。このように可拘束性行列による拘束性の判定は、当然のことながら、従来の配置方式に対しても有効である。

[2] 機構的非干渉化条件とバイアス等価条件

本節では、上記の拘束条件の成立を前提に、まず磁気浮上型多自由度機構の運動方程式を導出する。

電磁吸引力は1方向の力しか出せないという非線形性の他に、すきまと入力電流との非線形性が存在し、一般に以下のように書ける⁵⁾。

$$f_{ej} = k_{fj} \left[\frac{i_{0j} + i_j}{g_{0j} - g_j} \right]^2 \quad (2.2.15)$$

$$(j=1, \dots, m)$$

ここでサフィックス j は電磁石の番号を、 $k_{fj}>0$ はそれぞれの力定数を表す。

(2.2.15)式は、次に示すような変動する比例定数を有する線形式へ書き換えることができる。

$$\left. \begin{aligned} f_{ej} &= G_{gj} g_j + G_{ij} i_j + f_{0j} \\ G_{gj} &= G_{g0j} + \Delta G_{gj} \\ G_{ij} &= G_{i0j} + \Delta G_{ij} \\ f_{0j} &= k_{fj} \left[\frac{i_{0j}}{g_{0j}} \right]^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.2.16)$$

ただし、 $G_{g0j} = 2k_{fj} i_{0j}^2 / g_{0j}^3 > 0$ 、 $G_{i0j} = 2k_{fj} i_{0j} / g_{0j}^2 > 0$ である。ギャップに対する比例定数 G_{g0j} が正であることは、それが負の剛性すなわち電磁石単体では不安定であることを示す。また、 ΔG_{gj} および ΔG_{ij} は、 g_j および i_j の増大に伴い非線形的に変化するパラメータである。

(2.2.16)式より f_e は以下のように書ける。

$$\left. \begin{aligned} f_e &= G_g g + G_i i + f_0 \\ G_g &= G_{g0} + \Delta G_g \\ G_i &= G_{i0} + \Delta G_i \end{aligned} \right\} \quad (2.2.17)$$

G_{g0} は G_{g0j} を要素とする対角行列であり、 ΔG_g , G_{i0} , ΔG_i , f_0 についても同様である。以下の数式では、ノミナル値に対してはサフィックス '0'、変動分に対しては 'Δ' を用いて表すこととする。

(2.2.1)、(2.2.2)、(2.2.17)式より、以下のダイナミクスを得る。このブロック図を図2.2に示す。

$$\begin{aligned} M\ddot{x} &= K_e(G_g g + G_i i + f_0) \\ &= K_e G_g K_e^T x + K_e G_i i + K_e f_0 \\ &= f_{xg} + f_{xi} + K_e f_0 \end{aligned} \quad (2.2.18)$$

右辺第3項 $K_e f_0$ はバイアス力ベクトルであり、通常、

$$K_e f_0 = 0 \quad (2.2.19)$$

となるように f_0 を設定する。すなわち、 f_0 は運動に寄与しない内力であり、一般にこの値が大きいほど磁気浮上機構の剛性は高くなる。

(2.2.18)式からわかるように、電磁石による多自由度位置決め機構においては一般に、操作入力項(右辺第2項)と内部のダイナミクス(右辺第1項)、共に干渉の存在する系となる。また、 $G_g > 0$ より $K_e G_g K_e^T \geq 0$ であるから、どのように電磁石を配置しても、全自由度が不安定となることがわかる。

(2.2.18)式の動的な干渉は出力フィードバックにより各自由度ごとに非干渉化することは可能である。しかしながら、機器の高信頼化を図るためには機構要素

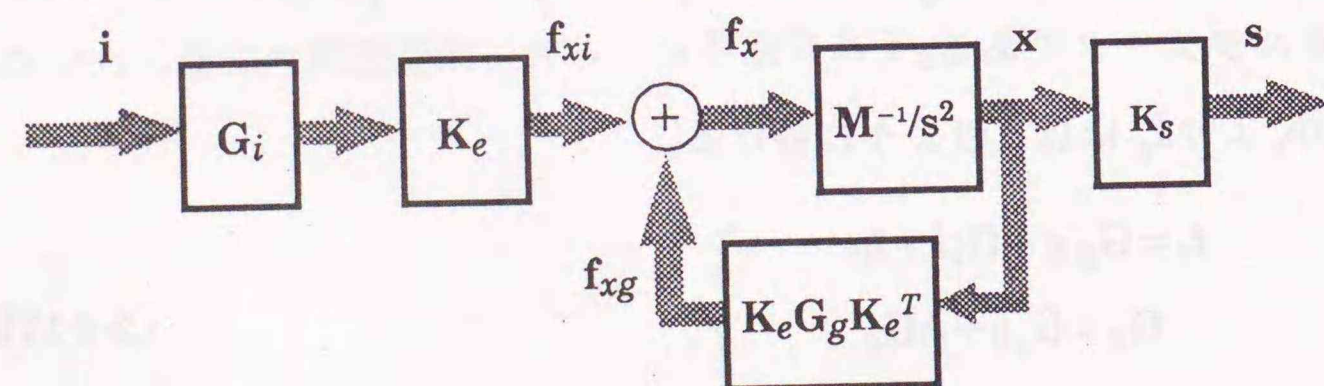


図2.2 磁気浮上型駆動機構のダイナミクス

のみならず、これに付随する制御系をも簡素化することが重要である。従って、機構的に非干渉化されていること、すなわち、 $K_e G_g K_e^T$ が対角行列となることが望ましいと言える。しかし、このままでは非干渉化が、機構パラメータである K_e と電磁パラメータである G_{g0} 双方に依存し扱い難い。

いま、 $K_e f_0 = 0$ を満たす任意の f_0 に対して、 k_{fj} , i_{0j} と g_{0j} を適当に選ぶことにより G_{g0j} , G_{i0j} は自由に設定できることに着目し、 $j=1, \dots, m$ に対して

$$\begin{aligned} G_{g0j} &= G_{g0} \\ G_{i0j} &= G_{i0} \end{aligned} \quad (2.2.20)$$

と設定すれば以下の式を得る。

$$\begin{aligned} G_{g0} &= G_{g0} I_m \\ G_{i0} &= G_{i0} I_m \end{aligned} \quad (2.2.21)$$

このように選ぶことにより、機構パラメータである K_e と電磁パラメータである G_{g0} が分離され、平衡点近傍での運動方程式は以下のように書ける。

$$M\ddot{x} = G_{g0} K_e K_e^T x + G_{i0} K_e i \quad (2.2.22)$$

よって、機構的な非干渉化は $K_e K_e^T$ が対角行列となるとき達成される。このことを便宜上以下のように記述することとする。

$$K_e K_e^T = \text{diagonal} \quad (2.2.23)$$

上式が成立する場合少なくとも平衡点近傍では動的な干渉は無いと言える。このことを、機構的な非干渉化条件と呼ぶことにする。

さて、特別な場合として、適当なバイアス吸引力 f_0 に対して

$$K_e [f_0, \dots, f_0]^T = 0 \quad (2.2.24)$$

が成立するとき、全ての電磁石の特性を同一にすれば(2.2.21)が成立する。(2.2.24)式は等価なバイアス力で内力を構成することを意味するので、バイアス等価条件と呼ぶことにする。このことは、各電磁石に対する負荷配分を同一にす

ることを意味し、衛星登載用駆動機構やロボット手首機構などのように、無重力あるいは重力方向が一定でないような状況下では、この考え方は重要である。

[3] ロバスト条件

これまでの議論は全て平衡点近傍での運動に関するものであった。磁気軸受のように磁性体を支持するだけの目的であれば、上記の平衡点近傍でのダイナミクスで十分取り扱える。しかし、駆動や位置決めを目的とする磁気浮上型多自由度機構においては、その駆動範囲が増すほど、平衡点近傍でのダイナミクスでは正確な評価は困難となる。本来磁気吸引力は、(2.2.15)式に示すように著しい非線形性を有するから、この非線形性に対する何らかの対処が必要となる。

従来の機構と制御設計の立場では、この制御対象の持つ非線形性は、制御設計の段階で対処することが多かった。すなわち、制御対象を不確定要素を含む変動系ととらえ、その不確定要素に対する悪影響を取り除く方策をロバスト制御の観点から進めるのである。しかしながら、機構と制御の有機的な繋がりを主眼とする本来のメカトロニクス設計においては、制御設計の前に機構設計の段階でこのような不確定要素に対する配慮も必要である。すなわち、機構設計の段階でのロバスト化が重要な課題である。このような観点に鑑み、以下では磁気吸引力の非線形性に対する影響を小さくするための電磁石配置について検討する。

まず、非線形性を含めた形でのダイナミクスは、(2.2.17)、(2.2.18)式より以下のように書ける。

$$\begin{aligned} M\ddot{x} &= G_{g0}K_eK_e^T x + K_e\Delta G_gK_e^T x + G_{i0}K_e i + K_e\Delta G_i i \\ &= f_{xg0} + \Delta f_{xg} + f_{xi0} + \Delta f_{xi} \end{aligned} \quad (2.2.25)$$

G_g と G_i は系の状態 x と操作量 i により変化するので、これに応じて、それぞれ f_{xg} 、 f_{xi} が変化し、従って f_x が変化する。 K_e は f_e から f_x への伝達行列とみなせるから、 G_g 、 G_i の変動分 ΔG_g 、 ΔG_i による f_x の変動分 Δf_x への影響がなるべく小さくなるような K_e が望ましいと言える。以下、 K_e の特異値分解表現³¹⁾を用いてこ

の望ましい K_e に関する1つの評価法を論ずる。 K_e の特異値分解表現を以下のように表しておく。

$$K_e = P_e \Sigma_e V_e^T \quad (2.2.26)$$

$$\Sigma_e = [\Sigma_{e0} \mid 0]$$

$$\Sigma_{e0} = \text{diag}[\sigma_{e1}, \sigma_{e2}, \dots, \sigma_{en}]$$

ここで、 $P_e(n \times n)$ 、 $V_e(m \times m)$ は直交行列、 0 は $(n \times (m-n))$ 零行列、 $\sigma_{e1} \geq \sigma_{e2} \geq \dots \geq \sigma_{en} \geq 0$ は K_e の特異値である。

まず、 f_{xi} について考察する。 $z \equiv G_i i$ とおくと、

$$f_{xi} = K_e z \quad (2.2.27)$$

となる。(2.2.27)式から、 U_e 及び V_e の直交性を利用して

$$\begin{aligned} \|f_{xi0}\| &= \|K_e z_0\| \\ &= \|P_e \Sigma_e V_e^T z_0\| = \|\Sigma_e V_e^T z_0\| \end{aligned} \quad (2.2.28)$$

$$\|z_0\| = \|V_e^T z_0\| \quad (2.2.29)$$

を得る。(2.2.28)式と(2.2.29)式の比をとれば、

$$\sigma_{en} \leq \|f_{xi0}\| / \|z_0\| \leq \sigma_{e1} \quad (2.2.30)$$

となる。

一方、(2.2.27)式を満たす z の1つは、 K_e の右擬似逆行列

$$K_e^+ = K_e^T (K_e K_e^T)^{-1} \quad (2.2.31)$$

を利用して

$$\begin{aligned} z &= K_e^+ f_{xi} \\ &= V_e \Sigma_e^+ P_e^T f_{xi} \end{aligned} \quad (2.2.32)$$

$$\Sigma_e^+ = [\Sigma_{e0}^{-1} \mid 0]^T$$

$$\Sigma_{e0}^{-1} = \text{diag}[1/\sigma_{e1}, \dots, 1/\sigma_{en}]$$

となる。ここで0は $(n \times (m-n))$ の零行列である。(2.2.32)式から、 $\mathbf{P}_e$ 及び $\mathbf{V}_e$ の直交性を利用して、

$$\begin{aligned}\|\Delta \mathbf{z}\| &= \|\mathbf{K}_e + \Delta \mathbf{f}_{xi}\| \\ &= \|\mathbf{V}_e \Sigma_e + \mathbf{P}_e^T \Delta \mathbf{f}_{xi}\| = \|\Sigma_e + \mathbf{P}_e^T \Delta \mathbf{f}_{xi}\| \quad (2.2.33)\end{aligned}$$

と

$$\|\Delta \mathbf{f}_{xi}\| = \|\mathbf{P}_e^T \mathbf{f}_{xi}\| \quad (2.2.34)$$

を得る。(2.2.33)式と(2.2.34)式の比をとれば、

$$1/\sigma_{e1} \leq \|\Delta \mathbf{z}\| / \|\Delta \mathbf{f}_{xi}\| \leq 1/\sigma_{en} \quad (2.2.35)$$

となる。ここで、 $\mathbf{K}_e$ の条件数³¹⁾として

$$\text{cond } \mathbf{K}_e = \sigma_{e1}/\sigma_{en} \quad (2.2.36)$$

を定義し、(2.2.30)式と(2.2.35)式をまとめると

$$\begin{aligned}(1/\text{cond } \mathbf{K}_e) \|\Delta \mathbf{z}\| / \|\mathbf{z}_0\| &\leq \|\Delta \mathbf{f}_{xi}\| / \|\mathbf{f}_{xi0}\| \\ &\leq \text{cond } \mathbf{K}_e \|\Delta \mathbf{z}\| / \|\mathbf{z}_0\| \quad (2.2.37)\end{aligned}$$

を得る。ここで、

$$\|\Delta \mathbf{z}\| = \|\Delta \mathbf{G}_i \mathbf{i}\| \leq \|\Delta \mathbf{G}_i\| \|\mathbf{i}\| \quad (2.2.38)$$

および

$$\|\mathbf{z}_0\| = \|\mathbf{G}_{i0} \mathbf{i}\| = G_{i0} \|\mathbf{i}\| \quad (2.2.39)$$

となるので、(2.2.37)式より、

$$\|\Delta \mathbf{f}_{xi}\| / \|\mathbf{f}_{xi0}\| \leq \text{cond } \mathbf{K}_e \|\Delta \mathbf{G}_i\| / G_{i0} \quad (2.2.40)$$

を得る。

一方、(2.2.18)式の $\mathbf{f}_{xg}$ に関しても、同様な過程より以下の不等式が得られる。

$$\|\Delta \mathbf{f}_{xg}\| / \|\mathbf{f}_{xg0}\| \leq \text{cond } \mathbf{K}_e \|\Delta \mathbf{G}_g\| / G_{g0} \quad (2.2.41)$$

(2.2.40)、(2.2.41)式はそれぞれ、パラメータ変動 $\Delta \mathbf{G}_i$ 、 $\Delta \mathbf{G}_g$ による $\mathbf{f}_{xi}$ 、 $\mathbf{f}_{xg}$ の変動 $\Delta \mathbf{f}_{xi}$ 、 $\Delta \mathbf{f}_{xg}$ の大きさの上限を与える式である。すなわち、入力となる $\mathbf{i}$ と $\mathbf{x}$ の値に関係なく、それぞれの変動分は、最悪で $\text{cond } \mathbf{K}_e$ 倍される可能性があることを示す。従って、パラメータ変動の最悪値をなるべく小さくするという安全側の設計に立てば、 $\text{cond } \mathbf{K}_e$ が小さいほど望ましいといえる。

ところで、 $\mathbf{K}_e$ の要素の内、回転に拘わるものは距離の次元を持つから、 $\text{cond } \mathbf{K}_e$ は距離の単位の取り方で値が異なる。従って、適当な基準値を用いて $\text{cond } \mathbf{K}_e$ を無次元化して評価する必要がある。明らかに、

$$\text{cond } \mathbf{K}_e = \text{cond } \mathbf{K}_g \quad (2.2.42)$$

であるから、この基準値として、被駆動体の最大駆動範囲、すなわち並進運動では最大並進距離 x_{max} 、回転運動では最大回転角 θ_{max} を取り、有次元状態量 $\mathbf{x}$ をこの x_{max} 、 θ_{max} で割った無次元状態量 $\mathbf{x}^*$ を以下のように定義する。

$$\mathbf{x}^* = \mathbf{X}_{max}^{-1} \mathbf{x} \quad (2.2.43)$$

ただし、 $\mathbf{X}_{max}(n \times n)$ は $\mathbf{x}$ の各要素の次元に応じて、 x_{max} あるいは θ_{max} を対角要素とする定数対角行列である。この時、(2.2.1)式より、

$$\begin{aligned}\mathbf{g} &= \mathbf{K}_g \mathbf{X}_{max} \mathbf{x}^* \\ &= \mathbf{K}_g^* \mathbf{x}^* \quad (2.2.44)\end{aligned}$$

のような $\mathbf{K}_g^*(m \times n)$ を定義すれば、 $\mathbf{K}_g^*$ の全要素は距離の次元を持つから、無次元の $\text{cond } \mathbf{K}_g^*$ を $\text{cond } \mathbf{K}_e$ の代わりに評価すれば良い。さらに、

$$\begin{aligned}(\mathbf{K}_g^*)^T \mathbf{K}_g^* &= (\mathbf{K}_g \mathbf{X}_{max})^T \mathbf{K}_g \mathbf{X}_{max} \\ &= \mathbf{X}_{max}^T \mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g \mathbf{X}_{max} \\ &= \mathbf{X}_{max} \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T \mathbf{X}_{max} \quad (2.2.45)\end{aligned}$$

となるから、機構的非干渉化条件(2.2.23)式の成立を仮定すれば明らかに、

(2.2.45)式は対角行列となるので、 $\text{cond } \mathbf{K}_g^*$ は(2.2.26)式の特異値分解表現を直接計算しなくても以下のように容易に求まる。

$$\text{cond } \mathbf{K}_g^* = \sqrt{(\sigma_{\text{emax}}/\sigma_{\text{emin}})} \quad (2.2.46)$$

ここで、 σ_{emax} 、 σ_{emin} はそれぞれ、(2.2.45)式の最大、最小要素である。

[4] 電磁石最適配置の指針

以上の議論を整理すると、以下の条件を同時に満たす電磁石配置が最適であると言える。

(1) 拘束条件

駆動機構として成り立つための最も重要な必要条件で、(2.2.7)式の可拘束性行列 $\mathbf{H}$ が条件(IV)を満たす。

(2) バイアス等価条件

無重力あるいは重力方向の不確定性を考慮し、(2.2.24)式が成立すること。

(3) 機構的非干渉化条件

制御系の簡素化のため、(2.2.23)式が成立すること。

(4) ロバスト条件

非線形性の影響を小さくするために、(2.2.46)式の $\text{cond } \mathbf{K}_g^*$ をできる限り小さくすること。

従って、理想的な配置は $m=n+1$ で、かつ(3)(4)から

$$\begin{aligned} \text{cond } \mathbf{K}_g^* &= 1 \\ \therefore (\mathbf{K}_g^*)^T \mathbf{K}_g^* &= k^* \mathbf{I}_n \quad (2.2.47) \\ (k^* &\text{は適当な定数}) \end{aligned}$$

が成立することである。すなわち、重心を原点とする直交座標系で、 $\mathbf{K}_g^*$ が直交行列となることと言える。この事実は幾何学的な直感とよく合致し興味深い結論といえる。

2.2.2 センサの最適配置

センサの配置に関しては、電磁石と異なり信号に方向性はないから、通常の線形の議論で整理できる。被駆動体の平衡点位置近傍において $\mathbf{s}$ 、 $\mathbf{x}$ は以下のような線形な関係式で記述できる。

$$\mathbf{s} = \mathbf{K}_s \mathbf{x} \quad (2.2.48)$$

ここで $\mathbf{K}_s$ はセンサの位置と姿勢から決まる($l \times n$)の定数行列であり、センサ配置行列と呼ぶことにする。 n 自由度の独立な情報を得るための必要十分条件は次式で表される。

$$\text{rank } \mathbf{K}_s = n \quad (2.2.49)$$

センサ配置の最適性はこの $\mathbf{K}_s$ により評価される。

さて、一般にセンサの配置に関しては、機構共振の観点からアクチュエータと同一箇所に置くことが望ましい。このことは通常センサとアクチュエータの collocation⁴⁸⁾と呼ばれ、機械的な柔軟性が無視できない機構系において非常に有利な方法である。本節で議論している磁気浮上型駆動機構においては、(2.2.3)式より、collocationを成立させれば同時に(2.2.49)式が成立する。

また、センサには必ず観測誤差が伴うので、 $\mathbf{s}$ の測定誤差による $\mathbf{x}$ の誤差がなるべく小さくなるようなセンサ配置が望ましい。

いま $\mathbf{x}$ の真値を $\mathbf{x}_0$ 、これに対応する $\mathbf{s}$ の値を $\mathbf{s}_0$ 、 $\mathbf{s}$ の誤差を $\Delta \mathbf{s}$ 、 $\mathbf{x}$ の誤差 $\Delta \mathbf{x}$ とすれば、電磁石の場合と同様に、センサ配置行列 $\mathbf{K}_s$ の特異値を利用して、次のように誤差評価できる^{31, 32)}。

$$0 \leq \| \Delta \mathbf{x} \| / \| \mathbf{x}_0 \| \leq \text{cond } \mathbf{K}_s \| \Delta \mathbf{s} \| / \| \mathbf{s}_0 \| \quad (2.2.50)$$

$$\text{cond } \mathbf{K}_s \equiv \sigma_{s1} / \sigma_{sn}$$

ここで σ_{s1} 、 σ_{sn} はそれぞれ $\mathbf{K}_s$ の最大特異値、最小特異値である。これより計算値 $\mathbf{x}$ のS/N比は、センサ単体のS/N比に対し、最悪 $1/\text{cond } \mathbf{K}_s$ 倍まで下がる可能性がある。なので、 $\mathbf{K}_s$ の設計の際にはこの $\text{cond } \mathbf{K}_s$ ができるかぎり小さくなるよう考慮する必要がある。ただし、電磁石の場合と同様に、 $\text{cond } \mathbf{K}_s$ は距離の単位の取り方で値が変わるから、 $\mathbf{x}$ を $\mathbf{X}_{max}$ で無次元化し、

$$\mathbf{K}_s^* \equiv \mathbf{K}_s \mathbf{X}_{max} \quad (2.2.51)$$

で定義される $\mathbf{K}_s^*$ の条件数 $\text{cond } \mathbf{K}_s^*$ を評価すれば良い。

以上のことから、

$$\mathbf{K}_s^* = k' \mathbf{K}_g^* \quad (k' \text{は適当な定数}) \quad (2.2.52)$$

となるとき最適なセンサ配置であるといえる。

しかしながら、これは極めて理想的な条件である。実際には機構の小型化を進めるほど、センサの大きさが機構全体の大きさと比べ無視できなくなり必ずしもcollocationを成立させることはできなくなる。すなわち電磁石配置に深く関連した実装の問題が生じてくる。従って電磁石の配置後、電磁石位置との対称性とS/N比などを考慮し、総合的な観点からセンサ配置を決定する必要がある。

2.3 制御系の設計

前節では磁気浮上型駆動機構の設計の要である、電磁石とセンサの配置法に焦点を当てその最適性について議論した。本節では、そのように設計された機構に対する制御系の設計法について議論する。

磁気浮上型駆動機構の制御系設計においては、以下の3点が重要な検討課題である。

- (1) 直交座標系での制御特性の指定
- (2) 制御系構造と制御則の簡素化
- (3) 低電力化

(1)は、多自由度駆動機構の最も重要な観点である。なぜなら一般に多自由度駆動機構では、直交座標系で位置指令、コンプライアンス特性、ダンピング特性などが与えられることが多いからである。前節で述べたように、磁気浮上型駆動機構では、一般に各アクチュエータと自由度とは一対一に対応していないから、制御側でこれに対処する必要がある。

(2)は、信頼性向上の観点から重要である。特にデジタル制御系の場合、制御系の複雑さはサンプリングタイムの増大につながり、制御系の安定余裕を劣化させる要因となる。従ってできる限り簡素な制御系構造と制御則が望ましい。

(3)は、コストの低減化とコイルで発生する熱を減少させるという観点から重要である。特にコイルで発生する熱は、磁気吸引力定数 k_f を非線形的に変化させるので注意が必要である。

以下では、これらの検討課題に焦点を当てながら、望ましい制御系について議論する。前節の結果から、磁気浮上系では常に自由度数 n よりもアクチュエータ数 m の方が大きいから、この冗長性をどう扱うかが制御系設計のポイントである。制御ループを電磁石対応とするか、直交座標対応とするかにより制御系の基本構造は大きく異なる。以下ではまず、状態量の算出法について述べ、次に制御

系の構造について議論する。ただし制御系設計に用いる制御対象のパラメータは、平衡点近傍におけるノミナル値を用いて行うものとする。

2.3.1 状態量の算出

(2.2.48)式を基に状態量 $\mathbf{x}$ の算出法について述べる。

① $l=n$ の場合

$\mathbf{x} = \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{s}$ と一意に定まる。

② $l > n$ の場合

$\mathbf{K}_s$ は長方形列なので $\mathbf{s}$ から $\mathbf{x}$ への変換行列は一意に定まらないが、 $\mathbf{K}_s$ の左擬似逆行列 $\mathbf{K}_s^+$ を使えば次式で算出できる。

$$\mathbf{x} = \mathbf{K}_s^+ \mathbf{s} = (\mathbf{K}_s^T \mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{K}_s^T \mathbf{s} \quad (2.3.1)$$

これは(2.2.48)式の最小ノルム最小2乗解であり³¹⁾、各センサにノイズが均一に重畳すると仮定した場合、誤差ノルムが最小となる意味で最適な変換式である。

2.3.2 アクチュエータ対応制御系

m 個のアクチュエータそれぞれに補償器を設け、各すきまをそれぞれ個別にフィードバックする考え方で、従来の磁気軸受制御系で用いられる方法を基本と

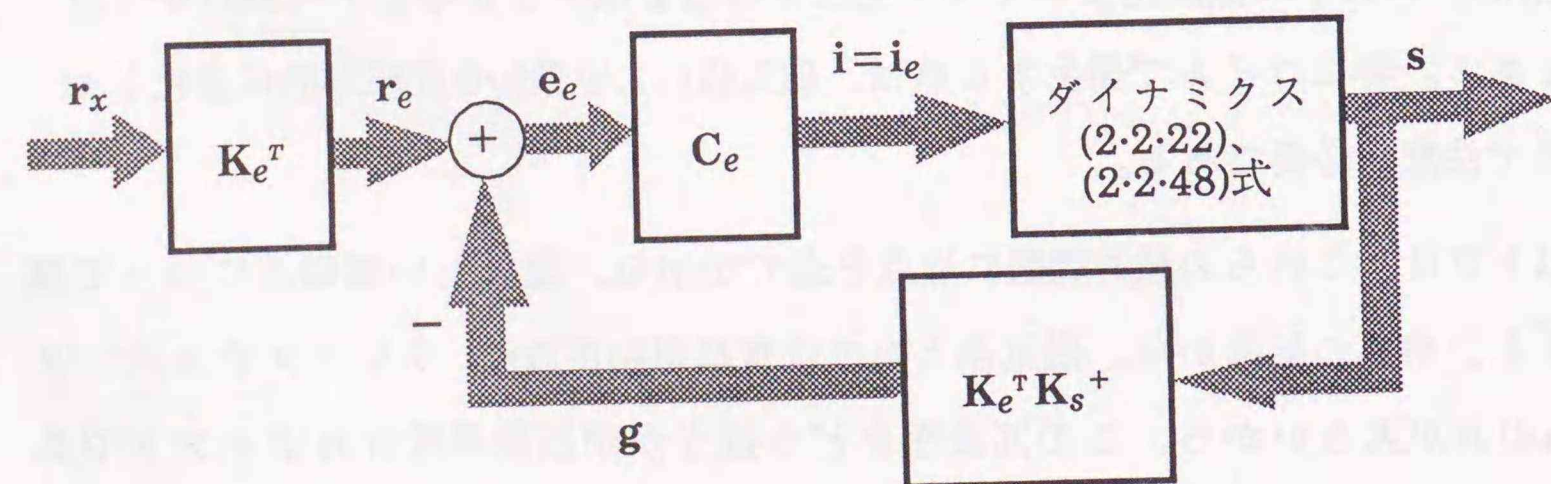


図 2.3.1 アクチュエータ対応制御系

する(図2.3.1)。まず(2.2.1)、(2.3.1)式から算出される $\mathbf{g}$ を各アクチュエータ系へフィードバックすることにより磁気浮上系を安定化する。次に、直交座標系上で与えられる目標変位 $\mathbf{r}_x$ を、各電磁石のすきま目標変位 $\mathbf{r}_e$ に分配し、 m 個のループの偏差として与える。 $\mathbf{r}_x$ と $\mathbf{r}_e$ は

$$\mathbf{r}_e = \mathbf{K}_e^T \mathbf{r}_x \quad (2.3.2)$$

なる関係があるから、この場合の操作電流 $\mathbf{i} = \mathbf{i}_e$ は、 $\mathbf{C}_e$ を $(m \times m)$ の補償器行列とすると次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_e &= \mathbf{C}_e (\mathbf{K}_e^T \mathbf{r}_x - \mathbf{K}_e^T \mathbf{K}_s^+ \mathbf{s}) \\ &= \mathbf{C}_e \mathbf{K}_e^T (\mathbf{r}_x - \mathbf{x}) \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

従って、(2.2.2)、(2.3.3)式より、

$$\mathbf{f}_x = G_{i0} \mathbf{K}_e \mathbf{C}_e \mathbf{K}_e^T (\mathbf{r}_x - \mathbf{x}) \quad (2.3.4)$$

となるから

$$\mathbf{K}_e \mathbf{C}_e \mathbf{K}_e^T = \text{diagonal} \quad (2.3.5)$$

の時に動的な干渉はない。

今、2.2で述べた機構的非干渉化条件(2.2.23)式が成立している場合を想定する。(2.3.5)式を成立させる $\mathbf{C}_e(m \times m)$ は一意には定まらないが、制御系の簡素化のために対角なものを採用すれば、

$$\mathbf{C}_e = c_e(s) \mathbf{I}_m \quad (2.3.6)$$

($c_e(s)$ はスカラの補償器)

となる。これは、各アクチュエータに対する補償を全て同じにすることを意味する。従って、自由度により異なる制御特性(制御帯域と減衰特性)が要求される場合には対処できない。また、自由度数 n よりもループ数 m の方が大きいから、すべてのループに積分補償を入れることはできない。しかしながらこの方法は、各電磁石と制御ループが1対1に対応しているので直感的に分かり易いという利点がある。

2.3.3 自由度対応制御系

$\mathbf{x}$ をフィードバックし、この $\mathbf{x}$ と $\mathbf{r}_x$ とのエラーシステムを直接構成する考え方である(図2.3.2)。自由度ごとに制御系を設計するためには、操作量と自由度とが1対1に対応していなくてはならない。しかし、一般に $\mathbf{i}$ と $\mathbf{u}_x$ は1対1に対応しないので、適当な前置非干渉化行列が必要となる。すなわち、

$$\mathbf{K}_e \mathbf{D} = \mathbf{K} \equiv \text{diag}[k_1, \dots, k_n]$$

$$k_j \neq 0 \quad (j=1, \dots, n) \quad (2.3.7)$$

となる前置非干渉化行列 $\mathbf{D}(m \times n)$ を導入することにより、直交座標系における新たな操作量 $\mathbf{u}_x$ と自由度とを1対1に対応させれば良い。ここで、 k_j は各自由度毎適当に設定するゲインである。しかし、 $\mathbf{K}_e$ は長方形列であるので(2.3.7)式を満たす $\mathbf{D}$ は一意には定まらない。

ここでは、先に述べた(3)の観点から電磁石で消費される損失電力

$$J = r i_1^2 + \dots + r i_m^2 = \mathbf{r}^T \mathbf{i} \mathbf{i} \quad (2.3.8)$$

が最小となるように、 $\mathbf{K}_e$ の擬似逆行列 $\mathbf{K}_e^+$ を利用して

$$\mathbf{D} = \mathbf{K}_e^+ \mathbf{K} \quad (2.3.9)$$

とすることが望ましい。ここで、 $\mathbf{r}$ は電磁石の抵抗である。

この事実を以下に証明しておく。

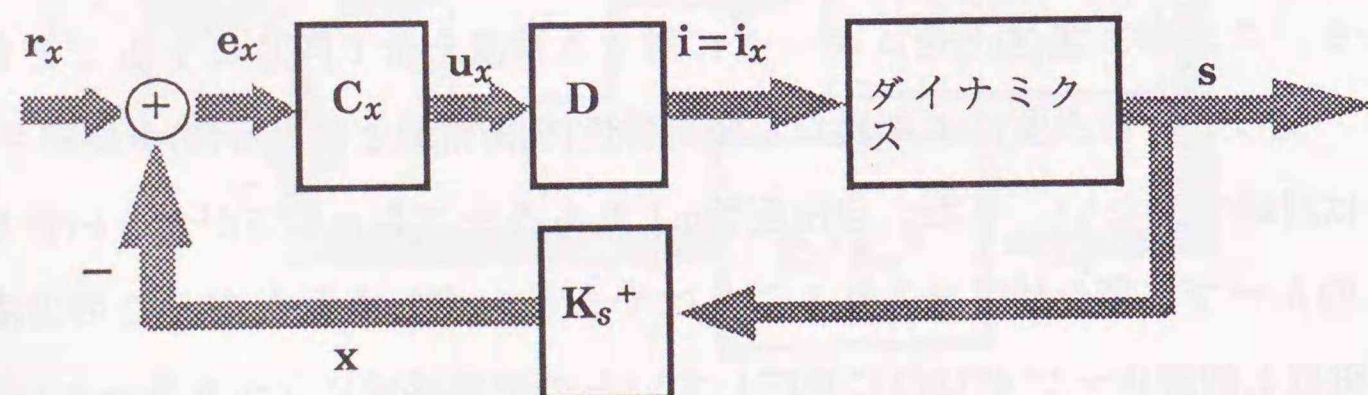


図 2.3.2 自由度対応制御系

[証明]

$\mathbf{D}^+ = \mathbf{K}_e^+ \mathbf{K}$ とおくと、(2.3.7)の一般解 $\mathbf{D}$ は、以下のように書ける。

$$\mathbf{D} = \mathbf{D}^+ + \mathbf{Q} \quad (2.3.10)$$

ここで $\mathbf{Q}$ は、

$$\mathbf{K}_e \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (2.3.11)$$

を満たす任意の $(m \times n)$ 行列である。このとき、

$$\begin{aligned} \mathbf{D}^T \mathbf{D} &= (\mathbf{D}^+ + \mathbf{Q})^T (\mathbf{D}^+ + \mathbf{Q}) \\ &= (\mathbf{D}^+)^T \mathbf{D}^+ + (\mathbf{D}^+)^T \mathbf{Q} + \mathbf{Q}^T \mathbf{D}^+ + \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \end{aligned} \quad (2.3.12)$$

となり各項は、

$$(\mathbf{D}^+)^T \mathbf{D}^+ = \mathbf{K}^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K} \quad (2.3.13)$$

$$(\mathbf{D}^+)^T \mathbf{Q} = \mathbf{K}^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K}_e \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (2.3.14)$$

$$\mathbf{Q}^T \mathbf{D}^+ = \mathbf{Q}^T \mathbf{K}_e^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K} = (\mathbf{K}_e \mathbf{Q})^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K} = \mathbf{0} \quad (2.3.15)$$

$$\mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \geq \mathbf{0} \quad (2.3.16)$$

となるので、

$$\mathbf{D}^T \mathbf{D} = \mathbf{K}^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K} + \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \geq \mathbf{K}^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K} \quad (2.3.17)$$

を得る。一方、損失電力 J は

$$\begin{aligned} J &= \mathbf{r}^T \mathbf{i} \mathbf{i} \\ &= \mathbf{r} \mathbf{u}_x^T \mathbf{D}^T \mathbf{D} \mathbf{u}_x \end{aligned} \quad (2.3.18)$$

であるから、(2.3.17)式より任意の操作量 $\mathbf{u}_x$ に対して次式が成立する。

$$J \geq \mathbf{r} \mathbf{u}_x^T \mathbf{K}^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K} \mathbf{u}_x \quad (2.3.19)$$

等号は $\mathbf{Q} = \mathbf{0}$ 、すなわち、 $\mathbf{D} = \mathbf{D}^+$ の時のみ成立し、このとき J は最小値

$\mathbf{r} \mathbf{u}_x^T \mathbf{K}^T (\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T)^{-1} \mathbf{K} \mathbf{u}_x$ をとる。

[証明終]

かくして、 n 自由度磁気浮上系は n 個の1自由度系に分離されたので各々自由度独立に補償を行えば良い。補償器行列を $C_x = \text{diag}[c_{x1}(s), \dots, c_{xn}(s)]$ とし、(2.3.7)式の K をこの C_x に含めて考え KC_x を改めて C_x とすれば、この方法の操作量 $i = i_x$ は次式となる。

$$i_x = K_e^+ C_x (r_x - x) \quad (2.3.20)$$

このように、自由度対応制御系では自由度と補償器は1対1に対応するので、自由度毎に特性を設定でき、また全ての補償要素に積分補償を入れることができる。

以上2つの制御系に関して、比較検討した結果を表2.3.1に示す。これより変換行列の次元が低く、かつダイナミクスを持つ補償器の数の少ない自由度対応制御系の方が、制御系の簡素化という観点から有利である。さらに、機構としての重要なパラメータである剛性と減衰率を自由度毎にそれぞれ任意に設定できる。以上のことから総合的に判断すると自由度対応制御系が望ましいと考えられる。

表 2.3.1 制御系の比較

	アクチュエータ対応制御系	自由度対応制御系
フィードバック量	g	x
補償器	$c_e(s) \times m$	$c_x(s) \times n$
変換行列	$K_e^T (m \times n)$ $K_e^T K_s^+ (m \times l)$	$K_e^+ (m \times n)$ $K_s^+ (n \times l)$
積分補償	不可能	可能
自由度毎の特性	指定困難	指定可能
非干渉化条件	$C_e = c_e(s) I_m$	$C_x = \text{diag}[c_{x1}(s), \dots, c_{xn}(s)]$

2.3.4 制御定数の決定法

磁気浮上系は本来不安定でありかつ減衰はほぼ零であるから、各自由度に対応する補償器には比例、微分要素が不可欠である。ここではその制御則として最も簡単な位相進み補償を採用し、その制御定数の合理的な決定法について述べる。

以下の1自由度磁気浮上系

$$\ddot{x} = \alpha x + \beta u \quad (\alpha > 0) \quad (2.3.21)$$

に対し、以下に示す位相進み補償器

$$c(s) = \text{gain} \cdot (1 + k_d s) \cdot \frac{w_d}{s + w_d} \quad (2.3.22)$$

の各定数を決定する問題を考える。(2.3.21)式の伝達関数表現は以下となる。

$$G_o(s) = \frac{\beta}{s^2 - \alpha} \quad (2.3.23)$$

一般に制御系への要求は周波数帯域と安定余裕で与えられることが多い。また、実験的に望ましい制御定数を決める場合でも、周波数領域で設計を進めた方がより直接的である。ここでは設計仕様として交差周波数 $w_m(\text{rad/sec})$ と位相余裕 $\psi_m(\text{deg})$ が与えられた場合、(2.3.22)式の各定数を解析的に決定する手順を以下に示す。

STEP 1 w_m と ψ_m の決定

w_m は剛性あるいは位置決め系の追従帯域から与えられる。 ψ_m は磁気浮上系の場合経験的に 40° くらいが望ましい。

STEP 2 k_d と w_d の決定

以下のように解析的に求まる。

$$k_d = \text{SQR}\{(1 + \sin \psi_m)/(1 - \sin \psi_m)\} / w_m \quad (2.3.24)$$

$$w_d = k_d w_m^2 \quad (2.3.25)$$

ここでSQRは平方根を表す。

STEP 3 gainの決定

交差周波数が位相進み補償領域の中央にくるようにgainを調整する。

$|c(w_m)| \cdot |G_o(w_m)| = 1$ より、以下のように求まる。

$$gain = (w_m^2 + \alpha) / \{\beta \cdot SQR(w_d k_d)\} \quad (2.3.26)$$

一例として、

$$\alpha = 100, \beta = 100, w_m = 100(\text{rad/sec}), \psi_m = 40^\circ$$

とした場合の設計例を以下に示す。(2.3.24)~(2.3.26)式より

$$k_d = 0.02144, w_d = 214.45, gain = 47.09$$

となり、開ループ一巡伝達関数、閉ループ伝達関数はそれぞれ、図2.3.3、図2.3.4のようになる。両図より、設定通りに $w_m = 100(\text{rad/sec})$ 、 $\psi_m = 40^\circ$ が得られており、Mp値も1.3と望ましい値になっていることが分かる。

このように、磁気浮上系は本来不安定なのでそれ単体の周波数特性は定義できないけれども、等価的に $1/s^2$ 、すなわち全周波数帯域で -180° 遅れていると見なせば、通常の安定な制御対象と同様に制御系を設計できることが分かる。FFT等による実測においても、図2.3.3、図2.3.4と同様な結果を得ている。ただし、磁気吸引力は(2.2.15)式で表されるような非線形性を有するから、周波数特性は電流とギャップに依存し変化する。従って、平衡点近傍で(2.3.21)式を同定する必要がある、この点が通常の線形系の扱いと異なり、若干の勘と経験が必要とされる部分である。

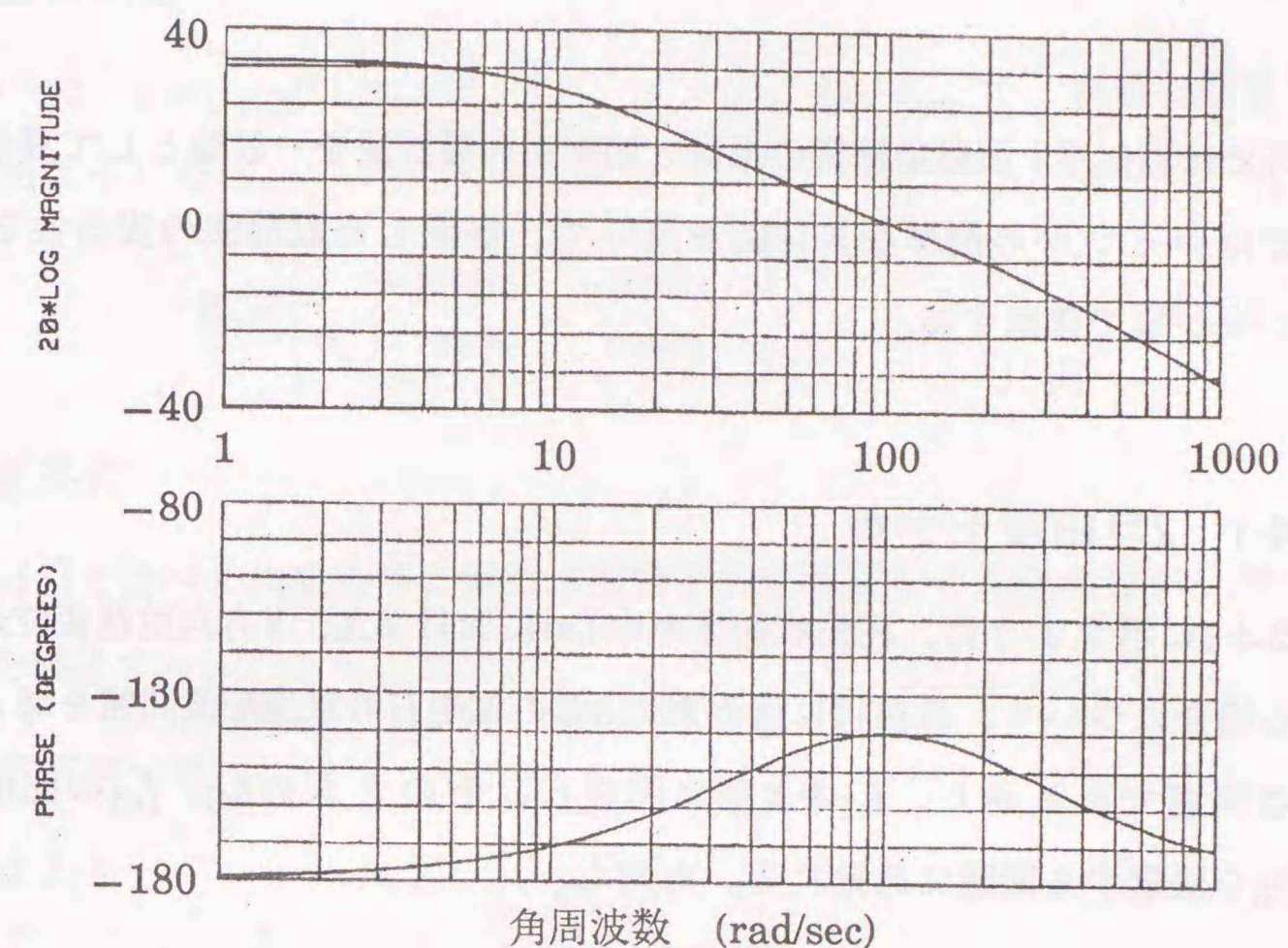


図 2.3.3 開ループ一巡伝達関数

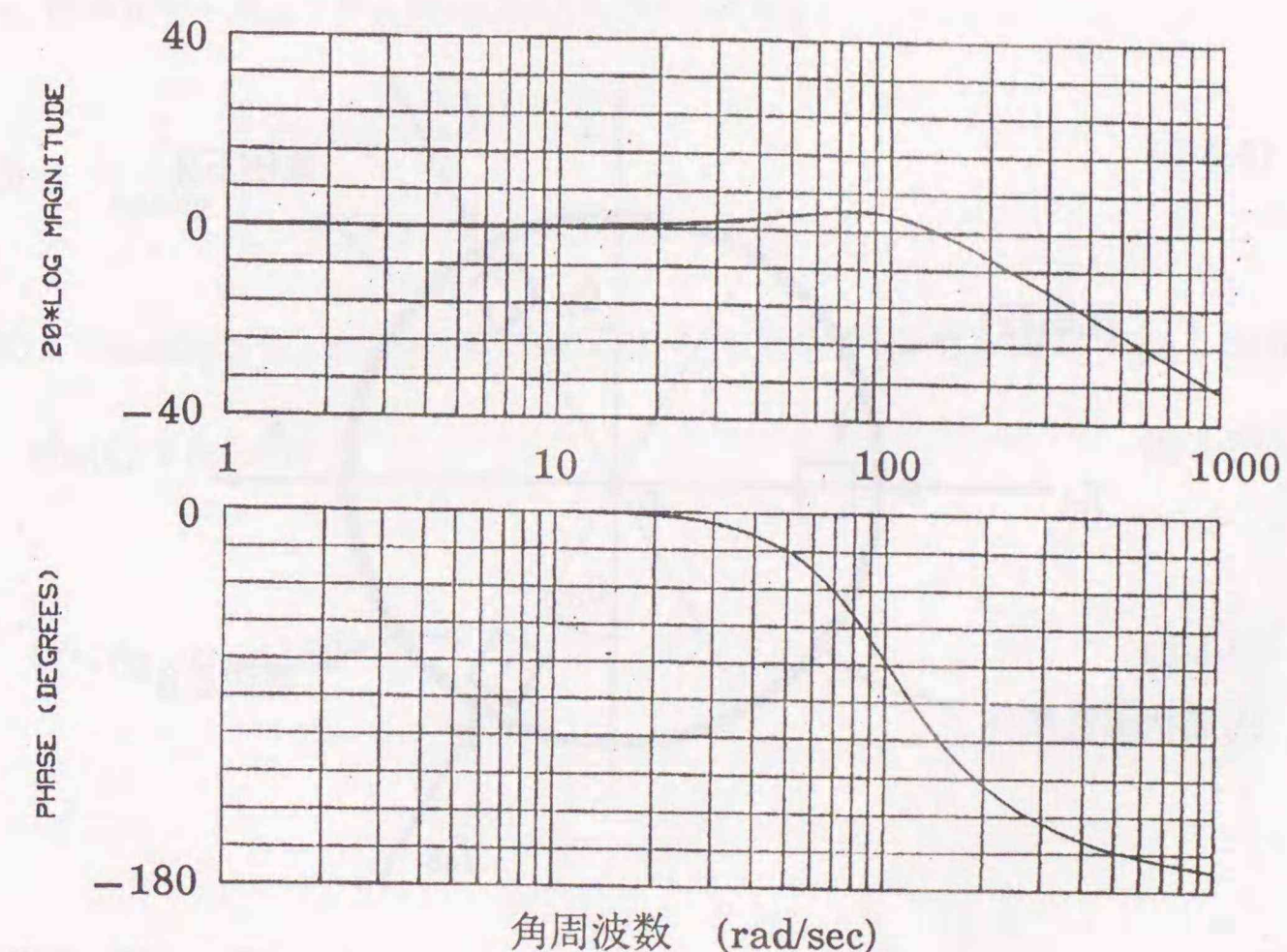


図 2.3.4 閉ループ伝達関数

2.4 提案した設計法の妥当性の確認

前節では磁気浮上型駆動機構の機構と制御系の設計法を一般論として展開した。本節ではいくつかの簡単な具体例を用いて、提案した設計法の妥当性をシミュレーション等で確認する。

2.4.1 2自由度モデル

図2.4.1に示すように、円筒状物体の中心 o におけるX、Y方向並進変位 x 、 y を制御する場合について、放射状に置かれた3個の電磁石の最適配置問題を考える。点対称な問題であるから、 f_{e1} をX軸に固定し、そのときの f_{e2} 、 f_{e3} の配置を表す θ_2 、 θ_3 を決定する問題に還元する。ただし、

$$-90^\circ < \theta_2 < 90^\circ, \quad -90^\circ < \theta_3 < 90^\circ \quad (2.4.1)$$

とする。

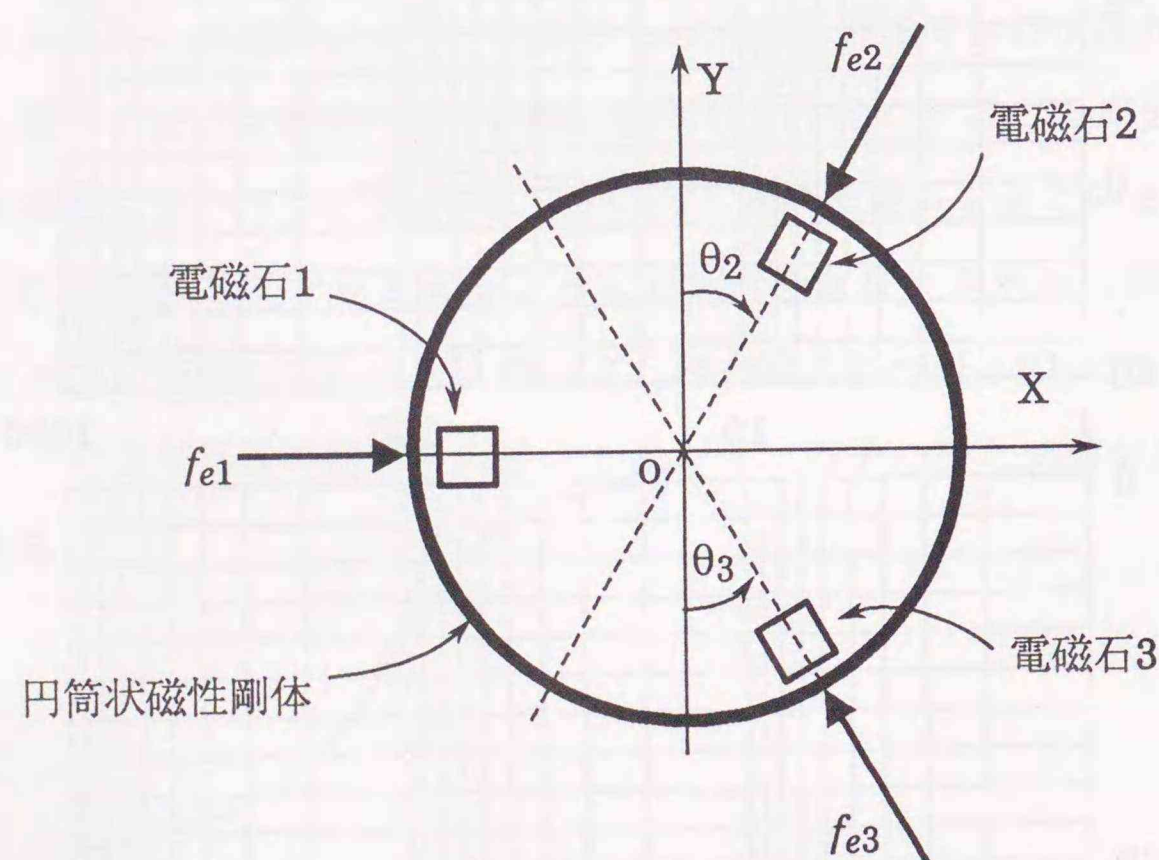


図 2.4.1 3個の電磁石で2並進自由度を持つ円筒状剛体を制御する例

[1] 電磁石配置行列

この例では、 $\mathbf{x}=[x, y]^T$ 、 $\mathbf{f}_x=[f_x, f_y]^T$ 、 $\mathbf{f}_e=[f_{e1}, f_{e2}, f_{e3}]^T$ で、電磁石配置行列 $\mathbf{K}_e$ は以下になる。

$$\mathbf{K}_e = \begin{bmatrix} 1 & -\sin\theta_2 & -\sin\theta_3 \\ 0 & -\cos\theta_2 & \cos\theta_3 \end{bmatrix} \quad (2.4.2)$$

[2] 拘束条件

2.2.1の[1]で述べた拘束条件に関し、幾何学的な考察との比較を行いながらその妥当性を確認する。

① 解析的アプローチ

(2.4.2)式より

$$\mathbf{K}_{el} = \begin{bmatrix} 1 & -\sin\theta_2 \\ 0 & -\cos\theta_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{er} = \begin{bmatrix} -\sin\theta_3 \\ \cos\theta_3 \end{bmatrix} \quad (2.4.3)$$

とすれば、 $\mathbf{H}=\mathbf{h}=-\mathbf{K}_{el}^{-1}\mathbf{K}_{er}$ は以下になる。

$$\mathbf{h} = \frac{1}{\cos\theta_2} \begin{bmatrix} \sin(\theta_2+\theta_3) \\ \cos\theta_3 \end{bmatrix} \quad (2.4.4)$$

(2.4.1)式より $\cos\theta_2 > 0$ 、 $\cos\theta_3 > 0$ であるから拘束条件 $\mathbf{h} > 0$ を満たす θ_2 と θ_3 は、

$$\sin(\theta_2+\theta_3) > 0 \quad (2.4.5)$$

より

$$0^\circ < \theta_2+\theta_3 < 180^\circ \quad (2.4.6)$$

を得る。

② 幾何学的アプローチ

幾何学的なイメージで拘束性を判断すれば、

任意の2つの電磁吸引力作用線により区切られる領域の内、その2つの吸引力に対抗する側の領域に残りの1つの電磁吸引力作用線が存在すれば良い、

と言える。すなわち、(2.4.1)式を満たす任意の θ_2 に対して

$$-\theta_2 < \theta_3 < 90^\circ \quad (2.4.7)$$

であれば良いと言える。(2.4.7)式の各辺に θ_2 を加えると

$$0^\circ < \theta_2 + \theta_3 < \theta_2 + 90^\circ < 180^\circ \quad (2.4.8)$$

となるから、確かに①の解析的な結果(2.4.6)式と一致する。

[3] 機構的非干渉化条件、バイアス等価条件、ロバスト条件

次に θ_2 、 θ_3 の最適値を求める。

$\mathbf{f}_e = [1, 1, 1]^T$ とすれば

$$\mathbf{f}_x = [1 - \sin\theta_2 - \sin\theta_3, -\cos\theta_2 + \cos\theta_3]^T \quad (2.4.9)$$

となるから、バイアス等価条件 $\mathbf{f}_x = \mathbf{0}$ を満たすのは、

$$\theta_2 = \theta_3 = 30^\circ \quad (2.4.10)$$

の時のみである。これは、拘束条件(2.4.6)式を満たす。またこのとき、

$$\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T = \text{diag}[3/2, 3/2] \quad (2.4.11)$$

となるから、機構的非干渉化条件が成立している。さらに

$$\text{cond } \mathbf{K}_e = 1 \quad (2.4.12)$$

であるからロバスト条件も最良の状態である。

以上のことから、 $\theta_2 = \theta_3 = 30^\circ$ がこの場合の理想的な配置である。この値は幾何学的直感と良く合致し、極めて自然な結論と言える。

2.4.2 3自由度モデル

図2.4.2は、2つの並進自由度と1つの回転自由度を有する平面上剛体を4個の電磁石で制御する例題である。このとき θ_1 の最適値を決定することが問題である。

この例では、 $\mathbf{x} = [x, y, \psi]^T$ 、 $\mathbf{f}_x = [f_x, f_y, T_\psi]^T$ 、 $\mathbf{f}_e = [f_{e1}, \dots, f_{e4}]^T$ で、電磁石配置行列 $\mathbf{K}_e$ は以下ようになる。

$$\mathbf{K}_e = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & -\cos\theta_1 & -\cos\theta_1 & \cos\theta_1 \\ \sin\theta_1 & \sin\theta_1 & -\sin\theta_1 & -\sin\theta_1 \\ l_1 & -l_1 & l_1 & -l_1 \end{bmatrix} \quad (2.4.13)$$

ここで ψ は重心Oを中心として時計方向の回転変位、 T_ψ はそのトルクである。

[1] 拘束条件

$\mathbf{K}_{el}$ として $\mathbf{K}_e$ の3行3列までの部分行列とすれば、

$$\mathbf{h} = - \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & -\cos\theta_1 & -\cos\theta_1 \\ \sin\theta_1 & \sin\theta_1 & -\sin\theta_1 \\ l_1 & -l_1 & l_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \cos\theta_1 \\ -\sin\theta_1 \\ -l_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} > 0 \quad (2.4.14)$$

となるので、任意の $\theta_1 (0 < \theta_1 < 90^\circ)$ と任意の $l_1 \neq 0$ に対し拘束条件は成立する。

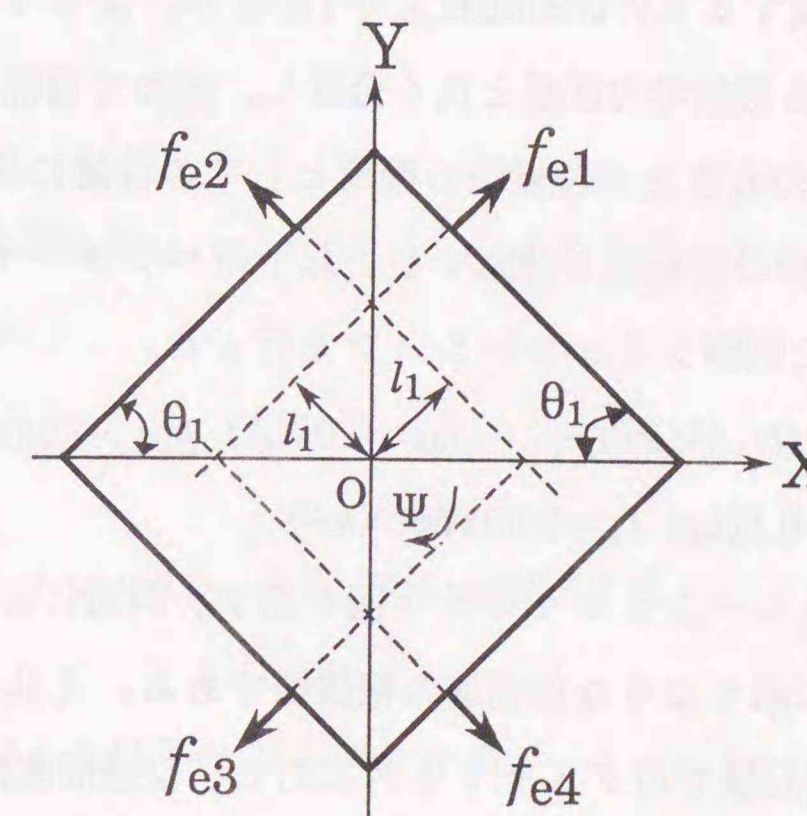


図2.4.2 4個の電磁石で平面上3自由度剛体を制御する例

[2] 機構的非干渉化条件とバイアス等価条件

明らかに、 $\mathbf{K}_e[f_0, f_0, f_0, f_0]^T = 0$ となるから、同一特性の4個の電磁石を用いて等しいバイアス力を与えれば、内力として釣り合う。このとき、

$$\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T = \text{diag}[4\cos^2\theta_1, 4\sin^2\theta_1, 4l_1^2] \quad (2.4.15)$$

となり、機構的非干渉化条件が成立する。

2.3.3で述べた前置非干渉化行列 $\mathbf{K}_e^+$ を用いれば、平衡点近傍でのダイナミクスとして以下を得る。

$$\left. \begin{aligned} m_1 \ddot{x} &= 4G_{g0} \cos^2\theta_1 x + G_{i0} u_x \\ m_1 \ddot{y} &= 4G_{g0} \sin^2\theta_1 y + G_{i0} u_y \\ I_1 \ddot{\Psi} &= 4G_{g0} l_1^2 \Psi + G_{i0} u_\Psi \end{aligned} \right\} \quad (2.4.16)$$

ここで m_1 は質量、 I_1 は慣性モーメント、 u_x 、 u_y 、 u_Ψ はそれぞれ x 、 y 、 Ψ に対する新たな操作量である。

[3] ロバスト条件とその妥当性の評価

(2.4.15)式より、

$$4\cos^2\theta_1 = 4\sin^2\theta_1 \quad (2.4.17)$$

のとき並進方向に関する条件数 $\text{cond}\mathbf{K}_{etr}$ が1となる。よって、 $\theta_1 = 45^\circ$ が最適な角度である。この値も幾何学的直感と良く合致し、極めて自然な結論と言える。

次に、 $\text{cond}\mathbf{K}_{etr}$ の大きさが位置決め機構としての性能に与える影響を調べ、提案したロバスト条件の妥当性を確認する。以下のパラメータを用いて、電磁石の非線形性を考慮した制御シミュレーションを行った。

$$k_{f1}, \dots, k_{f4} = 0.0001(\text{N} \cdot \text{A}^2/\text{m}^3), i_{01}, \dots, i_{04} = 0.09(\text{A}), g_{01}, \dots, g_{04} = 2.0(\text{mm})$$

$$l_1 = 0.05(\text{m}), m_1 = 0.5(\text{kg}), I_1 = 0.00166(\text{Nm}^2)$$

図2.4.3にシミュレーションブロック図を示す。同図において、 $c_x(s)$ 、 $c_y(s)$ 、 $c_\Psi(s)$ は(2.3.22)式に示すような位相進み補償器である。それぞれの制御定数は、(2.4.16)式の平衡点近傍でのダイナミクスに対し、交差周波数が200(rad/s)、位相余裕が40°となるように、全ての場合ごとに設定し直した。こうすることによりシミュレーション結果の比較は、その制御帯域と安定余裕が一致するという意味

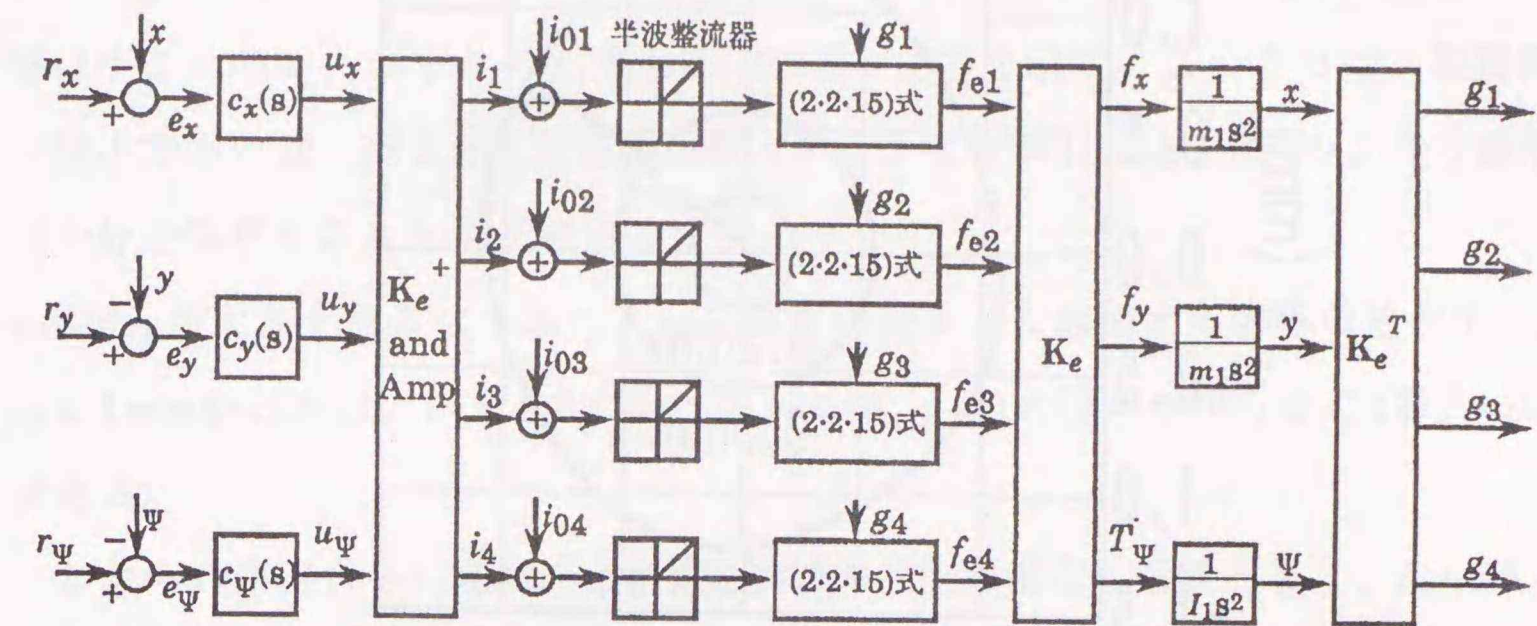


図2.4.3 シミュレーションブロック図

で同一条件下で行うことができる。従って、 $\text{cond}\mathbf{K}_{etr}$ の変化による応答の影響のみを抽出することができ、 $\text{cond}\mathbf{K}_{etr}$ に対する正当な評価が下すことが可能となる。

図2.4.4は x 、 y 、 Ψ に対する目標軌道を与えたときの中心Oの軌跡を示す。同図の(a)、(b)、(c)はそれぞれ、 $\theta_1 = 15^\circ$ 、 30° 、 45° に対応する。シミュレーションの条件は以下である。

(1) 全ての初期値は零。

(2) x 、 y 、 Ψ に対する目標軌道 r_x 、 r_y 、 r_Ψ は以下のように与えた。

$$\begin{aligned} r_x &= r_a \sin(10\pi t) \\ r_y &= r_a \cos(10\pi t) \\ r_\Psi &= 0 \end{aligned} \quad (2.4.18)$$

すなわち、 r_x と r_y は半径 $r_a (= 0.2, 0.5, 1\text{mm})$ の円を描く。

図2.4.4(a)、(b)、(c)より以下のことがわかる。

- 全ての θ_1 に対し、半径 r_a が大きくなるほど、応答軌跡と目標円軌道とのずれは大きくなる。このような現象は本来線形系では見られないはずであり、明らか

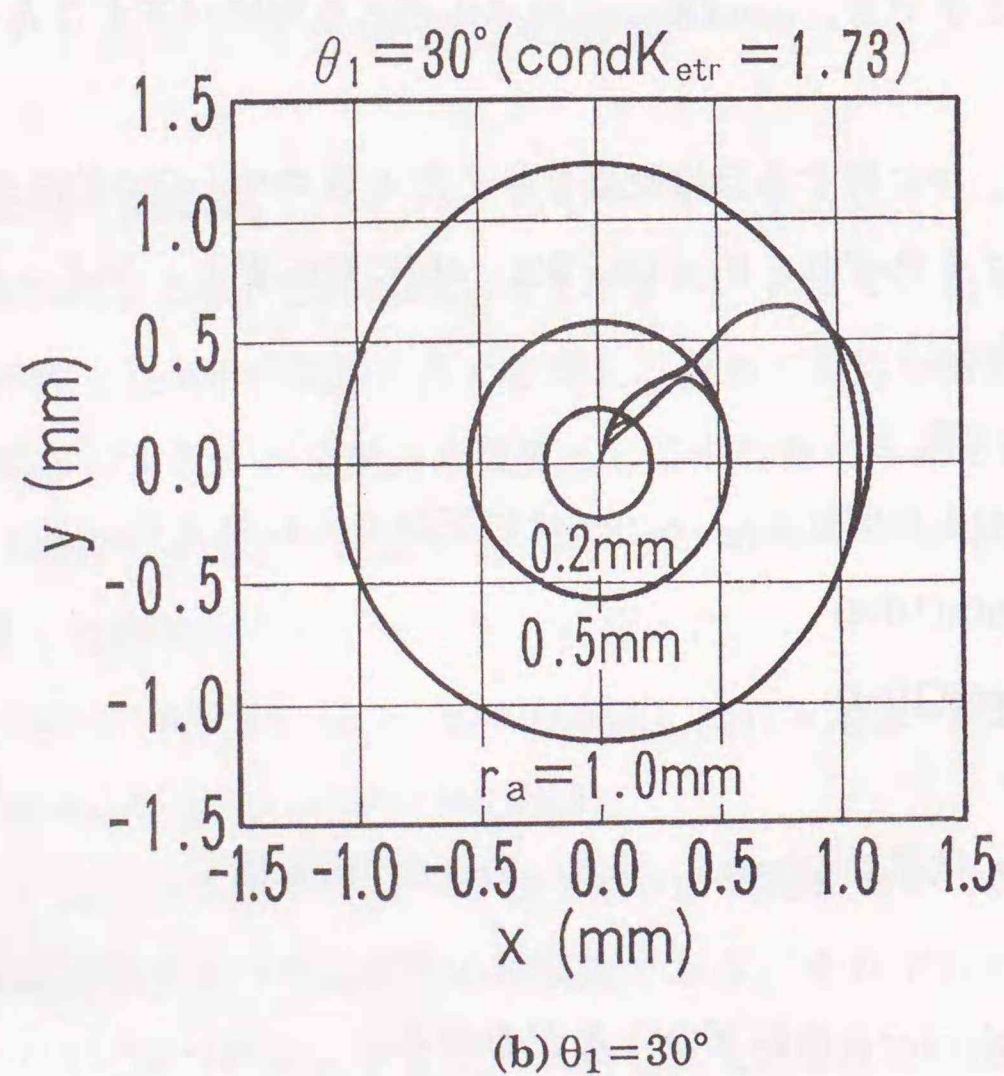
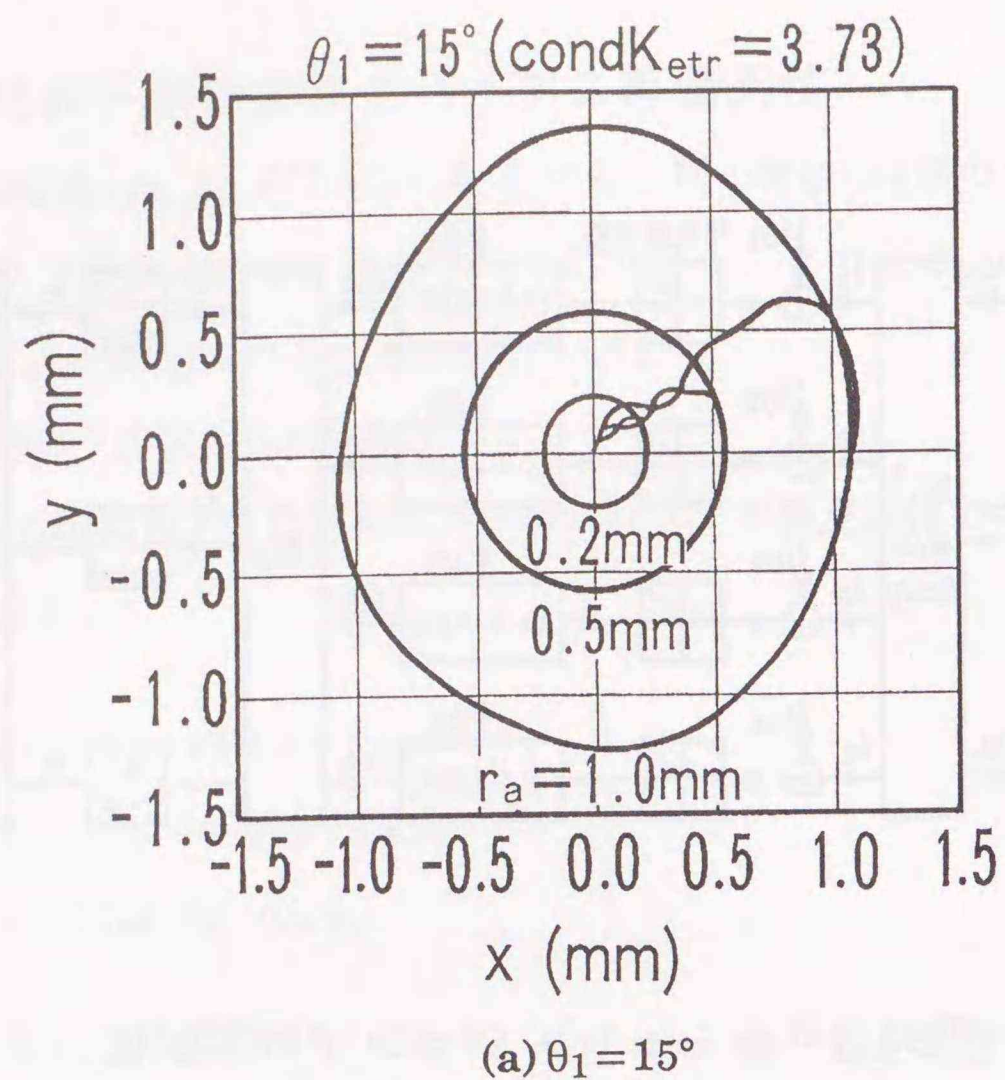


図 2.4.4 シミュレーション結果

に、(2.2.15)式に示すような電磁石の非線形性の影響によるものと言える。

●半径 r_a が小さいとき、すなわち駆動範囲が小さいときは電磁石の非線形性の影響は小さいので、いずれの θ_1 でも真円に近い応答を示す。このことは、駆動範囲が微小であれば、磁気浮上型駆動機構のダイナミクスは(2.4.16)式のような線形系で十分近似できることを意味する。

●半径 r_a が大きくなるにつれて、 $\text{cond}K_{\text{etr}}$ の大きさに起因する応答の差が生じ、 $r_a = 1\text{mm}$ のときは、 $\theta_1 = 45^\circ$ すなわち $\text{cond}K_{\text{etr}} = 1$ の場合が明らかに1番良い応答である。

これらの事実から、磁気浮上型駆動機構の性能評価の一指標として、 $\text{cond}K_e$ を評価基準とすること、つまりロバスト条件の妥当性が示された。すなわち、磁気浮上型駆動機構では駆動範囲が広がるほど非線形性の影響が増大するので、できる限り $\text{cond}K_e$ を小さくすることが望ましいと結論できる。

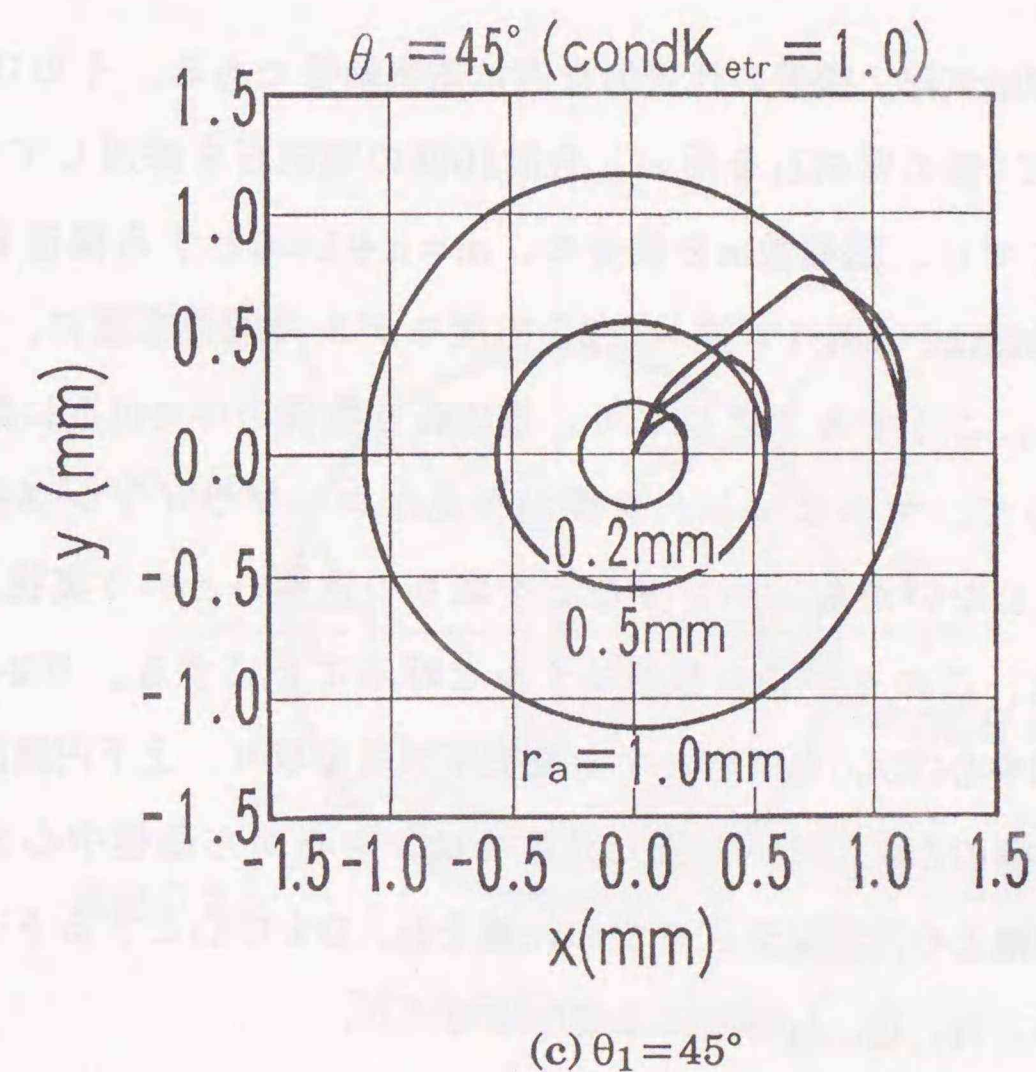


図 2.4.4 シミュレーション結果

2.5 試作例と実験

前節では簡単な例題を用いて提案した設計手法の妥当性を数値計算により確認した。本節では、実際に試作した磁気浮上型コンプライアンス機構例について述べ、実験により提案手法の妥当性を確認する。

2.5.1 5自由度モデル

産業界における組立て作業を考えた場合、円柱状部品の挿入動作が極めて多い³⁸⁾。この挿入動作においては、円柱の中心軸周りの回転自由度以外の5自由度方向に関して、適切なコンプライアンスを設定しかつ駆動する必要がある。従ってここでは、3つの並進自由度及び2つの回転自由度の計5自由度を制御するモデルについて検討する。

[1] 機構系

5自由度制御型磁気浮上機構の代表的な例は磁気軸受である。そのほとんどは、1自由度に対して2個の電磁石を用い、合計10個の電磁石を採用している^{3, 5~7)}。これに対しここでは、磁極数 m を最少の、 $m=n+1=6$ とする構造を考える。機構の大まかな構造は、2.4.1で述べた2自由度モデルの構造を基に、1例として鼓構造を採用した。こうすることにより、電磁石を機構の中央付近に配置することができる。従って、マニピュレータ側から見たコンプライアンス機構の先端部に電磁石が存在しないから、ハンドなどを取りつけ易いという実装上の利点が生じる。以下では、このモデルを鼓型モデルと呼ぶことにする。図2.5.1(a)、(b)のように、鼓形状中心(重心)を原点とする直交座標系を取り、上下円錐面コンカル角度を θ_c 、上下3極のZ軸方向から見た角度を θ_t 、中心から磁極中心までの距離を l_1 、中心からX軸上の円錐面交点までの距離を l_2 、Oを中心とするトルクのうでの長さを l_3 とする。 l_1 、 l_2 、 l_3 の間には幾何学的に

$$l_3 = l_1 / \cos \theta_c + l_2 \sin \theta_c \quad (2.5.1)$$

なる関係がある。

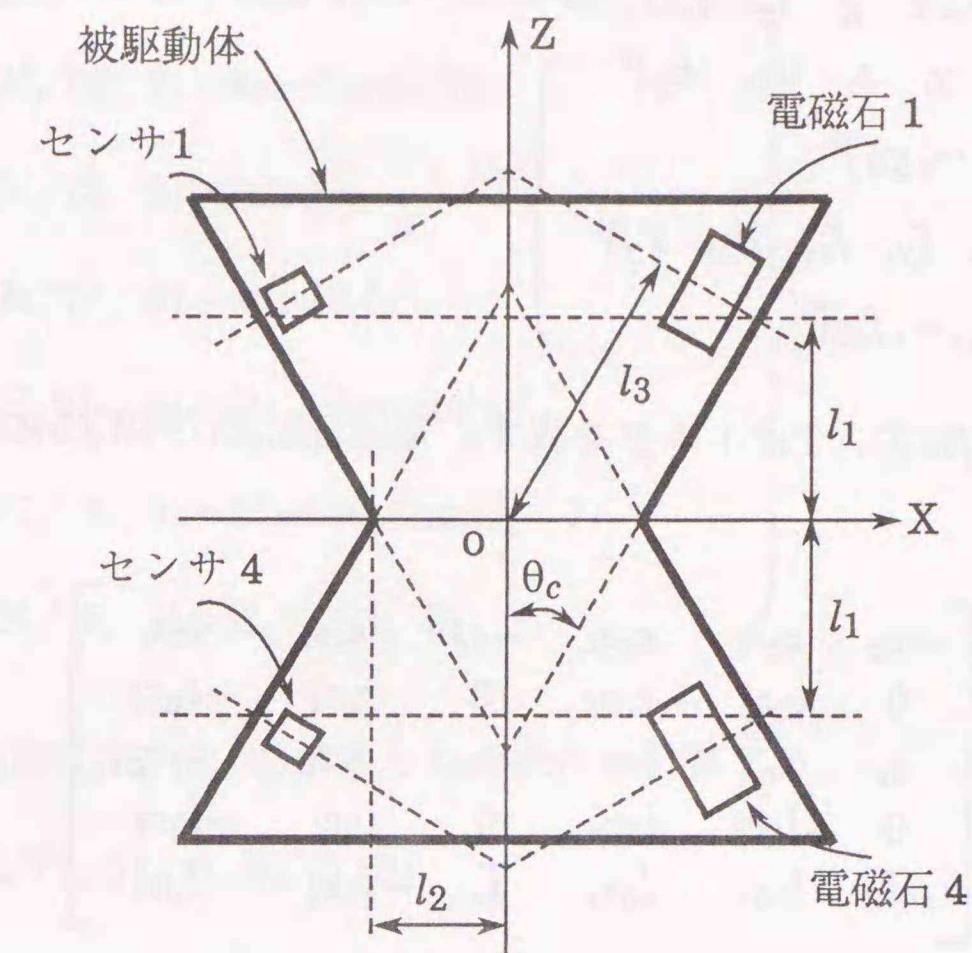


図2.5.1 (a) 断面図

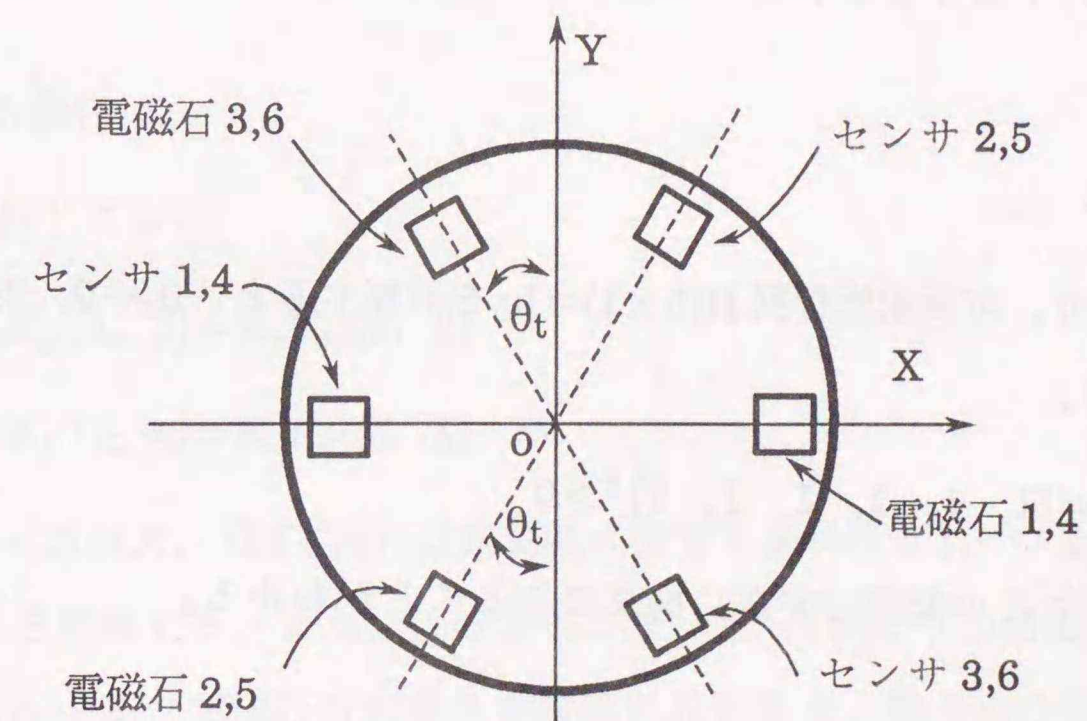


図2.5.1 (b) 上面図

さて、この例では $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{g}$ 、 $\mathbf{f}_x$ 、 $\mathbf{f}_e$ は、

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x} &= [x, y, z, \theta_x, \theta_y]^T \\ \mathbf{g} &= [g_1, \dots, g_6]^T \\ \mathbf{f}_x &= [f_x, f_y, f_z, T_x, T_y]^T \\ \mathbf{f}_e &= [f_{e1}, \dots, f_{e6}]^T \end{aligned} \right\} \quad (2.5.2)$$

となる。ここで、 f は力、 T はトルクを表す。電磁石配置行列 $\mathbf{K}_e(5 \times 6)$ は以下のようになる。

$$\mathbf{K}_e = \begin{bmatrix} -c_c & c_c s_t & c_c s_t & -c_c & c_c s_t & c_c s_t \\ 0 & c_c c_t & -c_c c_t & 0 & c_c c_t & -c_c c_t \\ s_c & s_c & s_c & -s_c & -s_c & -s_c \\ 0 & -l_3 c_t & l_3 c_t & 0 & l_3 c_t & -l_3 c_t \\ -l_3 & l_3 s_t & l_3 s_t & l_3 & -l_3 s_t & -l_3 s_t \end{bmatrix} \quad (2.5.3)$$

ただし、 $c_c = \cos \theta_c$ 、 $s_c = \sin \theta_c$ 、 $s_t = \sin \theta_t$ 、 $c_t = \cos \theta_t$ 、 $l_3 = l_1 / \cos \theta_c + l_2 \sin \theta_c$ とおいた。

以上の機構パラメータに対し、拘束条件、機構的非干渉化条件、バイアス等価条件及びロバスト条件を基準として望ましい値を決定する。

(1) 拘束条件

(2.5.3)式より、可拘束性行列 $\mathbf{H}(5 \times 1) = \mathbf{h}_5$ を計算すると、 $\theta_c \neq 0$ 、 $l_3 \neq 0$ 、 $\theta_t > 0$ の時のみ、

$$\mathbf{h}_5 = [1, 1, 1, 1, 1]^T > 0 \quad (2.5.4)$$

となる。従ってこの配置で安定に拘束できることがわかる。

(2) バイアス等価条件と機構的非干渉化条件

次に、バイアス等価条件と機構的非干渉化条件を検討する。 $\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T$ を計算すると、恒等的に0では無い要素は以下である。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(1, 1) &= 2 \cos^2 \theta_c (1 + 2 \sin^2 \theta_t) \\ \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(2, 2) &= 4 \cos^2 \theta_c \cos^2 \theta_t \\ \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(3, 3) &= 6 \sin^2 \theta_c \\ \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(4, 4) &= 4 \cos^2 \theta_t l_3^2 \\ \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(5, 5) &= 2(1 + 2 \sin^2 \theta_t) l_3^2 \\ \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(3, 5) &= 2 l_3 \sin \theta_c (2 \sin \theta_t - 1) \\ \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(5, 3) &= \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(3, 5) \end{aligned} \right\} \quad (2.5.5)$$

これより非対角項 $\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(5, 3)$ が零となる条件を計算する。

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(3, 5) &= \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(5, 3) \\ &= 2 l_3 \sin \theta_c (2 \sin \theta_t - 1) = 0 \end{aligned} \quad (2.5.6)$$

となるのは、 $\theta_t = 30^\circ$ の時である。これは上下3極をそれぞれ 120° ずつ等間隔に配置することを意味する。このとき任意の θ_c に対し明らかにバイアス等価条件が成立する。

(3) ロバスト条件

任意の l_3 に対して、

$$\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(1, 1) = \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(2, 2) \quad (2.5.7)$$

$$\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(4, 4) = \mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T(5, 5) \quad (2.5.8)$$

となる。(2.5.6)式はX、Y軸方向の並進運動に関する条件数が1、つまり最良の状態となることを意味する。また、(2.5.7)式より、X、Y軸周りの回転運動に関しても同様である。また電磁石の大きさを考慮に入れると、隣り合う磁極間の電磁力の干渉が最も小さくなるという意味でも、 $\theta_t = 30^\circ$ は最適な磁極配置といえる。

次に、 l_1 、 l_2 、 θ_c について考察する。この内、 l_1 、 l_2 は機構全体の大きさを左右する最も重要なパラメータで、軽量小型化を計るにはできるかぎり小さい方が望ましい。X、Y軸方向の並進運動とZ軸方向の並進運動との条件数、および並進運動と回転運動との条件数の観点から、これらの最適値を評価してみる。

被駆動体の最大駆動範囲を、4自由度モデル²⁵⁾の実績から $x_{max}=2mm$ 、 $\theta_{max}=1.5^\circ=1.5\pi/180(rad)$ とし、この値で無次元化を行うこととする。

(2.5.5)式より、

$$\left. \begin{aligned} (K_g^*)^T K_g^* &= \text{diag}[d_{xy}, d_{xy}, d_z, d_\theta, d_\theta] \\ d_{xy} &= 3\cos^2\theta_c x_{max}^2 \\ d_z &= 6\sin^2\theta_c x_{max}^2 \\ d_\theta &= 3l_3^2 \theta_{max}^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.5.9)$$

となる。これより $\text{cond } K_g^* = 1$ となる条件を求めてみる。

$d_{xy}=d_z=d_\theta$ より、

$$\cos^2\theta_c = 2/3$$

$$\therefore \theta_c \approx 35.26^\circ \quad (2.5.10)$$

$$l_3 = \sqrt{(2/3)} x_{max} / \theta_{max} \approx 6cm \quad (2.5.11)$$

を得る。この結果から l_1 と l_2 は、(2.5.11)式を満たす組合せから、上下円錐交線部の機械的強度と電磁石の大きさを考慮し、 $l_1 \approx 3.5cm$ 、 $l_2 \approx 3cm$ と決定した。図2.5.2に、 $l_3 = 3, 6, 12cm$ と変化させた時、 $20^\circ \leq \theta_c \leq 80^\circ$ の範囲での $\text{cond } K_g^*$ の変化の様子を示す。

ところで、(2.5.10)式の θ_c が条件数から判断した最適値であるが、実際の試作機では工作上の簡単さと制御定数の簡単化をより優先し、これになるべく近い値として、図2.5.2より、 $\theta_c = 30^\circ$ と決定した。

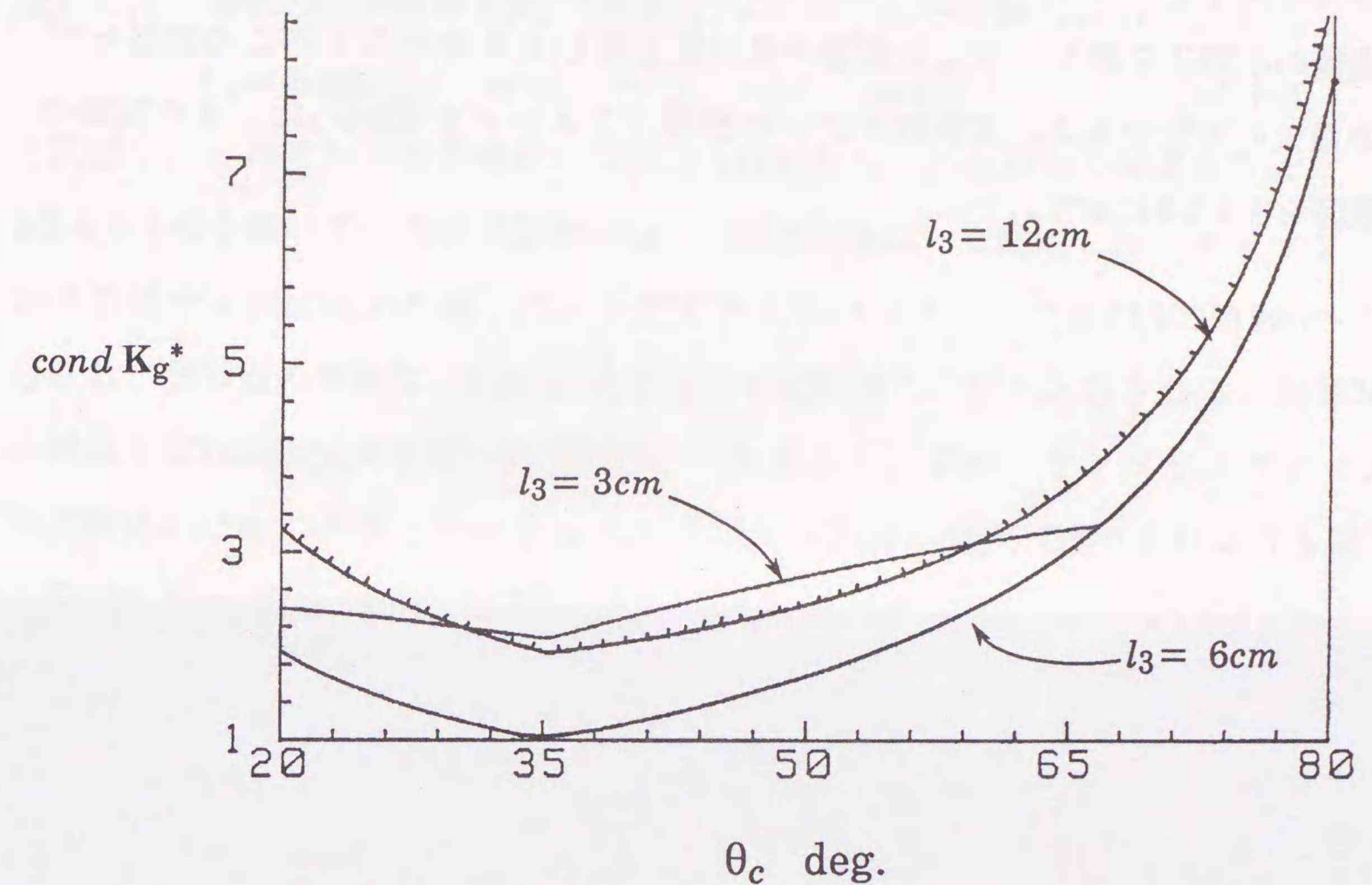


図 2.5.2 鼓型モデルの条件数

(4) センサ配置

ここでは機構の対称性に着目し、図2.5.1(a)、(b)のように、各アクチュエータとの対称的な位置に6個のセンサを設置した。この時のセンサ配置行列 $K_s(6 \times 5)$ を以下に示す。

$$K_s = \begin{bmatrix} -c_c & 0 & -s_c & 0 & -l_3 \\ c_c s_t & c_c c_t & -s_c & -l_3 c_t & l_3 s_t \\ c_c s_t & -c_c c_t & -s_c & l_3 c_t & l_3 s_t \\ -c_c & 0 & s_c & 0 & l_3 \\ c_c s_t & c_c c_t & s_c & l_3 c_t & -l_3 s_t \\ c_c s_t & -c_c c_t & s_c & -l_3 c_t & -l_3 s_t \end{bmatrix} \quad (2.5.12)$$

K_s の条件数については、電磁石位置との対称性より明らかに、

$$\text{cond } K_s = \text{cond } K_e \quad (2.5.13)$$

となる。従って、電磁石の場合と同様にセンサ配置に関しても、 $\theta_t=30^\circ$ 、 $\theta_c=30^\circ$ は適切な値であるといえる。

以上のように、アクチュエータとセンサを対称的な位置に設置することにより機構の小形化を図り、さらに両者の条件数を等しくさせたことがこの鼓型モデルの最大の特徴である。本実験モデルの機構パラメータを表2.5.1に、また実物の概観図を図2.5.3に示す。



図 2.5.3 鼓型モデルの概観

[2] 制御系

自由度対応制御系を採用し、各自由度の制御ループの帯域が5Hz程度となるよう設計した。機構の対称性からX、Y軸回りのイナーシャは等しいので、

$$C_x = \text{diag}[c_1(s), c_1(s), c_1(s), c_2(s), c_2(s)] \quad (2.5.14)$$

と設定し、それぞれの補償要素は位相進み回路とした。具体的な制御定数は、

2.3.4の手順を用いて、交差周波数=5Hz、位相余裕 40° と設定した。ギャップセンサの信号は12bitA/Dを通して、リアルタイムコントローラHP1000/A900へ入力され、制御則の演算後、12bitD/Aを通して定電流アンプへ入力される。制御則の離散化はTustin変換を使いFORTRANで記述した。また、サンプリングタイムの短縮化のため、アプリケーションプログラムのpriorityをOSのそれよりも高く設定するprivilege modeを採用した。これによりサンプリングタイムは約1.2msに設定することができた。鼓型モデルの電磁石パラメータ、およびその制御系の具体的な数値を表2.5.1にまとめて示す。なお表2.5.1の k_s はセンサ感度定数である。

表 2.5.1 鼓型モデルの各パラメータ

機構パラメータ	l_1	3.5cm
	l_2	3cm
	θ_t	30°
	θ_c	30°
	$M_1(\text{mass})$	1.3Kg
	$M_4(\text{inertia})$	$4 \times 10^{-3} \text{Kg} \cdot \text{m}^2$
電気パラメータ	G_{g0}	3500N/m
	G_{i0}	2.4N/A
	k_c	3A/V
	k_s	1V/mm
制御パラメータ	$c_1(s)$	$(7.98s + 210)/(s + 150)$
	$c_2(s)$	$(5.32s + 140)/(s + 150)$

[3] 実験結果

提案した設計法的前提条件で述べたように、重力方向を特定することを避けるため、ここでは被駆動体を極めて剛性の低いバネで吊るし浮上実験を行った。

(1) 分解能確認試験

図2-5-4は変位 $1\mu\text{m}$ に相当する矩形波信号を r_1 (X方向)へ入力し、被駆動体の変位を外部の観測用センサで測定したものである。同図から、変位センサの最小分解能である $1\mu\text{m}$ の分解能が確認できる。この分解能は角度換算で約 0.002° に相当する。この精度は磁気浮上系が非接触であるがゆえに達成されたものであり、通常の接触式アクチュエータでは、極めて困難な値である。

(2) 追従及び干渉特性試験

図2-5-5は、 r_1 (X方向)、 r_2 (Y方向)に変位 $\pm 2\text{mm}$ に相当する正弦波信号を与えた場合の応答を示す。同図より駆動範囲は $\pm 2\text{mm}$ を実現し、かつ応答周波数 1Hz 以上で追従可能であることが確認できる。またこのとき両方向の干渉はほとんど見られないことがわかる。

(3) 周波数特性

図2-5-6(a)、(b)は、X方向に関する閉ループ周波数特性を示す。同図より設定通りに帯域約 5Hz を実現していることが分かる。なお、 100Hz 付近で見られる共振は駆動体の機械共振である。

以上の実験結果より提案手法の有効性を確認することができた。また、被駆動体を吊っていたバネを取り外した状態でも安定な浮上を確認した。

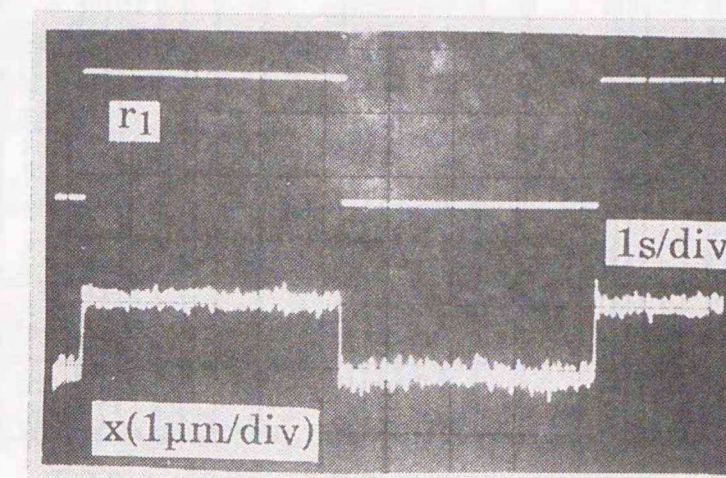


図 2-5-4 分解能確認試験

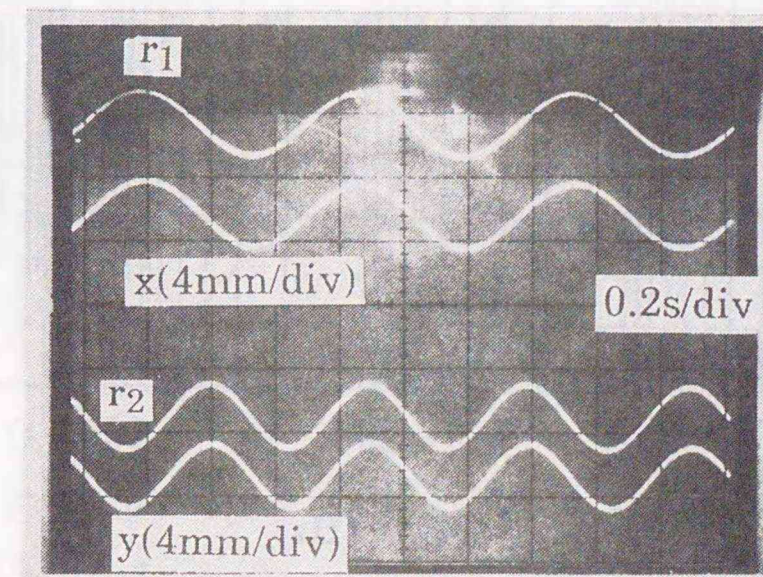


図 2-5-5 駆動範囲確認試験

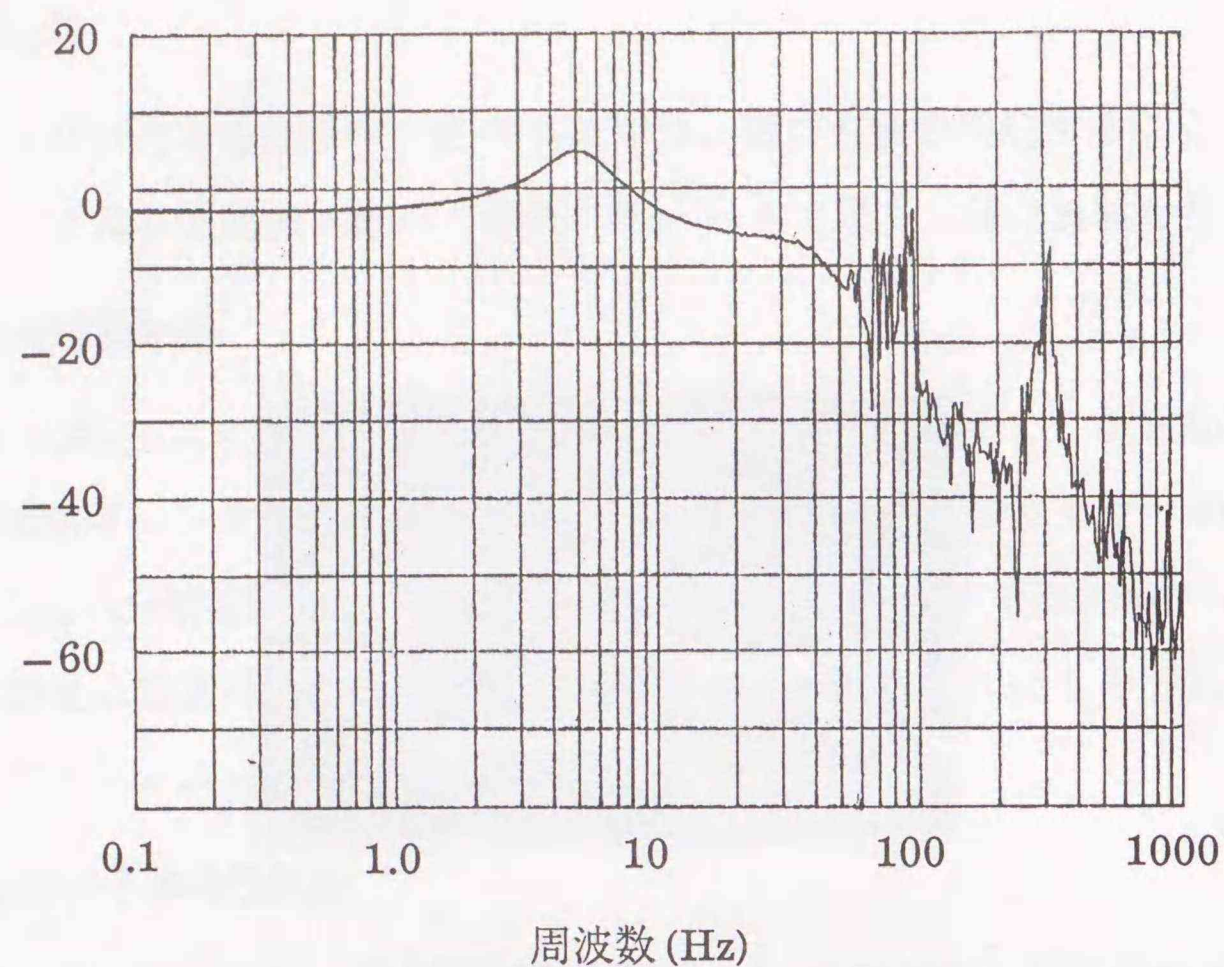


図 2.5.6 (a) 閉ループ周波数特性(ゲイン)

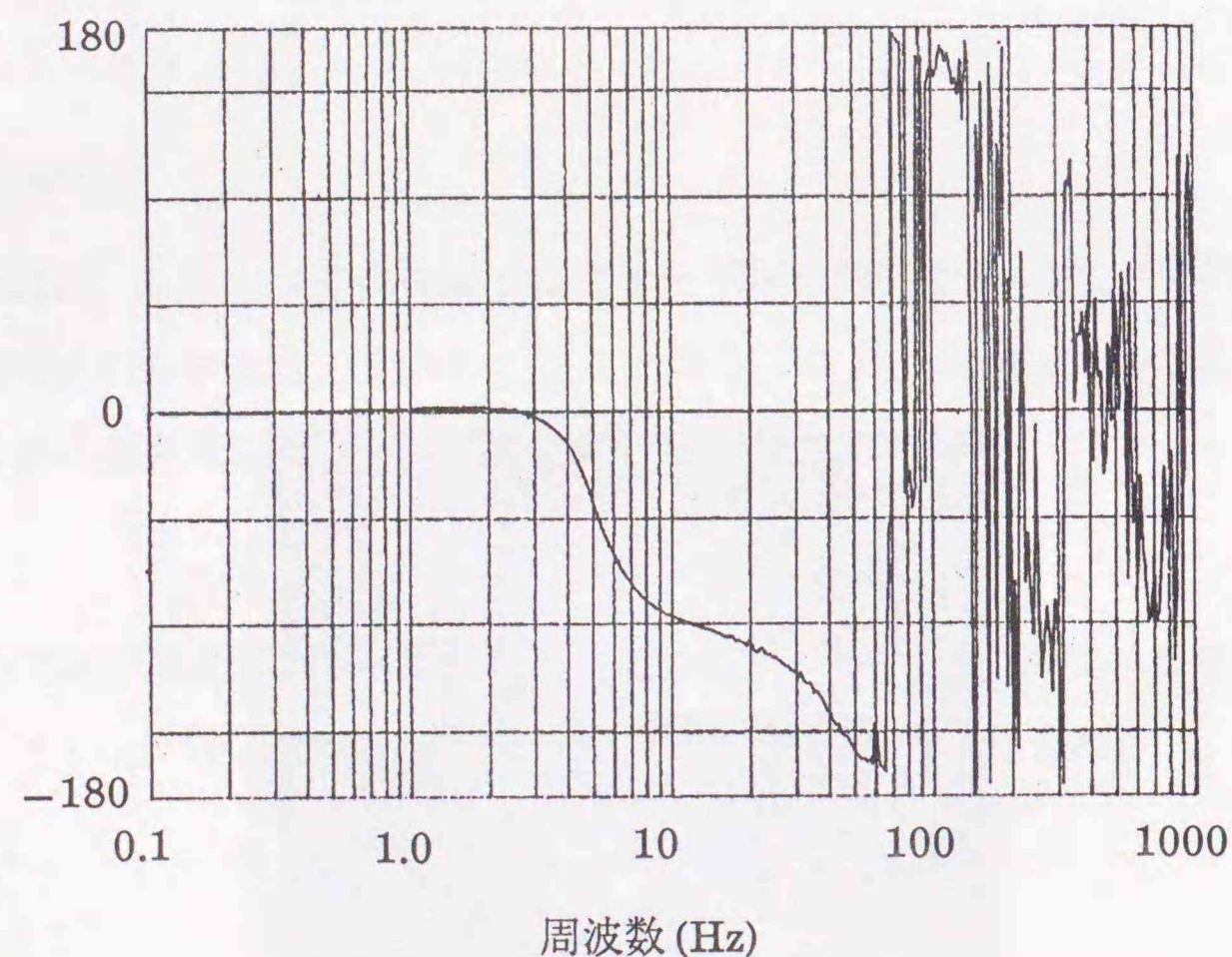


図 2.5.6 (b) 閉ループ周波数特性(位相)

2.5.2 6自由度モデル

ここでは、剛体の全自由度を制御する6自由度モデルについて述べる。これまでの論旨から言えば、電磁石数に関しては、自由度が6であるから最少の7個が望ましい。7個により拘束条件を満たす配置構造は容易に見いだすことができる。しかしながら、機構的非干渉化条件を成立させる構造は、多大な試行錯誤にも拘わらずこれまでに見いだされていない。このことは以下のような理由によると考えられる。

- 正7面体は存在しない。
- 本設計法では、駆動中心と質量中心が一致することを前提とする。

従って、ここでは8個の電磁石を用いた例を示す。この場合でも、通常の $2 \times 6 = 12$ 個に比べると大幅な電磁石数の削減である。また、これまでに6自由度を8個の電磁石で制御する機構の報告は無い。機構の大まかな構造は、図 2.4.2をベースに1例として四角錐を重ね合わせた様な構造とした。図 2.5.7にその概念図を示す。

この例では $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{g}$ 、 $\mathbf{f}_x$ 、 $\mathbf{f}_e$ は、

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x} &= [x, y, z, \theta_x, \theta_y, \theta_z]^T \\ \mathbf{g} &= [g_1, \dots, g_8]^T \\ \mathbf{f}_x &= [f_x, f_y, f_z, T_x, T_y, T_z]^T \\ \mathbf{f}_e &= [f_{e1}, \dots, f_{e8}]^T \end{aligned} \right\} \quad (2.5.15)$$

となる。ここで、 f は力、 T はトルクを表す。電磁石配置行列 $\mathbf{K}_e(6 \times 8)$ は以下のようになる。

$$\mathbf{K}_e = \begin{bmatrix} c & 0 & -c & 0 & c & 0 & -c & 0 \\ 0 & c & 0 & -c & 0 & c & 0 & -c \\ s & s & s & s & -s & -s & -s & -s \\ l_z s & 0 & -l_z s & 0 & -l_z s & 0 & l_z s & 0 \\ 0 & -l_z s & 0 & l_z s & 0 & l_z s & 0 & -l_z s \\ -l_z c & l_z c & -l_z c & l_z c & -l_z c & l_z c & -l_z c & l_z c \end{bmatrix} \quad (2.5.16)$$

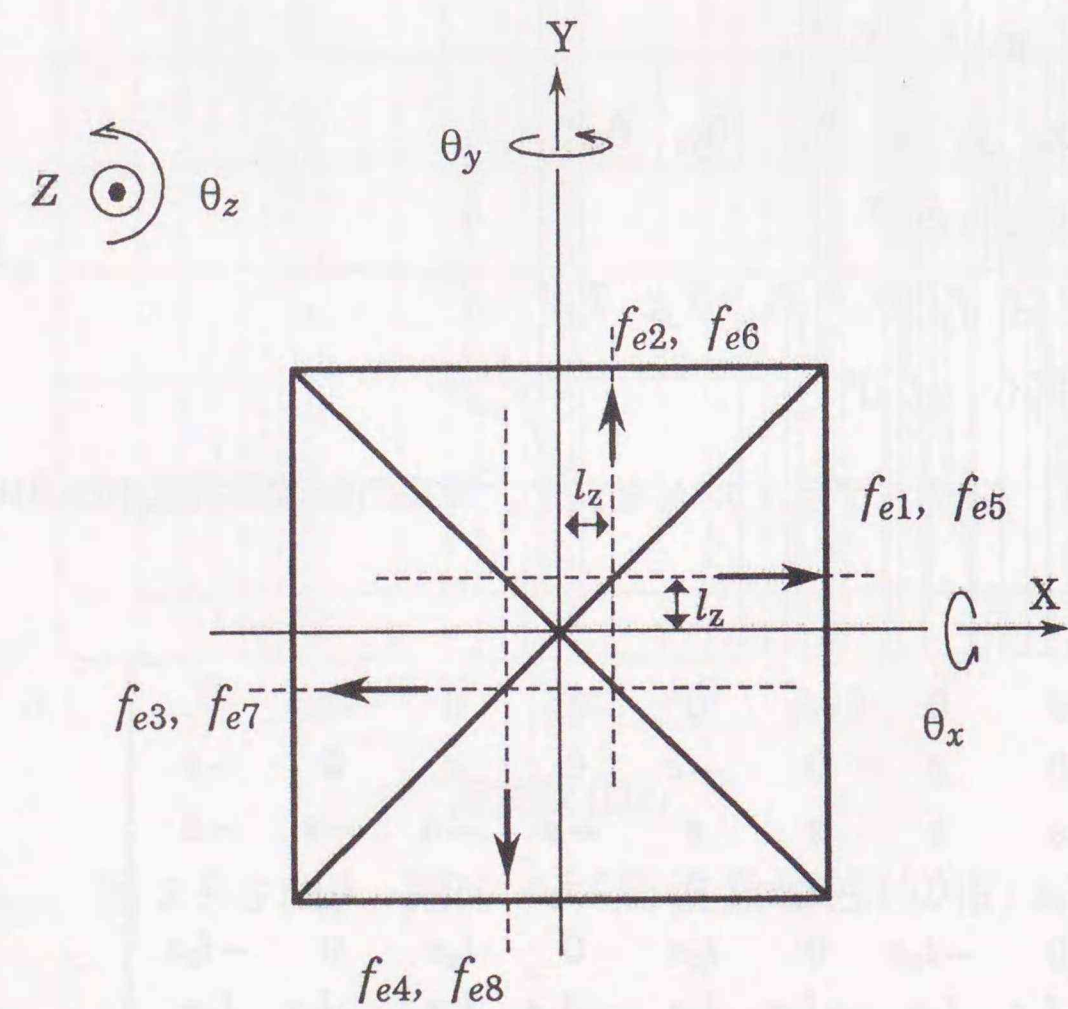
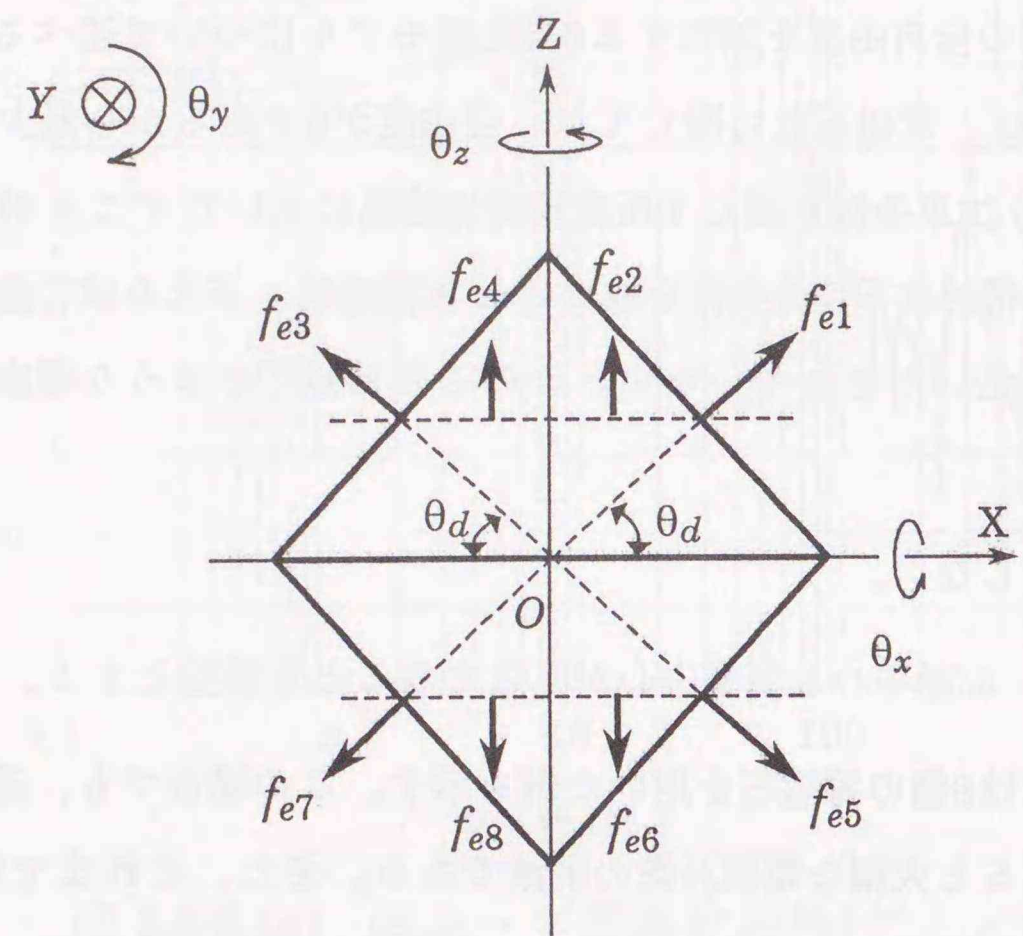


図 2.5.7 8個の電磁石を有する6自由度モデル

ただし、 $s = \sin\theta_d$ 、 $c = \cos\theta_d$ とおいた。

(1) 拘束条件

$\mathbf{K}_{el}(6 \times 6)$ を $\mathbf{K}_e$ の 6×6 部分行列とすれば、可拘束性行列は

$$\mathbf{H} = -\mathbf{K}_{el}^{-1} \mathbf{K}_{er} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5.17)$$

となる。従って、任意の $f_{e7} > 0$ 、 $f_{e8} > 0$ に対し

$$\mathbf{H} [f_{e7} \ f_{e8}]^T = [f_{e8} \ f_{e7} \ f_{e8} \ f_{e7} \ f_{e7} \ f_{e8}]^T > 0 \quad (2.5.18)$$

となるので、拘束条件が成立することがわかる。

(2) バイアス等価条件と機構的非干渉化条件

$\mathbf{K}_e [f_0, \dots, f_0]^T = \mathbf{0}$ なので、8個の同一の特性の電磁石を用いれば、バイアス等価条件が成立し、

$$\mathbf{K}_e \mathbf{K}_e^T = \text{diag}[4\cos^2\theta_d, 4\cos^2\theta_d, 8\sin^2\theta_d, 4l_z^2\sin^2\theta_d, 4l_z^2\sin^2\theta_d, 8l_z^2\cos^2\theta_d] \quad (2.5.19)$$

を得る。

(3) ロバスト条件

並進運動に対しては、

$$\begin{aligned} 4\cos^2\theta_d &= 8\sin^2\theta_d \\ \therefore \theta_d &= 54.6^\circ \end{aligned} \quad (2.5.20)$$

のとき条件数が1となる。一方、回転運動に対しては、

$$4l_z^2 \sin^2 \theta_d = 8l_z^2 \cos^2 \theta_d$$

$$\therefore \theta_d = 35.4^\circ \quad (2.5.21)$$

のとき条件数が1となる。従ってこの機構の条件数に関しては、工学的な妥協点を見いださなければならない。明らかに

$$\theta_d = 45^\circ \quad (2.5.22)$$

とすれば両者の条件数は $\sqrt{2}$ となる。この値が幾何学的直感をも考慮した最適解であると言える。実物の概観図を図2.5.8に示す。このモデルを用いて、2.5.1と同様な制御系で実験を行ったところ安定な浮上を確認した。

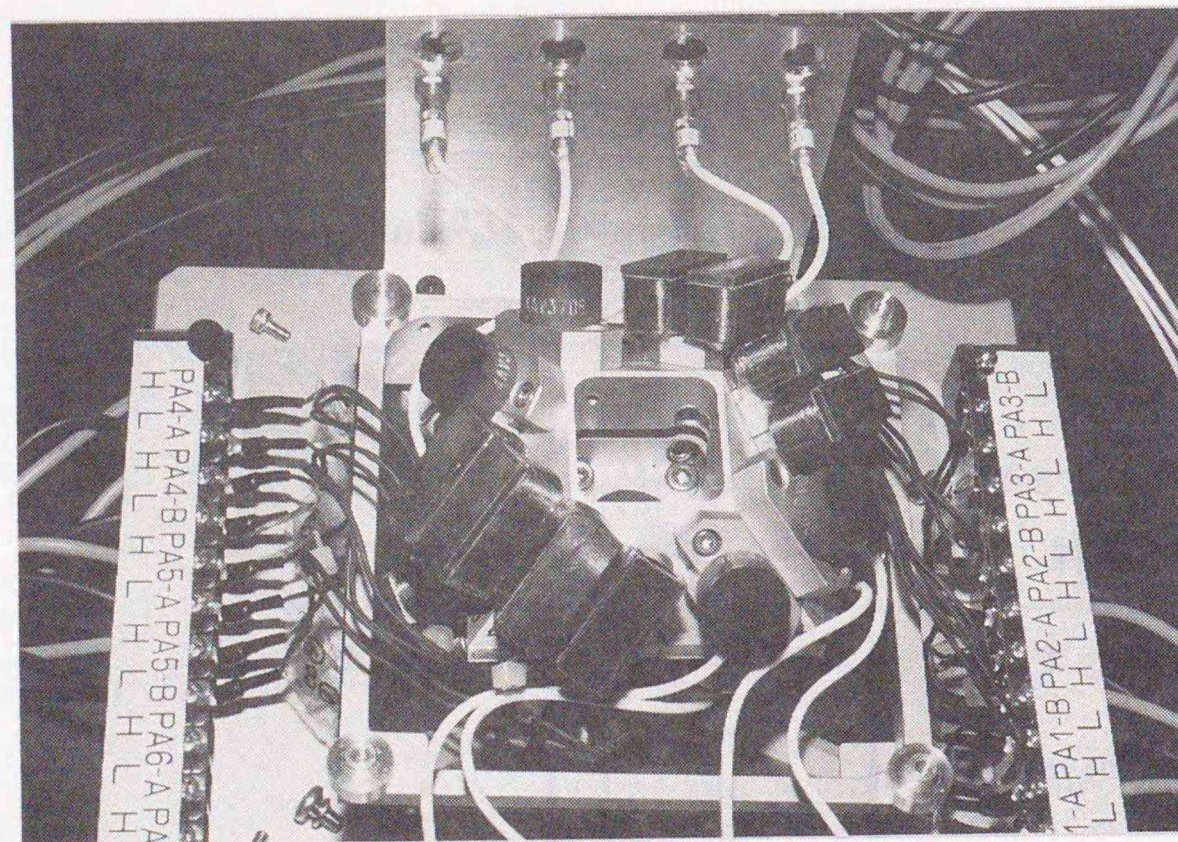


図 2.5.8 6自由度型コンプライアンス機構

2.6 2章のまとめ

本章では、マニピュレータのコンプライアント動作実現手法のうち、直接手先にコンプライアンス機構を付加する「直接法」の一例として、磁気浮上型コンプライアンス装置を取上げその設計法を論じた。主な結論を節ごとにまとめると以下ようになる。

2.2 機構系の設計法

電磁石とセンサの幾何学的配置を表現する2つの行列、電磁石配置行列、センサ配置行列を導入し、配置の最適性の評価基準をこの2つの行列に対する解析的な条件として、以下のように与えた。

(1) 吸引力のみによって被駆動体を所望の自由度を有する空間内で安定にかつ拘束かつ制御し得るための電磁石配置条件を明らかにした。具体的には、電磁石配置行列から解析的に得られる可拘束性行列を導出することにより、幾何学的な考察に頼らずに解析的に可拘束性を判断できるようになった。

(2) 電磁石の非線形性に起因する動的な干渉を無くすための、電磁石配置条件を明らかにした。具体的には、電磁石配置行列とその転置の積が対角となることである。

(3) 特異値分解法を用いることにより、電磁吸引力のパラメータ変動に強い電磁石配置法として、電磁石配置行列の条件数が小さいものが望ましいことを明らかにした。

(4) センサの配置に関しては、信号のS/Nと電磁石とのcollocationの観点からその最適性を論じ、センサ配置行列が無次元化された電磁石配置行列に比例するとき理想的配置が実現されることを明らかにした。

2.3 制御系設計法

2.2で設計された機構に適した制御系設計法を論じた。

(1) 電磁石数の冗長性を考慮した制御系の構造を比較検討し、簡単でかつ各自由度ごとの制御特性を任意に設定可能な制御系を提案した。

(2) 入力数の冗長性を解決する方法として、各電磁石で消費される損失エネルギーが最小となる操作量非干渉制御法を示した。

(3) 制御則を位相進みとした場合、要求周波数帯域と位相余裕を満たす制御定数の決定法を解析的に明らかにした。

2.4 提案した設計法の妥当性の確認

2.2、2.3で提案した設計法の妥当性を確認するための数値実験を行った。

(1) 2自由度モデルに対し可拘束性行列を適用したところ、幾何学的な考察による結果と合致し、可拘束性行列の妥当性を確認した。

(2) 3自由度モデルによる制御シミュレーションを実施し、提案した制御系設計法の妥当性を確認した。また、ロバスト条件の優劣が過渡応答に大きく影響を与えることが明らかになった。

2.5 応用例

2.2、2.3で提案した設計法を用い、幾つかの磁気浮上型駆動機構を試作し実験により提案手法の妥当性を確認した。

(1) 3つの並進自由度と2つの回転自由度を有する5自由度制御型モデルを設計試作した。機構の主な諸元は、重量約1.3Kg、外形寸法150mm×70mm×70mm以下であり、従来のものに比べ大幅に小型軽量化することができた。提案した制御系を用いて単体試験を実施した結果、駆動分解能:1 μ m(0.002°)以下、駆動範囲:±2mm(1.5°)以上、駆動周波数:1Hz以上を確保できることを確認した。

(2) 8個の電磁石による6自由度制御型モデルを設計試作した。(1)と同様な制御系で実験を行ったところ安定な浮上を確認した。

本章では、従来幾何学的直感やノウハウに頼らざるを得なかった磁気浮上型駆動機構と制御の設計に、解析的かつ汎用性のある明確な設計指針を与えた。すなわち、今後より実用的な磁気浮上型装置を設計する上での重要な礎を与えたと言える。

第3章 安定な負のコンプライアンスを用いたマニピュレータのコンプライアンス制御^{58)~61)}

本章では、緒論で述べた2つのコンプライアント動作実現手法のうち、マニピュレータの各関節のセンサとアクチュエータを用いて実現する「コンプライアンス制御法」として、独立関節制御の基本概念に基づく新しい手法「Stable Negative Compliance Control (SNCC)法」について論ずる。

3.1 はじめに

コンプライアンス制御の手法はこれまでに数多く提案されており³⁸⁾、代表的なものとして以下に述べるようなものがある。

Whitneyは、ヤコビアンの逆行列を用いて各関節の速度指令を発生させる分解速度制御(RMRC)の手法をコンプライアンス制御に応用している³⁹⁾。またPaul-Shimanoは力制御が要求される自由度に対して最大の変位を発生する関節アクチュエータを選定し、対応する手首センサ出力との間で力サーボを形成することにより、所望のコンプライアンスを実現している⁴⁰⁾。またRaibertらはPaul-Shimanoの手法を改良し、ある方向は位置制御それ以外の方向は力制御を同時に行う位置と力のHybrid制御を提案している⁴¹⁾。またSalisburyは先端作業座標系に設定した望みの剛性を実現するのに必要な関節トルクを、仮想仕事の原理からヤコビアン逆行列を使わずに算出するActive Stiffness Control (ASC)を提案している⁴²⁾。また末広らは作業座標空間において剛性と基準点を設定し、基準点からの変位に剛性を乗じた値を作業座標内における力指令値とし、これを関節トルク指令値に変換する方法を提案している⁴³⁾。

これらの手法を用いれば、任意の姿勢で任意の先端コンプライアンスを実現することが理論的には可能である。しかしながら実際のロボットシステムでは、ハードウェアの特性からその性能には必ず限界が生じる⁴⁶⁾。たとえば、アームの機械的剛性が低下し、かつセンサとアクチュエータの間にcollocation⁴⁸⁾が成立していなければ、制御系の帯域は安定性の観点から大きな制限を受けてしまう⁴⁵⁾。このことはマニピュレータの自由度が増えるほど顕著に現れる傾向にあり、上述した手法全てに共通する問題である。

このような現実的な問題を解決するための一つの有力な方法は、センサとアクチュエータの間に常にcollocationが成立する、独立関節制御⁴⁷⁾を採用することである。すなわち、各関節の剛性をそれぞれ独立に調整することにより手先に所望の剛性を実現する考え方である。この手法はアームの機械的柔軟性に起因する制御対象の構造変動に対して高いロバスト性を有する。この考え方を、ヒトの骨格筋に関する考察に基づき⁴⁹⁾積極的に採用した手法の1つとして、金子らのDirect Compliance Control (DCC)⁵⁰⁻⁵²⁾がある。DCCはアーム先端の作業座標系において設定される剛性行列が含む独立な剛性成分の数に対応する可変剛性要素を関節に用意し、それらを調整することによって作業座標系での剛性を制御する方法である。独立関節制御の長所をまとめると以下のようなになる。

- 1) 各関節の制御系は単純な1入力1出力系となり、きわめて単純である。
- 2) アームが剛体でかつ適当な重力補正が施されている場合、任意のPDゲインに対し大域的暫近安定性が保証されている⁴⁴⁾。
- 3) センサとアクチュエータの間にcollocationが常に成立する。

このような優れた特徴を有するので、制御系の高帯域化と安定性の確保が容易となる。しかしながら独立関節制御は、任意の姿勢で任意の先端コンプライアンスを実現することが出来ない、という致命的な欠点を有する⁵⁰⁾。このことは、ASCにおける一般化剛性行列が一般に対角ではなく⁴²⁾、かつ通常の意味での「負のコンプライアンス」は不安定であるという事実に基づき、実作業を行う上での大きな障害といえる。

このような問題を解決するために本研究では、独立関節制御の基本概念に基づき、任意の姿勢で任意の先端コンプライアンスを実現する新しい手法 Stable Negative Compliance Control (SNCC) を提案する。まず、DCCの基本原理とその問題点を、簡単な平面3自由度マニピュレータを一例として整理する。次に提案手法の基本的な考え方とこれを実現するために新たに導入される、外力の方向に対し逆の方向に安定に変位する意味での「安定な負のコンプライアンス」という力学概念について説明する。次にマニピュレータの慣性を考慮した場合のSNCCの安定性について解析した後、DCC及び従来の有力手法であるSalisburyのActive Stiffness Control (ASC)⁴²⁾との本質的な相違点について詳しく検討する。次にこの「安定な負のコンプライアンス」を実現するための動的補償器が満たすべき必要十分条件を明らかにし、そこで導出する基本定理を基に幾つかの実用的な制御アルゴリズムを示す。次に提案した手法を平面3自由度マニピュレータに適用し、シミュレーションでその有効性を確認する。次に、1自由度アクチュエータを用いた基礎実験系により、上記のSNCを実現する制御系の特性を定量的に明らかにする。さらに本手法を平面3自由度DDマニピュレータに実際に適用し、従来法との比較をしながら、具体的な作業実験によりその有効性を確認する。最後に、先端コンプライアンス行列の対角成分を負に設定した場合を検討し、ロボットハンドによる物体の把握や形状認識動作への応用について述べる。

3.2 基本概念

3.2.1 従来の独立関節制御の問題点

提案する手法を説明する前に、従来の独立関節制御の基本原則を概説しその問題点を整理しておく。説明の簡略化のため、図3.2.1のような平面3自由度シリアルリンクマニピュレータを1例として議論を進めるが、提案手法は容易に一般化可能である。図3.2.1において、マニピュレータの初期関節角をそれぞれ、 θ_{10} 、 θ_{20} 、 θ_{30} とし、これら初期関節角からの微小な関節角度変位をそれぞれ、 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 とする。いま、第3関節までの関節角度変位ベクトル： $\Theta(3 \times 1) = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3]^T$ と先端変位ベクトル： $r(2 \times 1) = [x \ y]^T$ とを定義する。これらのベクトルの関係は、以下になる。

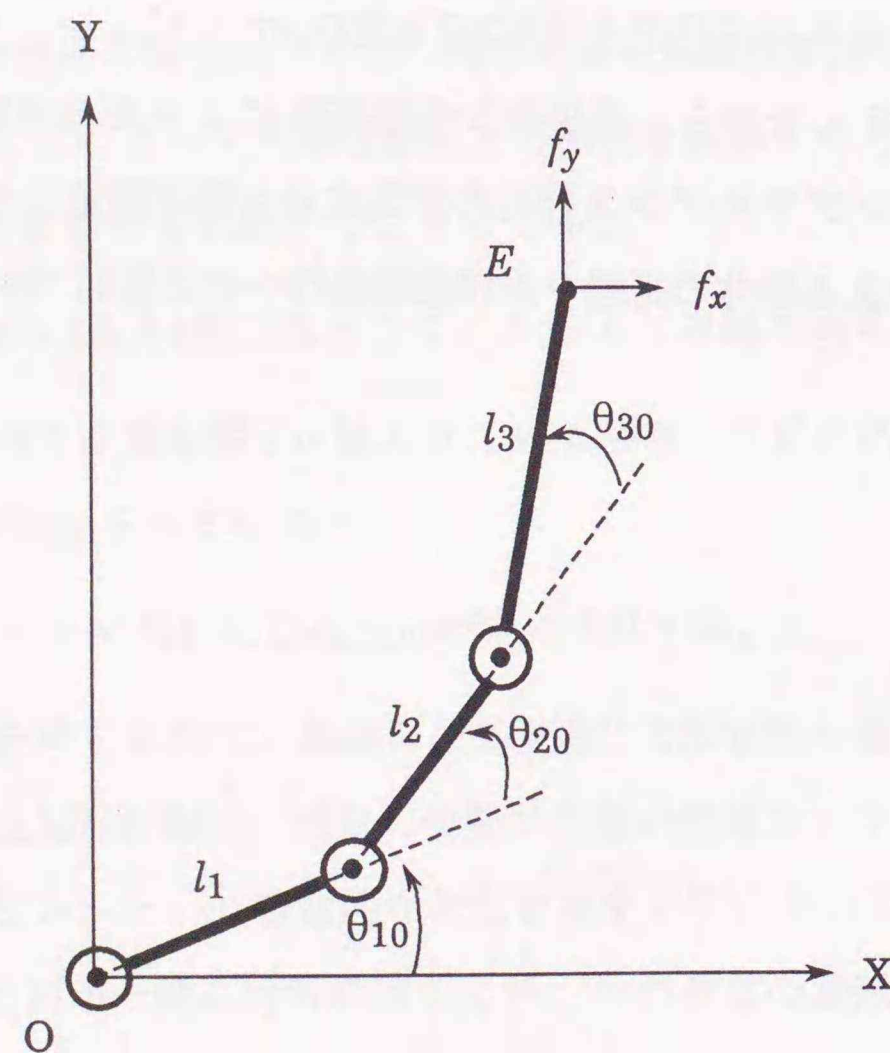


図 3.2.1 平面3自由度マニピュレータ

$$r = J\Theta \quad (3.2.1)$$

$$J = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} & J_{13} \\ J_{21} & J_{22} & J_{23} \end{bmatrix}$$

ここで、 J はヤコビアン $J(2 \times 3)$ で、以下のような要素を持つ。

$$J_{11} = -l_1 \sin \theta_{10} - l_2 \sin(\theta_{10} + \theta_{20}) - l_3 \sin(\theta_{10} + \theta_{20} + \theta_{30})$$

$$J_{12} = -l_2 \sin(\theta_{10} + \theta_{20}) - l_3 \sin(\theta_{10} + \theta_{20} + \theta_{30})$$

$$J_{13} = -l_3 \sin(\theta_{10} + \theta_{20} + \theta_{30})$$

$$J_{21} = l_1 \cos \theta_{10} + l_2 \cos(\theta_{10} + \theta_{20}) + l_3 \cos(\theta_{10} + \theta_{20} + \theta_{30})$$

$$J_{22} = l_2 \cos(\theta_{10} + \theta_{20}) + l_3 \cos(\theta_{10} + \theta_{20} + \theta_{30})$$

$$J_{23} = l_3 \cos(\theta_{10} + \theta_{20} + \theta_{30})$$

であり、また、 l_i :第 i リンクの長さ($i=1, \dots, 3$)である。

今、各関節の運動は安定で、それぞれの関節回りのコンプライアンス $c_{\theta 1}$ 、 $c_{\theta 2}$ 、 $c_{\theta 3}$ を有しているものとする。第1、2、3関節に $t_s = [\tau_{s1} \ \tau_{s2} \ \tau_{s3}]^T$ なる微小トルクを加えた時、静的な状態での関節角度変位ベクトル Θ は、

$$\Theta = C_{\theta} t_s \quad (3.2.2)$$

となる。ここで、 $C_{\theta} = \text{diag}[c_{\theta 1}, c_{\theta 2}, c_{\theta 3}]$ である。

一方マニピュレータの先端に微小外力 $f(2 \times 1) = [f_x \ f_y]^T$ が加わったとき、各関節に生ずるトルク t_s は、仮想仕事の原理から以下のように書ける。

$$t_s = J^T f \quad (3.2.3)$$

(3.2.1)~(3.2.3)式より、先端に微小外力 $f(2 \times 1) = [f_x \ f_y]^T$ が加わったとき、先端の直交座標系変位ベクトル r は、

$$r = J C_{\theta} J^T f \quad (3.2.4)$$

となる。ここで、

$$\mathbf{C}_c = \mathbf{J} \mathbf{C}_\theta \mathbf{J}^T \quad (3.2.5)$$

とおくと $\mathbf{C}_c$ は、第1、2、3関節回りのコンプライアンス $\mathbf{C}_\theta$ を与えた時決定される先端の直交座標系コンプライアンス表す。 $\mathbf{C}_c$ は以下のような行列である。

$$\mathbf{C}_c = \begin{bmatrix} c_x & c_{xy} \\ c_{yx} & c_y \end{bmatrix} \quad (3.2.6)$$

ここで、 c_x は x 方向、 c_y は y 方向のコンプライアンス、 c_{xy} 、 c_{yx} はそれぞれの方向の干渉成分を表す。ここで、関節コンプライアンスベクトル: $\mathbf{c}_\theta(3 \times 1) = [c_1 \ c_2 \ c_3]^T$ 、先端直交座標系コンプライアンスベクトル: $\mathbf{c}_c(3 \times 1) = [c_x \ c_y \ c_{xy}]^T$ を定義し、(3.2.6)式をもう少し直接的な表現に変えると、以下の関係式を得る。

$$\mathbf{c}_c = \mathbf{P} \mathbf{c}_\theta \quad (3.2.7)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} J_{11}^2 & J_{12}^2 & J_{13}^2 \\ J_{21}^2 & J_{22}^2 & J_{23}^2 \\ J_{11}J_{21} & J_{12}J_{22} & J_{13}J_{23} \end{bmatrix}$$

ここで $\mathbf{P}$ をコンプライアンス変換行列と呼ぶことにする。望みの先端コンプライアンス $\mathbf{c}_c$ を適当に設定すると、 $\mathbf{P}$ が正則である姿勢においては

$$\mathbf{c}_\theta = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{c}_c \quad (3.2.8)$$

として各関節に設定すべきコンプライアンスが求まる。(3.2.7)、(3.2.8)式がDCCの基本であり、各関節独立なサーボ系で $\mathbf{c}_\theta$ を調整することにより、マニピュレータの先端に作業に適した望みの柔らかさを付与するのである。

DCCは先に述べたような優れた特徴があるものの、実現可能な $\mathbf{c}_c$ の範囲が狭く任意の姿勢で任意の $\mathbf{c}_c$ を実現することはできない、という大きな欠点を有する⁵⁰⁾。このことは、ある姿勢で適当な $\mathbf{c}_c$ を設定しようとした時、(3.2.8)式に基づき $\mathbf{c}_\theta$ を計算すると、負の値すなわち負の剛性となる場合があるという事実に起因する。関節に負の剛性を与えることは、通常、変位の正帰還を意味するから全系は不安定となり、自由空間上の運動は工学的な意味を失う。このため従来のDCCでは、非干渉化($c_{xy}=0$)が可能な姿勢は任意ではなく、このことが実作業での大き

な障害となっている。1つの具体例を示す。図3.2.1の3リンクマニピュレータにおいて、 $l_1=l_2=l_3=1(\text{m})$ 、 $\theta_{10}=\theta_{20}=\theta_{30}=30^\circ$ の時のコンプライアンス変換行列 $\mathbf{P}$ は以下ようになる。

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 5.59807 & 3.48205 & 1.0 \\ 1.86602 & 0.25 & 0 \\ -3.23206 & -0.933012 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.9)$$

この姿勢で従来のDCCを用いた場合、 $\mathbf{P}$ の3行目から分かるように、 $c_{xy} < 0$ しか実現できず、先端の直交座標コンプライアンスの非干渉化($c_{xy}=0$)は不可能である。このため、文献51)ではパラレルリンクマニピュレータを用いて、ある関節に不安定な負のコンプライアンス $c_{\theta i} < 0$ を導入しても、他の $c_{\theta i} > 0$ により全系を安定化し得ることに着目し、上記の問題を解決している。

3.2.2 SNCCの提案

本研究で新しく提案する手法は極めて単純である。すなわち、シリアルリンクマニピュレータのある関節に、不安定な負のコンプライアンスの代わりに、コンプライアンスの概念を拡張した『安定な負のコンプライアンス(あるいは安定な負のばね)』を導入することにより、 $\mathbf{c}_c$ の設定範囲を拡張するのである。ここで言う『安定な負のコンプライアンス』の定義は、『外力の方向と逆の方向に安定に変位する駆動系』であり、通常用いられている『外力と同じ方向へ力が増大するような不安定系』ではない。DCCにおける各関節のコンプライアンス $c_{\theta i}$ は、加えられたトルクに対する変位角の定常値の比を意味するから、何らかの方法で『外力の方向と逆の方向に安定に変位する駆動系』を構成すれば、等価的な $c_{\theta i} < 0$ が安定に実現できるはずである。そしてもし、この安定な負のコンプライアンスを適当な関節に導入し全系を安定化できれば、言い換えると、 $c_{\theta i} < 0$ でも全系の安定平衡点が存在し(3.2.2)式が成立すれば、それ以降(3.2.8)式までの議論が全て成立する。このような原理に基づき、(3.2.7)、(3.2.8)式に従って $\mathbf{c}_c$ をある適当な非負の値に設定すれば、先端にはある『柔らかさ』が実現されるはずであ

る。この『柔らかさ』は低周波域において、普通のばねと同じ力学的効果を有し、準静的な作業を遂行する上で有効な『柔らかさ』が実現できると考えられる。

以上が提案手法の基本的な考え方であり、Stable Negative Compliance Control (SNCC) と呼ぶことにする。

3.2.3 安定な負のコンプライアンスの力学的特性

ここで、今まで述べてきたコンプライアンスの意味を明確化するためにばねの力学的特性に関し整理しておく。図3.2.2は通常の弾性体あるいは、電気的なサーボ系で実現されるばねを模式的に表したもので、外力 f と変位 x との静的な関係は、 $f=kx(k>0)$ と表される。すなわち、駆動部を押した時、押した方向の逆方向に力を発生し、駆動部は押した方向に変位し釣り合う。

これに対し、図3.2.3は不安定な負のばねの代表である磁気浮上系を模式的に表したもので、不安定平衡点で $f=kx(k<0)$ が成立する。すなわち、『外力と同じ方向へ力が増大するような不安定系』を意味し、サーボ系では変位の正帰還により実現される。この場合、駆動部を押した時、押した方向と同じ方向に力が発生し、駆動部は押した方向に変位し、釣り合わず発散する。

図3.2.4は本手法でいうところの安定な負のばねを模式的に表したもので、適当なサーボ系により静的に $f=kx(k<0)$ を成立させるのである。この場合、駆動部を押した時、押した方向の逆方向に、押した力よりも大きな力を発生し、駆動部は押した方向と逆の方向に変位し釣り合う。あるいは逆に、駆動部を引いた場合には、引いた方向と逆の方向に引き返されて釣り合う、という非最少位相推移系⁵⁵⁾特有の現象を呈する。負のcompliance(柔らかさ)というよりは、むしろdefiant(反抗的)な性質を有し、今のところ自然界に受動的な要素でこれを実現できるものは見当たらない。

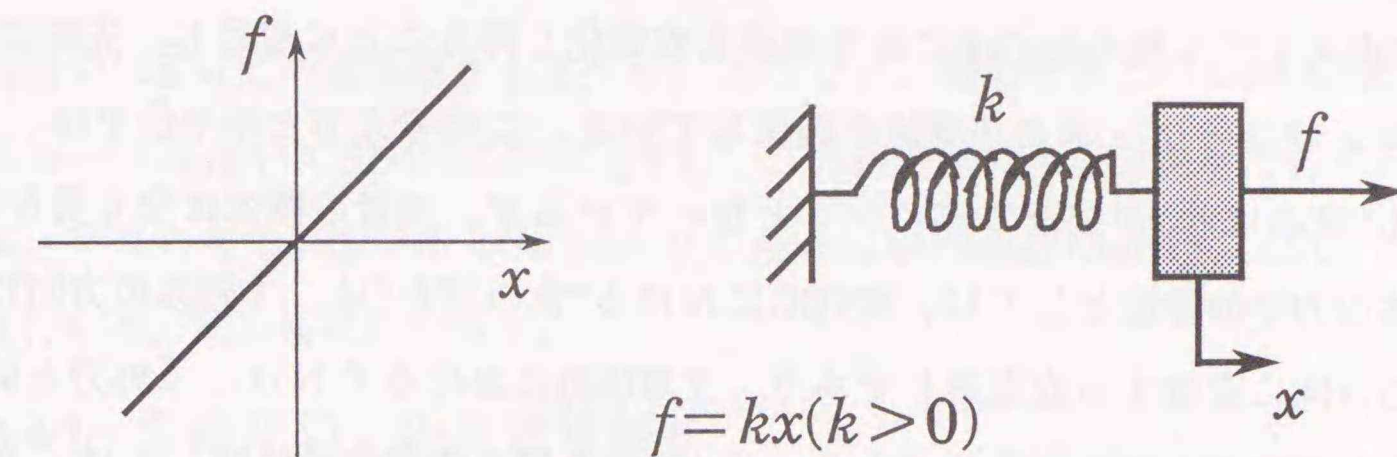


図3.2.2 通常の弾性体によるコンプライアンス

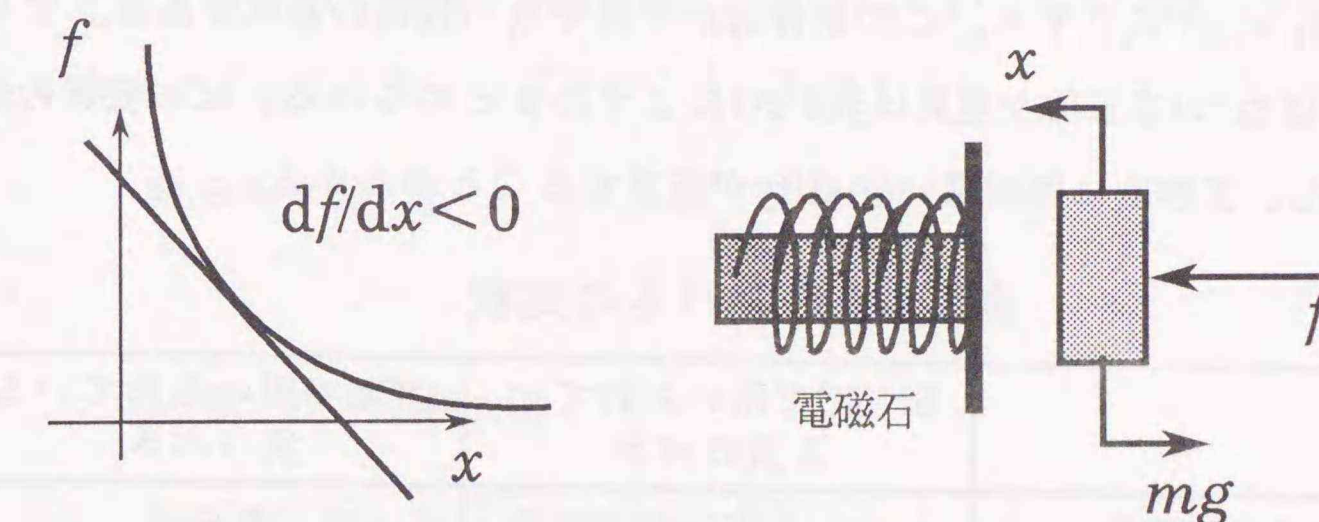


図3.2.3 不安定な負のコンプライアンス

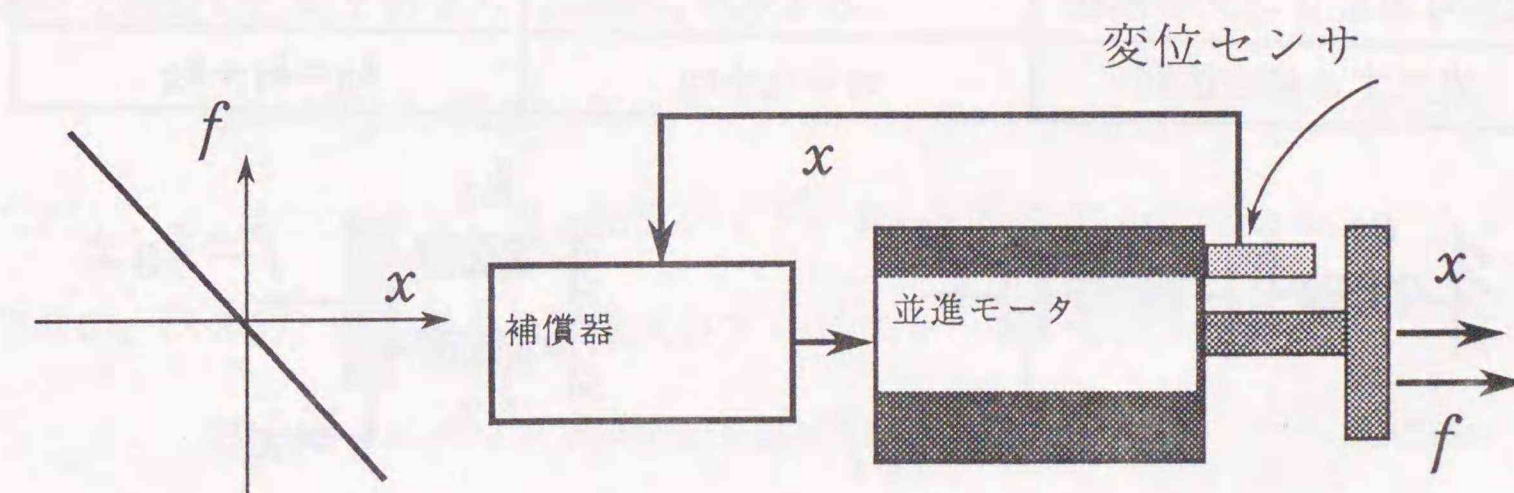


図3.2.4 安定な負のコンプライアンス

3.2.4 安定な負のばねと不安定な負のばね

文献(52)ではパラレルリンクアームにDCCを適用し、ある関節に不安定な剛性 $k_{\theta i} < 0$ を導入しても他の $k_{\theta i} > 0$ により全系を安定化し得ることに着目し、先端におけるコンプライアンスの任意性を確保している。この考え方と本手法では、どちらも“負のばね”が技術のポイントとなっているが、両者の概念は全く異なる。単体の力学的特性としては、SNCCにおける“負のばね”は、『外力の方向に対し逆の方向に変位する安定系』であり、文献(52)におけるそれは、『外力と同方向に力が増加する不安定系』である。また2つのばねの複合系に関しては、文献(52)で用いられている“負のばね”は、ばね定数 k に対し並列結合則 $k_3 = k_1 + k_2$ が成立する。一方SNCCにおける“負のばね”は、コンプライアンス定数 c に対し直列結合則 $c_3 = c_1 + c_2$ が成立する。この結合則がそれぞれの技術の基本である。この2つの“負のばね”の本質的な差異は表3.2.1のようにまとめられる。ばね要素の結合方式に関し、工学的に興味深いdualityが成立することがわかる。

表3.2.1 負のバネの比較

	SNCCで用いられている負のバネ	DCCで用いられている負のバネ
単体での安定性	安定	不安定
伝達関数の特徴	不安定零	不安定極
適用可能なリンクの形態	シリアル	パラレル
成立する結合法則	$c_3 = c_1 + c_2$	$k_3 = k_1 + k_2$

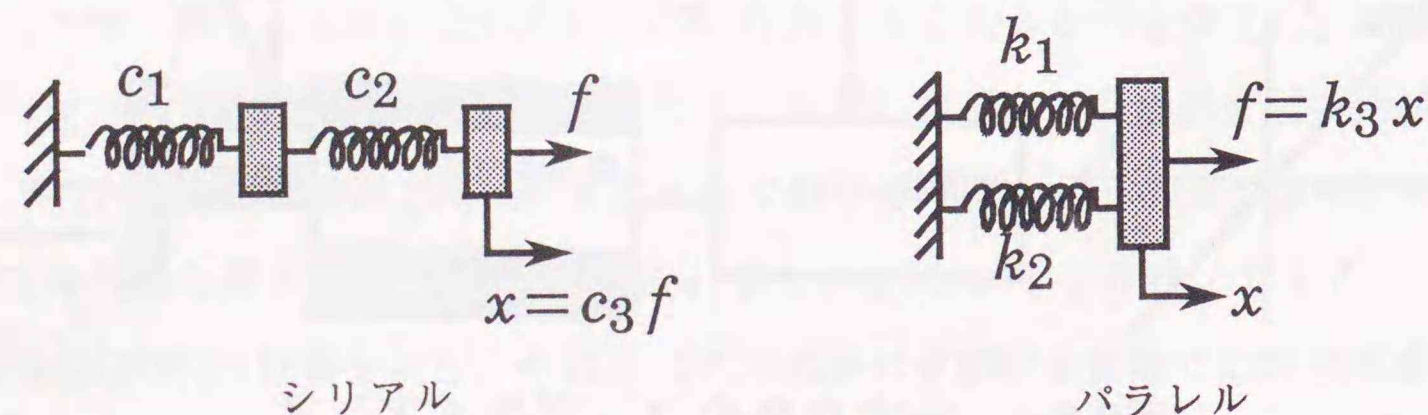


図3.2.5 バネの結合方式

3.3 SNCCの定式化

前節ではSNCCの基本概念を述べた。ここでは、前節と同じ平面3自由度マニピュレータを用いてSNCCの定式化を行い、自由空間での安定性を解析する。さらに、従来の有力手法であるSalisburyのActive Stiffness Control (ASC) との比較を行い本方式の優位性を示す。

3.3.1 自由空間での安定性解析

図3.2.1のようにマニピュレータ先端に、 $\mathbf{f} = [f_x \ f_y]^T$ なる直交座標系外力が印加された場合を考える。ここでマニピュレータDynamicsの非線形項は無視できるほど小さい、あるいは適当な非線形補償が施されているものと仮定する。この時マニピュレータの振る舞いは以下のように記述できる。

$$\mathbf{M}(\Theta)\ddot{\Theta} = \mathbf{t}_a + \mathbf{t}_s \quad (3.3.1)$$

ただし、

$\mathbf{M}(\Theta)$: 慣性行列(3×3)

$\mathbf{t}_a = [\tau_{a1} \ \tau_{a2} \ \tau_{a3}]^T$: actuatorが発生するトルク

である。いま、解析を容易にするために $\mathbf{t}_s$ は何らかの手段で理想的に検出できる場合を想定し、以下のような制御則を考える。

$$\mathbf{t}_a = -\mathbf{K}_p\Theta - \mathbf{K}_d\dot{\Theta} + \mathbf{K}_t\mathbf{t}_s \quad (3.3.2)$$

ただし、 $\mathbf{K}_p$: 比例ゲイン、 $\mathbf{K}_d$: 粘性ゲイン、 $\mathbf{K}_t$: トルクゲインである。

(3.2.3)、(3.3.1)、(3.3.2)より補償後のマニピュレータのDynamicsは

$$\mathbf{M}(\Theta)\ddot{\Theta} + \mathbf{K}_d\dot{\Theta} + \mathbf{K}_p\Theta = (\mathbf{K}_t + \mathbf{I}_3)\mathbf{J}^T\mathbf{f} \quad (3.3.3)$$

となる。ただし、 $\mathbf{I}_3$ は3×3の単位行列である。(3.3.3)式は理想的かつ一般性のある制御則(3.3.2)により実現されるDynamicsを示し、DCC、ASC、SNCCは全てこの(3.3.3)式を基に議論できる。

まず安定性に関しては、(3.3.3)式において、一般に任意の姿勢で $\mathbf{M}(\Theta) > 0$ であるから、 $\mathbf{K}_p > 0$ 、 $\mathbf{K}_d > 0$ と選べば、何れの手法も自由空間上での運動はトルクゲイン $\mathbf{K}_t$ に依存せず常に安定であると言える。ここで $\mathbf{A} > 0$ は、非対称行列の場合も含め、 $\mathbf{A}$ の2次形式が正であることを意味する。次にそれぞれの場合のマニピュレータ先端に実現される直交座標系コンプライアンス $\mathbf{C}_c$ について考察し、3つの手法の優劣を明らかにする。

直交座標系コンプライアンス $\mathbf{C}_c$ は、(3.2.1)、(3.3.3)式より、

$$\mathbf{C}_c = \mathbf{J} \mathbf{K}_p^{-1} (\mathbf{K}_t + \mathbf{I}_3) \mathbf{J}^T \quad (3.3.4)$$

と与えられる。ここで、 $\mathbf{C}_c$ は(3.2.6)式で定義した直交座標系並進コンプライアンス行列である。また、関節コンプライアンス行列 $\mathbf{C}_\theta$ は

$$\mathbf{C}_\theta = \mathbf{K}_p^{-1} (\mathbf{K}_t + \mathbf{I}_3) \quad (3.3.5)$$

と書ける。

3.3.2 既存手法との比較

[1] ASC⁴²⁾

ASCでは、各関節間の角変位クロスタームフィードバックを積極的に利用し、 $\mathbf{C}_c$ の任意性を確保する。つまり、 $\mathbf{K}_t = 0$ 、かつ $\mathbf{K}_p > 0$ であり、

$$\mathbf{C}_c = \mathbf{J} \mathbf{K}_p^{-1} \mathbf{J}^T \quad (3.3.6)$$

となる。この場合、任意の $\mathbf{C}_c > 0$ に対し(3.3.6)式を満たす $\mathbf{K}_p > 0$ は一意に定まらない。このことは、本来(3.2.6)式の $\mathbf{C}_c$ を設定するだけの目的に対しては、ASCでは必要最小自由度数が2であることを意味し、この点が独立関節制御よりも優れている。しかしながらASCでは、センサ/アクチュエータ間のcollocationが成立しないので、アームの機械的柔軟性が無視できない場合、安定性の観点から $\mathbf{C}_c$ の範囲は制限を受けてしまう⁴⁶⁾。

また特殊用途として、 $\mathbf{C}_c > 0$ 以外、たとえば、

$$c_x < 0, c_y > 0, c_{xy} = c_{yx} = 0 \quad (3.3.7)$$

などを要求された場合には、系は不安定となるので実現できない。このことを以下で証明する。

[証明]

図 3.2.1 において

$$\hat{\mathbf{r}} = [\mathbf{r} \mid \phi]^T$$

$$\hat{\mathbf{f}} = [\mathbf{f} \mid \tau_\phi]^T$$

$$\phi = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3$$

と変数を拡張すると、

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{J}} \Theta$$

$$\mathbf{t}_s = \hat{\mathbf{J}}^T \hat{\mathbf{f}}$$

なるJacobian $\hat{\mathbf{J}}$ が定義される。これより、(3.3.6)式の拡張として次式を得る。

$$\hat{\mathbf{C}}_c = \hat{\mathbf{J}} \mathbf{K}_p^{-1} \hat{\mathbf{J}}^T \quad (3.3.8)$$

本文と同様に、 $\mathbf{A} > 0$ は $\mathbf{A} \neq \mathbf{A}^T$ の場合も含めてその2次形式が正であることを意味するものとし、(3.3.8)式の2次形式を評価すると、 $\forall \mathbf{x} \in \mathbf{R}^3 (\neq \mathbf{0})$ に対し

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^T \hat{\mathbf{C}}_c \mathbf{x} &= \mathbf{x}^T \hat{\mathbf{J}} \mathbf{K}_p^{-1} \hat{\mathbf{J}}^T \mathbf{x} \\ &= \mathbf{x}^T \hat{\mathbf{J}} (\mathbf{K}_p^T)^{-1} \mathbf{K}_p^T \mathbf{K}_p^{-1} \hat{\mathbf{J}}^T \mathbf{x} \\ &= \mathbf{y}^T \mathbf{K}_p^T \mathbf{y} \\ &= (\mathbf{y}^T \mathbf{K}_p^T \mathbf{y})^T \\ &= \mathbf{y}^T \mathbf{K}_p \mathbf{y} \end{aligned}$$

となる。ただし、 $\mathbf{y} = \mathbf{K}_p^{-1} \hat{\mathbf{J}}^T \mathbf{x}$ とおいた。従って、 $\text{rank}(\hat{\mathbf{J}}) = 3$ を仮定すれば、 $\mathbf{K}_p > 0$ と $\hat{\mathbf{C}}_c > 0$ は等価となる。また、 $\mathbf{C}_c$ は $\hat{\mathbf{C}}_c$ の(2×2)先頭首座小行列であるから $\hat{\mathbf{C}}_c > 0$ ならば $\mathbf{C}_c > 0$ と言える。

以上より $\mathbf{K}_p > 0$ ならば $\mathbf{C}_c > 0$ である。従って、ASCでは $\mathbf{C}_c > 0$ 以外の先端コンプライアンスを設定すると系は不安定となる。

[証明終]

[2] DCC (50)~(52)

次にDCCについて検討する。DCCでは比例ゲイン K_p の対角項のみを調節する。つまり、 $K_t=0$ 、 $K_p=\text{diag}[k_{p1}, k_{p2}, k_{p3}]>0$ とした場合に相当し、(3.3.5)式より、

$$C_0=\text{diag}[1/k_{p1}, 1/k_{p2}, 1/k_{p3}]>0 \quad (3.3.9)$$

となる。従ってこの方式では、 $c_{xy}=c_{yx}$ 、すなわち対称な直交座標系コンプライアンス行列しか実現できない。 $c_{0j}>0$ しか実現できないこの方式では、任意の c_c を実現することは不可能であることは、(3.3.9)式より自明である。また、実用上特に重要なコンプライアンスの非干渉化に関しても、文献(50)で指摘されているように任意の姿勢では実現できない。しかしながら、制御則が著しく単純で、センサ/アクチュエータ間のcollocationが成立し、かつ非線形ダイナミクスの影響にロバストであることは、他の手法には無い利点である。

[3] SNCC

次に、DCCの拡張として $K_t \neq 0$ の場合を考える。この時は(3.3.5)式より、

$$C_0=\text{diag}[(1+k_{ti})/k_{pi}] \quad (i=1, 2, 3) \quad (3.3.10)$$

となる。上述したように K_t は安定性に関係が無いので、 c_{0j} は正負両符号含めて任意の値が取れる。そしてDCCの場合と同様に(3.2.7)式が成立するので、 P が正則である限り、 C_c が正定でない場合も含め任意の先端コンプライアンスベクトル c_c が(3.2.8)式なる c_0 で実現できる。この手法のポイントは負の c_{0j} が安定に実現できるという考え方にあり、その意味でSNCCと名付けた。このようにSNCCはDCCを包含し、センサ/アクチュエータ間のcollocationを保持したまま任意の c_c の設定ができるという優れた特徴を有する。さらに、(3.3.7)式のような $C_c>0$ 以外が要求された場合にも対応できる。DCC、ASC、SNCCそれぞれの特徴比較を表3.3.1にまとめる。

以上SNCCでは、理想的な外力検出が可能であることを前提として議論を進めてきたが、実際には以下のような問題を見逃すことはできない。

表 3.3.1 コンプライアンス制御手法の比較

	Active stiffness control (ASC)	Direct compliance control (DCC)	Stable negative compliance control (SNCC)
ジョイントトルク	$t_a = K_0 \Theta$ $K_0 = J^T C_c^{-1} J$	$t_a = K_p \Theta$ $K = \text{diag}[1/c_{01}, \dots, 1/c_{0n}]>0$	$t_a = K_p \Theta + K_t t_s$ $c_{0j} = (1 + k_{tj})/k_{pj}$
長所	①任意姿勢で手先コンプライアンス行列が任意に設定可能	①単純な1入力1出力制御系 ②任意のPDゲインに対して大域的暫近安定性が確保される ③センサ/アクチュエータのcollocationが成立する	①任意姿勢で手先コンプライアンスベクトルが任意に設定可能 ②単純な1入力1出力制御系 ③センサ/アクチュエータのcollocationが成立する
短所	①計算時間が長い ②センサ/アクチュエータのcollocationが成立しない	①手先コンプライアンス行列が任意に設定できない	①外力の検出機構が必要

トルクセンサを利用する場合、トルクセンサを各関節毎に配置することはコスト的に不利であり、またセンサの高次振動モードなど制御上の問題が生ずる。一方トルクセンサを利用しない場合では、減速機の摩擦などの影響が問題となる。従って、減速比が大きな機構に対してはトルクセンサを利用し、比較的小さい、あるいはDirect Driveなどの機構に対してはトルクセンサを利用しない方式が望ましいと言える。いずれの方法でも実際には、動的な時間遅れの無い理想的なトルクフィードバックは不可能であるから、上記の安定性の議論は無制限に成立するものではない。従って実験による安定性の確認が不可欠であり、3.5でこれを検討する。

3.4 SNCの実現法

ここでは3.2で定義した安定な負のコンプライアンス(SNC)の実現方法について詳しく述べる。実現方法は、①力センサを用いる場合、②力センサを用いない場合とに大別できる。これらはそれぞれ一長一短があり、ケースバイケースで使い分けるべきものである。以下では駆動系として、トルク定数 $k_a(=1)$ 、負荷イナーシャ m_d を有する一般的な1自由度アクチュエータの使用を前提に、この2つの制御方法について説明する。いずれの方法でも基本原理は、外力 q から変位 x までの伝達関数 W_{qx} を零周波数で負に設定することである。すなわち、SNCを実現する W_{qx} は以下のように書ける。

$$W_{qx} = H_q / F_q \quad (3.4.1)$$

$$H_q(0) < 0 \quad (3.4.2)$$

ここで F_q は安定な特性式である。以下では、 $W_{qx} < 0$ となる周波数帯域を『負のコンプライアンス帯域』と呼ぶことにする。

3.4.1 力センサを用いる場合

理想的な力センサを用いた場合、前節で述べたSNCの定義に従えば、安定化のための位置/速度信号と、外力を測定する力センサの信号を駆動系へ負帰還することにより、簡単に実現できる。図3.4.1により W_{qx} は以下のように書ける。

$$W_{qx} = \frac{1 + k_q}{m_d s^2 + k_v s + k_p} \quad (3.4.3)$$

従って、 $1 + k_q < 0$ とすれば $(1 + k_q)/k_p$ なる負のコンプライアンスが実現される。この方法は特性式が2次で安定化が容易であり、かつ負のコンプライアンス帯域に制限は無いので理想的な手法と言える。しかし実際の力センサでは、変位を伴わずに直接計測することは不可能で、弾性ひずみを検出することで静的な力を計測することになる。従って、センサ機構の高次振動モード等を考慮すると無制限にゲインを上げることはできず、安定性の観点から負のコンプライアンス帯域

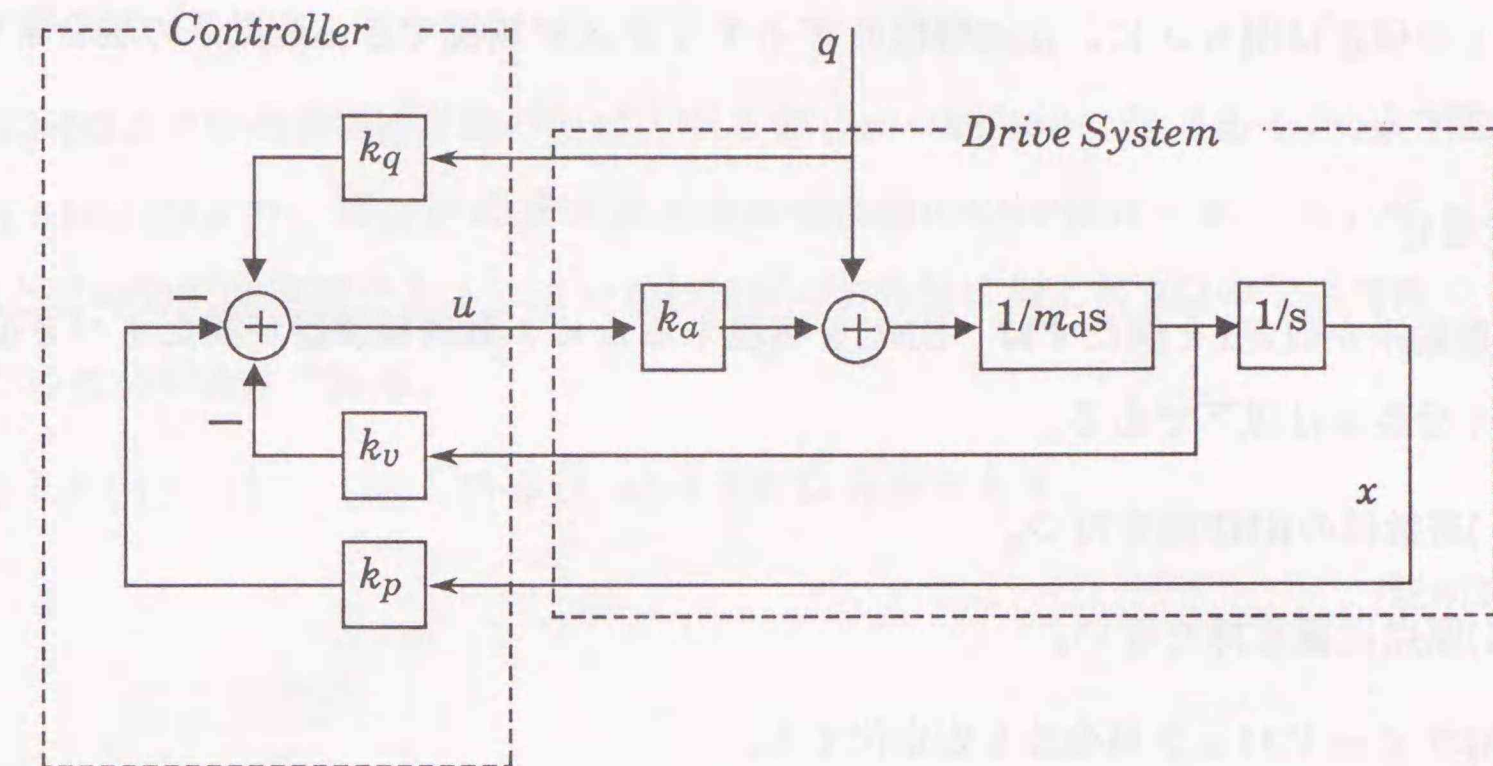


図3.4.1 力センサを用いるSNC制御系

は制限を受ける。この方法は、制御系が単純である反面、駆動部に力センサが必要となり機構的に複雑であるという欠点がある。

3.4.2 力センサを用いない場合

この場合には、変位センサの情報を基に外力を直接あるいは間接的に推定し、それに負のゲインをかけて帰還することが基本的な考え方である。しかし、単に電流に比例する信号を負帰還しても全系は不安定となり実現できない。従ってここでは、線形補償で達成可能な外乱から制御量までの伝達関数のクラスに着目し⁵³⁾、SNCを実現するための動的補償器が満たすべき必要十分条件を導出し、基本的な設計法として整理しておく。ここで駆動系(制御対象)として以下の条件を仮定する。

[仮定1]

- (1) 変位 x は直接測定可能。
- (2) 操作量 u から変位 x までの伝達関数 G_{ux} は、複素平面の虚軸上および右半平面内(RHP)の零点を持たない。

(3)外力 q から変位 x までの伝達関数 G_{qx} は、 G_{ux} と定数倍を除いて一致する。

以上の仮定は明らかに、伝達機構のダイナミクスが無視できる駆動系の場合常に成立する。

[定理1]

駆動系が仮定1を満たす時、SNCを実現するための動的補償器が満たすべき必要十分条件は以下である。

(I)奇数個のRHP極を持つ。

(II)原点に極を持たない。

(III)フィードバック系全体を安定化する。

[定理1の証明]

仮定1を満たす制御対象に対して、実現可能な線形補償により達成可能な外力 q から変位 x までの0型の伝達関数 W_{qx} は以下の様に書ける^{53, 54}。

$$W_{qx} = \frac{N_{ux} \{s^a - s l^*\}}{D_p s^a - s l^* D_p - s M N_{ux}^*}$$

ここで、

$$s = [s^a \ s^{a-1} \ \dots \ 1]$$

$$N_{ux}^* = [N_{ux} \ N_{ux1} \ \dots \ N_{uxb}]^T$$

$$l^* = [0 \ l_1^* \ \dots \ l_a^*]^T \ (l_a^* \neq 0)$$

$$M = [M_0 \ M_1 \ \dots \ M_a]^T = \begin{bmatrix} m_{00} & \dots & m_{0b} \\ \vdots & & \vdots \\ m_{a0} & \dots & m_{ab} \end{bmatrix}$$

であり、 a は図3.4.2に示す構造の動的補償器の次数、 b は変位 x 以外に直接測定可能な量の数、 D_p は制御対象のモニックな特性式、 N_{ux} は G_{ux} の分子多項式、 N_{uxj} は

入力 u から x_j ($j=1 \dots b$)までの伝達関数の分子多項式ベクトル、 l^* と M は制御パラメータである。

図3.4.2より動的補償器単体の極は、明らかに $sa - sl^* = 0$ の解であるから、仮定1の(I)と(II)より、 W_{qx} のRHP零点と動的補償器のRHP極は一致する。従って(I)と(3.4.2)式は等価である。また(II)は W_{qx} が外乱に関して0型の伝達関数であるための必要条件である。

以上より(I)、(II)、(III)と(3.4.1)、(3.4.2)式は等価である。

[証明終]

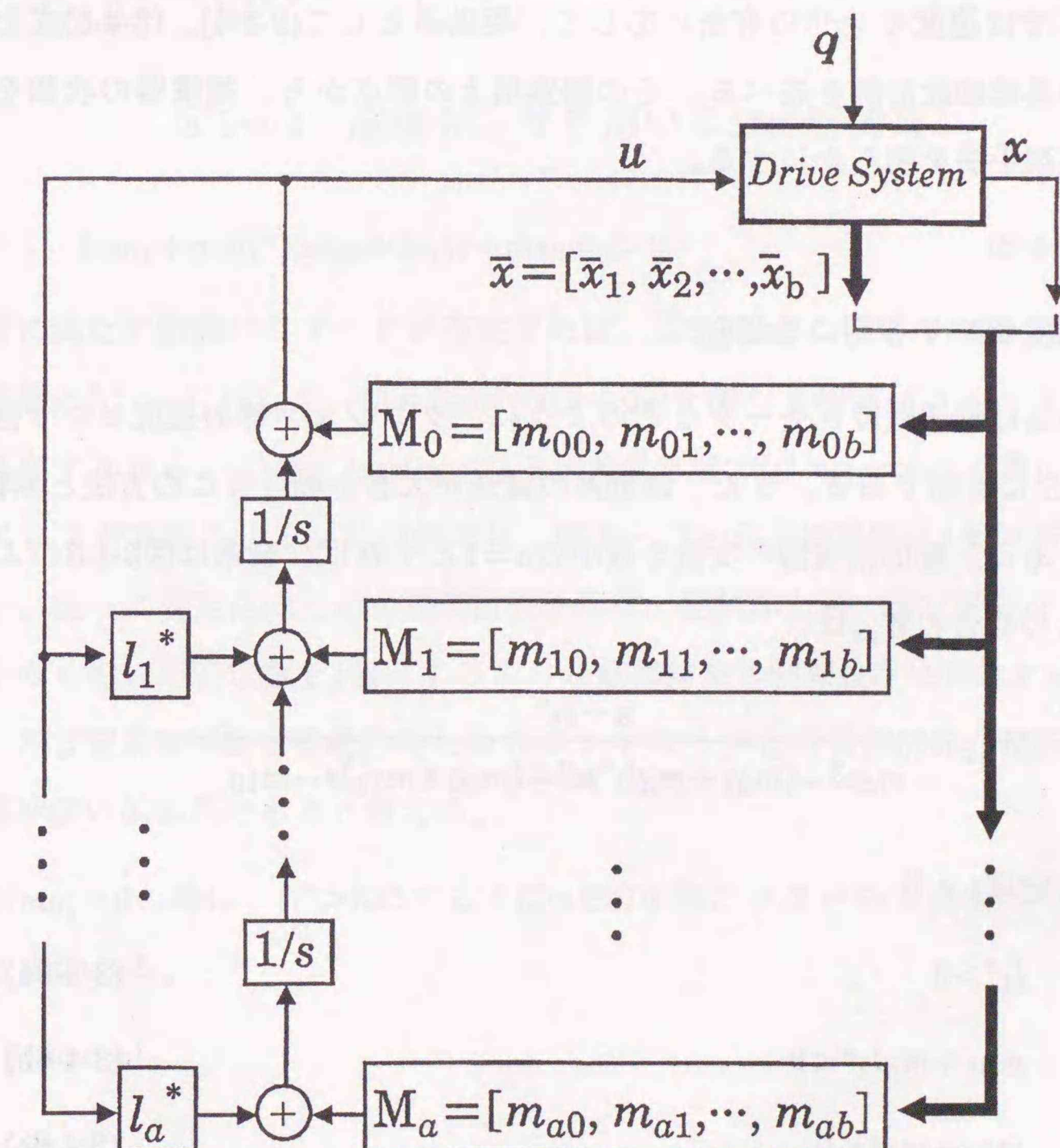


図3.4.2 可観測標準形動的補償器

以上でSNCを実現するための制御設計法は一般論として整理された。すなわち、力センサを用いずにSNCを実現する場合は、外力から変位までの伝達関数 W_{qx} は奇数個の不安定零点を有する非最少位相推移系⁵⁵⁾となる。

次に現実的なアクチュエータを用いた場合の実用例を示す。一般的なロボットで使用される駆動系はほとんどが2次系で近似でき、その伝達関数は以下のように表される。

$$G_{ux} = 1/m_d s^2 \quad (3.4.4)$$

$$G_{qx} = k^* G_{ux} \quad (k^*: \text{正の定数}) \quad (3.4.5)$$

また変位センサ以外のセンサとして考えられるのは、通常速度センサであるから、以下では速度センサの有無に応じて、駆動系として(3.4.4)、(3.4.5)式を用いた場合の具体的設計例を述べる。その際実用上の観点から、補償器の次数を最小とする実現手法を明らかにする。

[1] 速度センサを用いる場合

この方法は減速機付きモータなどのように、タコジェネ等の速度センサ信号がrichな場合に有効である。また、駆動系の減衰が大きい場合もこの方法と本質的に同じである。動的補償器の次数を最小の $a=1$ とすれば、全系は図3.4.3のようになる。この場合の W_{qx} は、

$$W_{qx} = \frac{s - l_1^*}{m_d s^3 - (m_{01} + m_d l_1^*) s^2 - (m_{00} + m_{11}) s - m_{10}}$$

となる。定理1より

$$l_1^* > 0 \quad (3.4.6a)$$

$$m_{01} + m_d l_1^* < 0 \quad (3.4.6b)$$

$$m_{00} + m_{11} < 0 \quad (3.4.6c)$$

$$m_{10} < 0 \quad (3.4.6d)$$

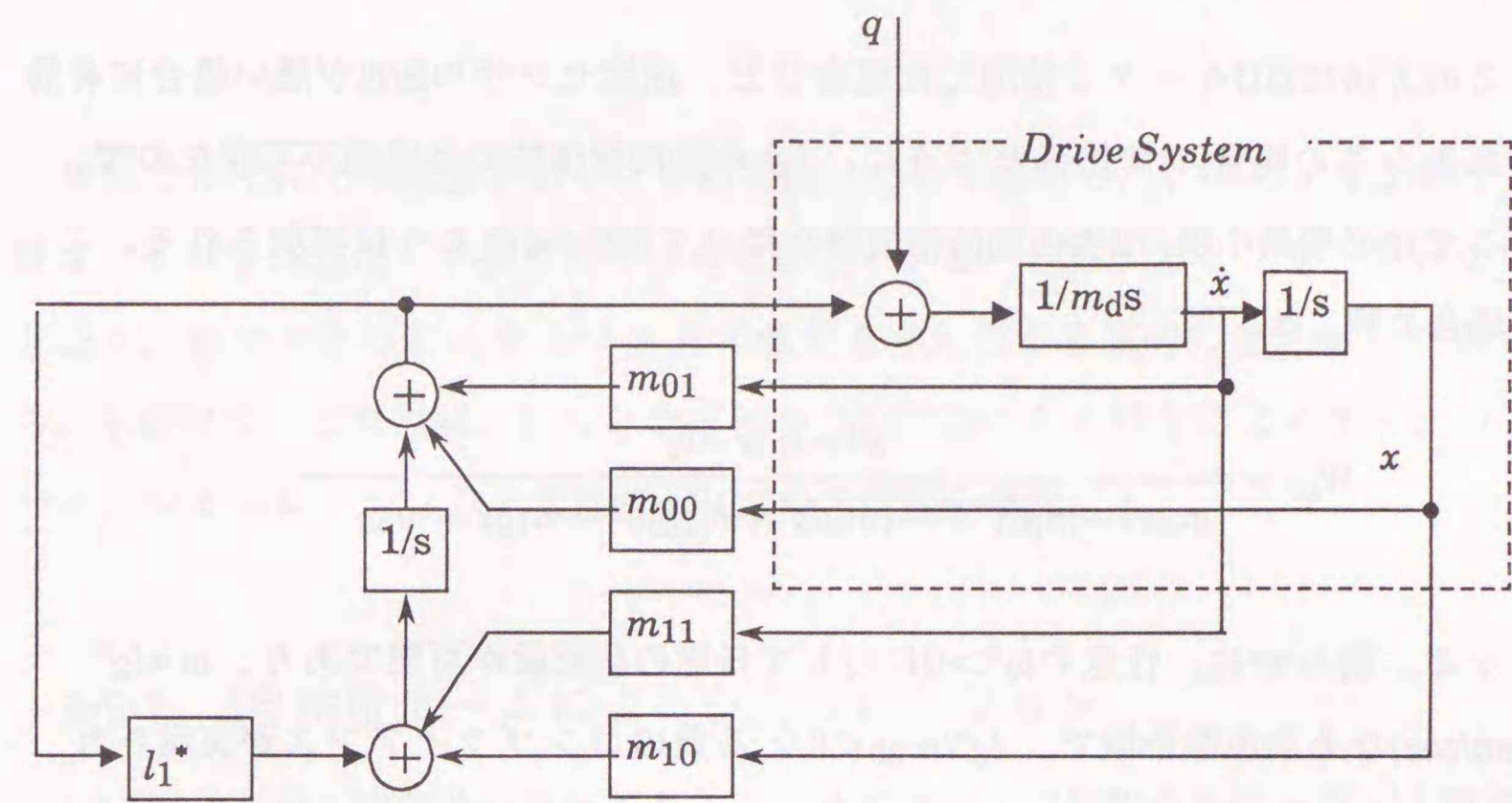


図3.4.3 速度センサを用いるSNC制御系

$$(m_{01} + m_d l_1^*)(m_{00} + m_{11}) + m_{10} m_d > 0 \quad (3.4.6e)$$

を同時に満たす制御パラメータが存在すれば、図3.4.3がこの場合の最小実現である。任意の $l_1^* > 0$ に対して、(3.4.6a)から(3.4.6e)を満たす制御パラメータは明らかに存在するから、 $\omega \leq l_1^*$ (rad/sec)なる周波数帯域で $l_1^*/m_{10} < 0$ なる負のコンプライアンスが実現される。この例では、開ループ伝達関数に1個の不安定極を持つ。従って安定化のための制御設計手順は、磁気浮上系、倒立振子など制御対象そのものに不安定極を1個有するような制御対象の制御設計に類似する。ここでは、不安定制御対象と安定化のためのコントローラとの役割関係が逆転しており、興味深い制御系であると言える。

なお $m_{01} = 0$ の時は、 $l_1^* > 0$ にすると(3.4.6b)を満たさないので実現不可能であることが分かる。

[2] 速度センサを用いない場合

この方法はDDモータを使用した場合など、速度センサのS/Nが悪い場合に有効である。この場合[1]で述べたように、1次の動的補償器では実現不可能なので、ここでは必要最小限の2次の動的補償器を用いて図3.4.4のように実現される。この場合の W_{qx} は、

$$W_{qx} = \frac{s^2 - l_1^* s - l_2^*}{m_d s^4 - m_d l_1^* s^3 - (m_d l_2^* + m_{00}) s^2 - m_{10} s - m_{20}}$$

となる。明らかに、任意の $l_2^* > 0$ に対して任意の極配置が可能であり、 $\omega \ll l_2^*$ (rad/sec)なる周波数帯域で、 $l_2^*/m_{20} < 0$ なる負のコンプライアンスが実現される。

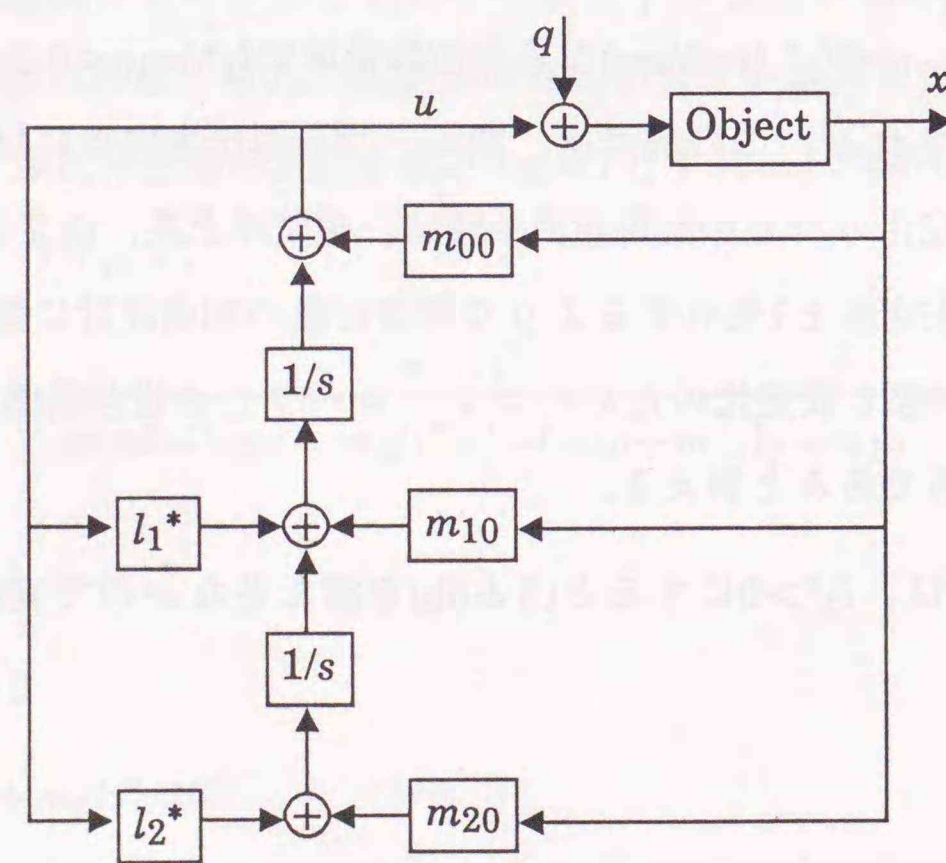


図3.4.4 速度センサを用いないSNC制御系

3.5 シミュレーションと実験

前節ではSNCの実現法を力センサの有無に応じて説明した。力センサを使う方法は、それを理想化して扱う限り極めて単純である。一方、力センサを使わない方法は、力センサのダイナミクスを考慮する考え方を本質的に包含しているから、本研究ではこれ以降、力センサを使わない方法のみを扱うこととする。以下では、シミュレーションと実験でSNCCの有効性を確認する。

3.5.1 3自由度アームによるシミュレーション

3.3.1では外力が理想的に計測できることを前提に安定性解析を行ったが、実際にはコントローラあるいは力センサのダイナミクスの影響を無視することはできない。ここでは、平面3自由度アームによるシミュレーションでこのことを検討する。シミュレーション条件は、(3.2.9)式と同様に、 $l_1 = l_2 = l_3 = 1(\text{m})$ 、 $\theta_{10} = \theta_{20} = \theta_{30} = 30^\circ$ とした。先端コンプライアンスとして、

$$c_x = c_y = 1 \times 10^{-3} (\text{m/N}) > 0, c_{xy} = 0$$

と指定すれば、(3.2.8)式より

$$c_{01} = 1 \times 10^{-3}, c_{02} = -3.46410 \times 10^{-3}, c_{03} = 7.46410 \times 10^{-3} (\text{rad/Nm})$$

となり、この例では第2関節に安定な負のコンプライアンスを導入する。第1、3関節に対しては、通常のPDコントローラにより上記の正のコンプライアンスを設定する。図3.5.1は図3.2.1のFig.1の先端に $-y$ 方向に大きさ1(N)のステップ状外力($f_y = q_y = -1(\text{N})$)を加えた時の、先端の過渡応答シミュレーション結果である。SNC制御系は図3.4.3のタイプを利用し、その制御パラメータを表3.5.1に示す。同図より系は安定であり、かつ x 、 y 方向にはそれぞれ指定した通りのコンプライアンスが実現されており、静的に非干渉化($x(\infty) = 0$)されていることが分かる。この結果から、提案したSNCCの有効性が確認できる。

表3.5.1 シミュレーションで用いた図3.4.3のコントロールパラメータ

パラメータ	値
l_1^*	3.464
m_{00}	-1000.0
m_{01}	-1000.0
m_{10}	-70.0
m_{11}	0.0

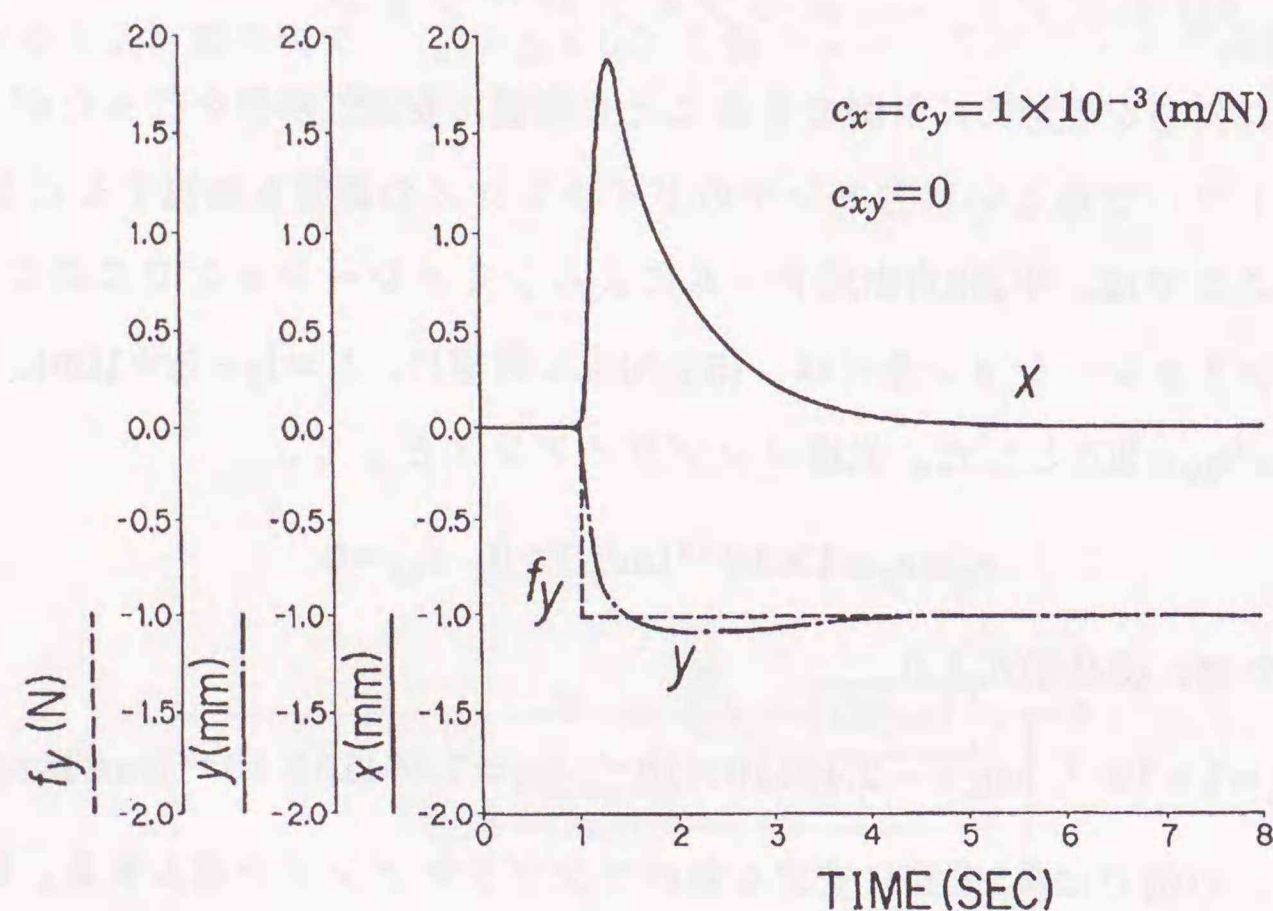


図3.5.1 3自由度アームシミュレーション

3.5.2 1自由度アクチュエータによる基礎実験

SNCCを実際のマニピュレータへ適用する前に、3.4で示したSNC実現手法の妥当性を1自由度系による実験で確認する。主な目的は、SNC単体での安定性及び外力応答の確認である。

駆動系として、ばね定数 k_s 、ロータ質量 m 、力定数1で2次の並進駆動アクチュエータを考える。また速度信号など、位置以外の信号は利用しないものとする。この系においては、3.4で示した定理1より、図3.4.4に示すような2次の動的補償器を用いてSNCが実現可能である。この時外力 q から変位 x までの伝達関数 W_{qx} は

$$W_{qx} = \frac{s^2 - l_1^* s - l_2^*}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

ただし、

$$a_4 = m, a_3 = -ml_1^*, a_2 = -(ml_2^* + m_{00} - k_s),$$

$$a_1 = -(k_s l_1^* + m_{10}), a_0 = -(k_s l_2^* + m_{20})$$

となる。この特性方程式の各係数には独立に設定可能な制御パラメータが含まれているため、任意の $l_2^* > 0$ に対し定理1の必要十分条件を満足する制御パラメータが必ず存在する。よって、零周波数において $l_2^* / (k_s l_2^* + m_{20}) < 0$ なる負のコンプライアンスが実現される。

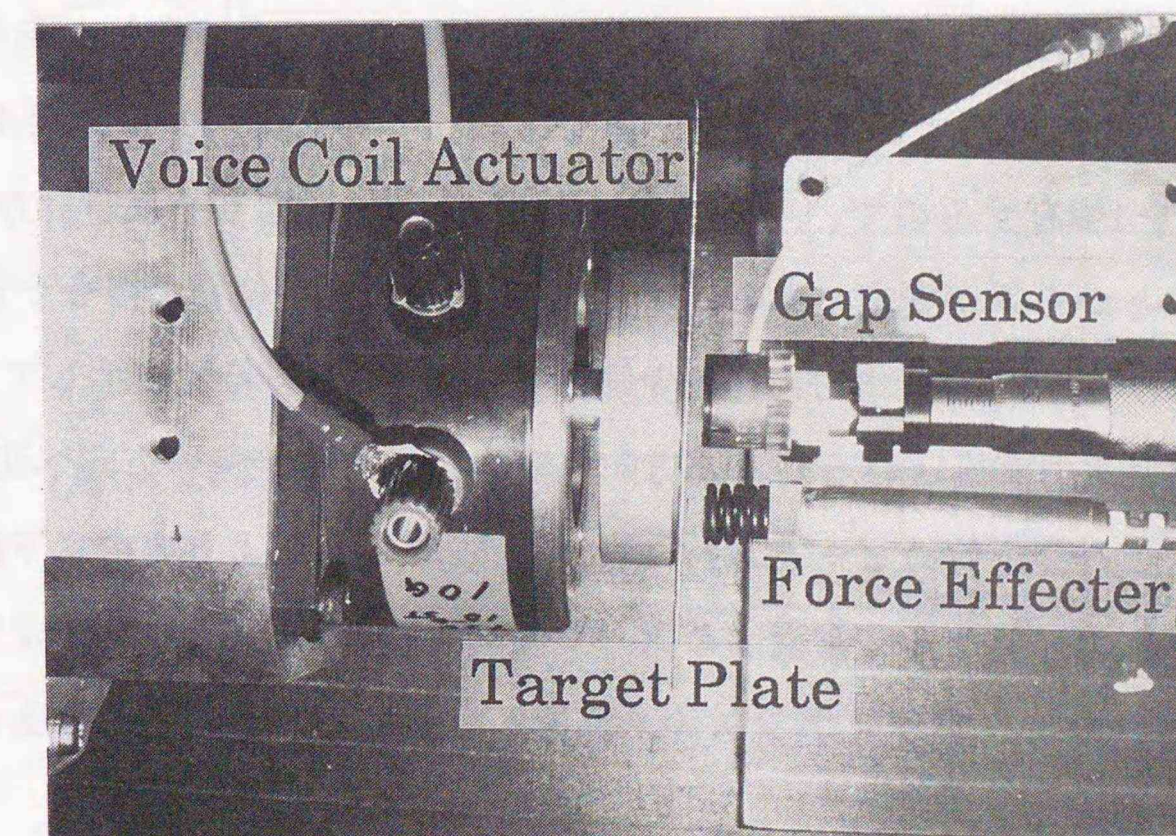


図3.5.2 1自由度駆動実験系の概観図

表3.5.2 1自由度駆動系の実験パラメータ

系	特性
アクチュエータ	力定数 $k_a=2.2\text{N/A}$ アンプゲイン $=3\text{A/V}$ 共振周波数 $=40\text{Hz}$
センサ	分解能 $=1\mu\text{m}$ センサゲイン $k_s=7.98\text{V/mm}$
コントローラ	$l_1^*=-1000.0$, $l_2^*=5000.0$ $m_{00}=-3.5$, $m_{10}=-1050.0$ $m_{20}=-9000.0$

図3.5.2は並進アクチュエータとしてボイスコイルモータ(VCM)を用いた実験系の外観図である。変位は非接触式ギャップセンサで測定され、 $\pm 10\text{V}$ 、12bitのA/Dを介してコントローラ(HP-1000)へ入力される。アルゴリズムはFORTRANで記述し、離散近似にはTustin変換を用いた。操作量は $\pm 10\text{V}$ 、12bitのD/Aを介して定電流AMPへ出力される。動作時にはアプリケーションプログラムのプライオリティをOSよりも高く設定する、**privilege mode**を採用することによりサンプリングタイムの短縮化を計り、その結果約 $250\mu\text{s}$ とできた。図3.5.3、図3.5.4はそれぞれ、表3.5.2のように実験系と制御系のパラメータを設定した際のナイキスト線図及び外乱に対するステップ応答である。この制御系では、開ループ一巡に不安定極を1個有するので、ナイキスト線図が $-1+j0$ 回りを反時計方向に1回転していることから系が安定であることが分かる。また、位相余裕も十分確保されている。ステップ応答は端的に非最少位相推移系の逆応答特性を示している。すなわち、外乱入力直後はいったん正方向へ変位し、その後負の方向へ変位し安定している。この逆応答のピークは l_2^* を大きく取ることにより自由に下げることができる。入力に対する定常変位の比、すなわちコンプライアンスは負である。図3.5.5に負のコンプライアンスの計算値と実測値を示す。両者は良く一致していることがわかる。

以上の実験結果より、3.4で示されたSNCを実現する制御系に関する定理の妥当性が確認できた。

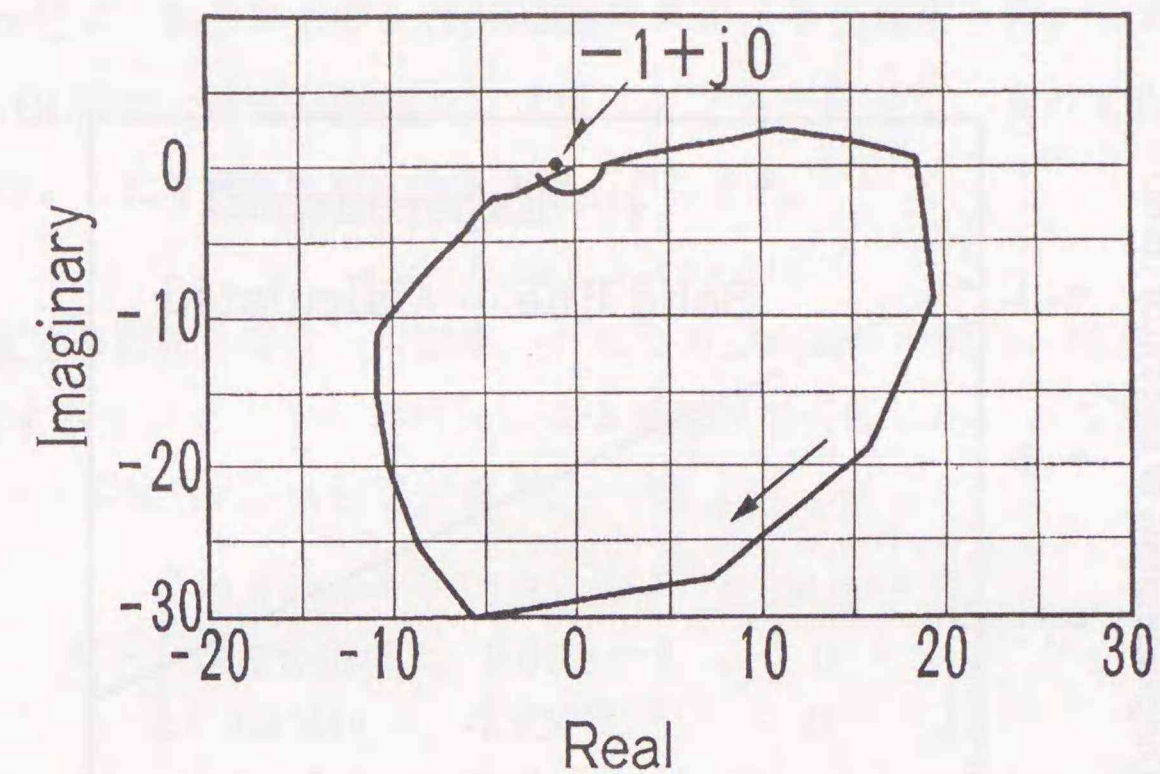


図3.5.3 ナイキスト線図

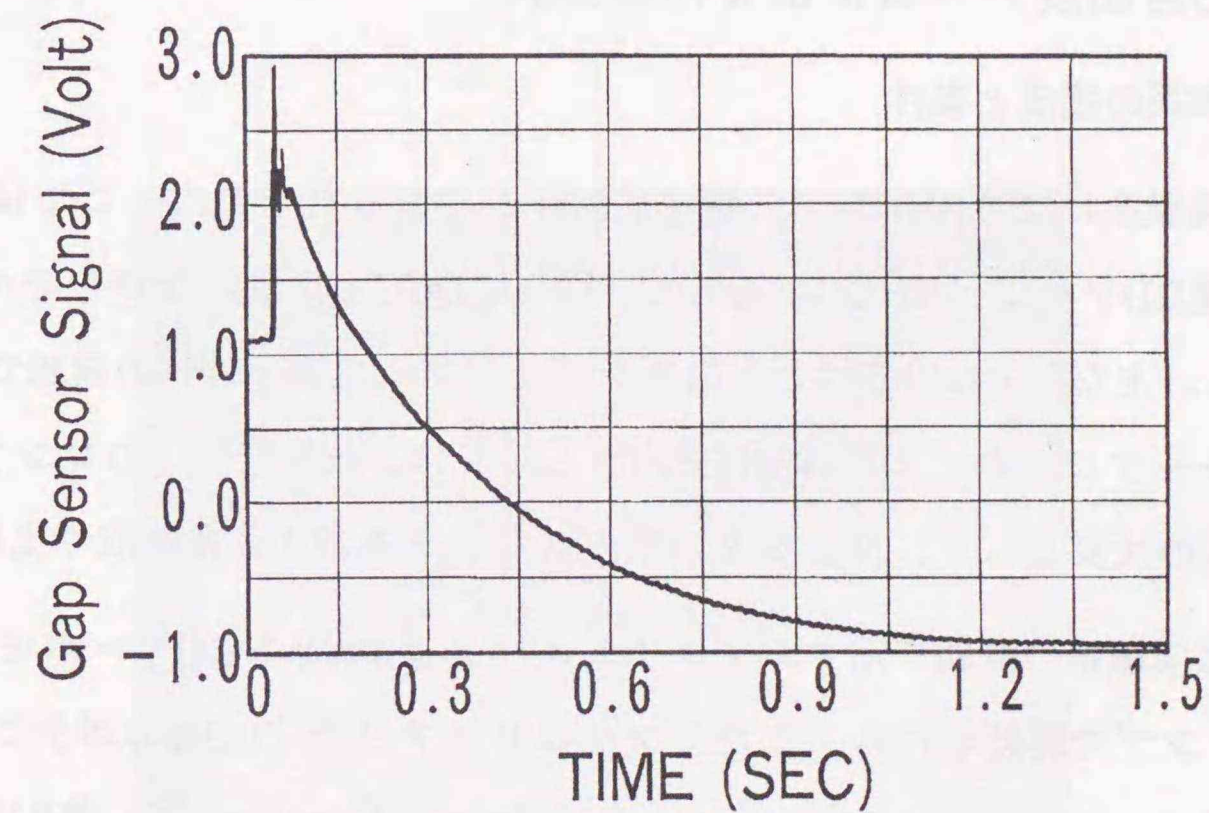


図3.5.4 ステップ状外力に対する変位応答

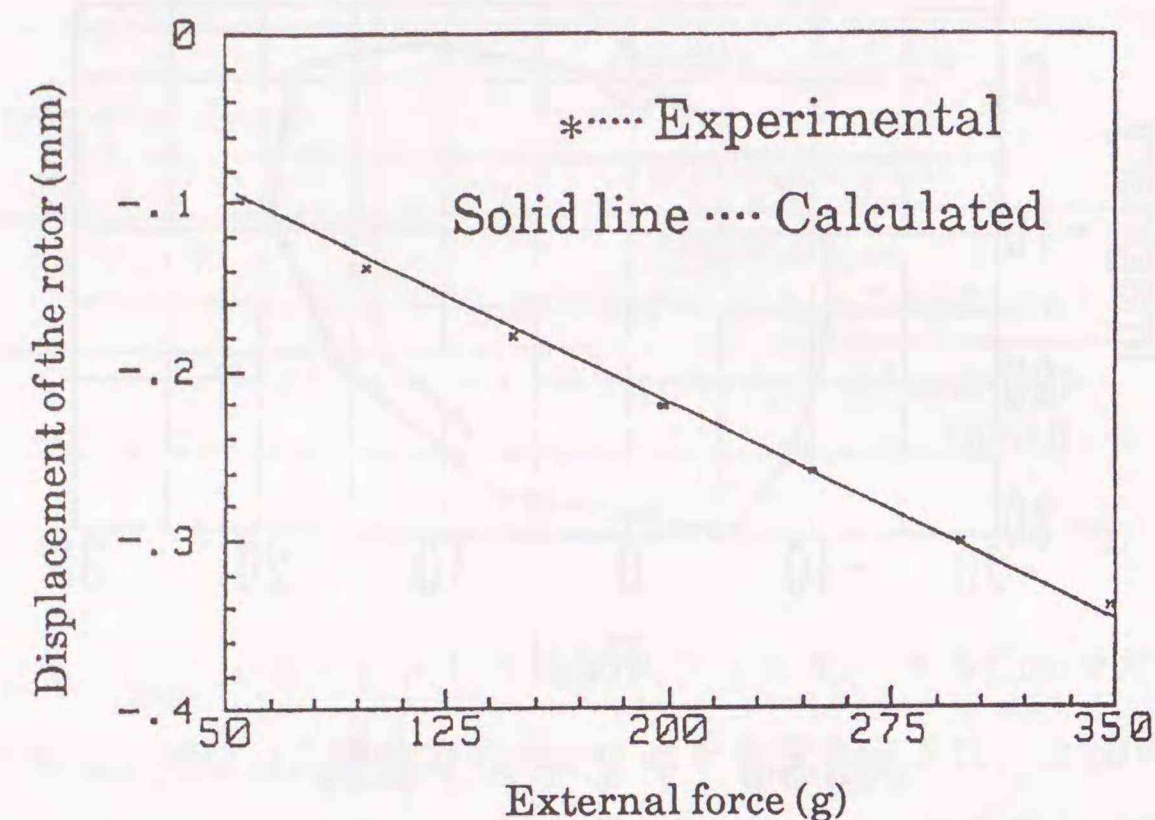


図3-5-5 負のコンプライアンスの計算値と実測値

3-5-3 3自由度アームによる作業実験

[1] 実験系の構成と条件

1自由度実験系によりSNC単体の特性が明らかとなったので、ここでは実際に平面3自由度DDアームへSNCCを適用し、従来のDCCと比較しながらその有効性を検証する。主な目的は安定性と先端コンプライアンス非干渉化の確認である。マニピュレータに行わせる具体的な作業内容としては、拘束空間でのコンプライアントな作業の代表として、押しボタン型のスイッチを押す作業を取り上げた。

図3-5-6に実験系の概観を示す。アクチュエータは3軸ともDCサーボモータで定電流型アンプで駆動される。またセンサはリニアリティ0.3%のポテンシオメータである。リンク長は $l_1=80\text{mm}$ 、 $l_2=60\text{mm}$ 、 $l_3=60\text{mm}$ で、第3リンクの先端には摩擦を軽減するための $\phi 10\text{mm}$ のベアリングを取り付けている。制御系は3-5-2で用いたものと同じである。

図3-5-6に示すように、各関節角 30° を初期状態とし、その時のアーム先端Y方向約1.2mm先に、動作に必要な力が550gのスイッチを設置した。この姿勢でDCC、SNCC両方で適当な先端コンプライアンスを設定し、それを保持したまま、以下のようにY方向先端変位指令値 y_d を与えた。

$$y_d = t \text{ (mm)}; 0 \leq t \leq 5 \text{ (sec)}$$

この先端変位の関節角変位への変換、すなわち逆運動学の解は、両者ともに第1、3関節に関するヤコビアンの逆行列による線形解で近似した。この姿勢でのコンプライアンス変換行列 P は以下である。

$$P = \begin{bmatrix} 2.3 \times 10^{-2} & 1.3 \times 10^{-2} & 3.6 \times 10^{-3} \\ 9.9 \times 10^{-3} & 9.0 \times 10^{-4} & 0 \\ -1.5 \times 10^{-2} & -3.4 \times 10^{-3} & 0 \end{bmatrix}$$

従って、この P の3行目から分かるように従来のDCCでは非干渉化できない。表3-5-3に示すように、DCC、SNCCともにX、Y方向のコンプライアンスは一致させ、SNCCでは干渉成分を0と設定した。こうすることにより、干渉項の有無に

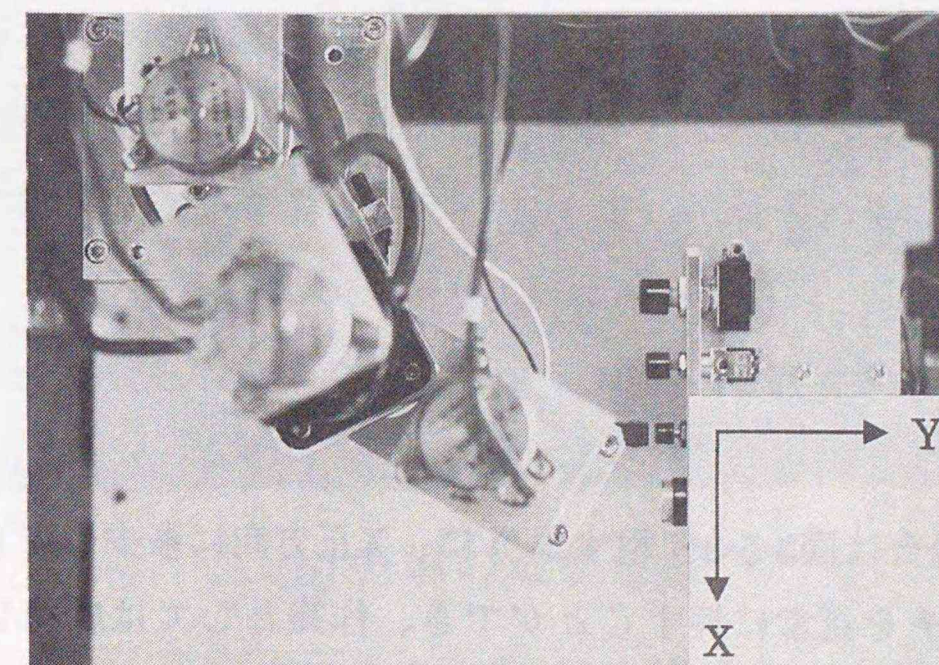


図3-5-6 平面3自由度DDマニピュレータ

よる応答の違いが明確になる。SNCCでは第1、第3関節に関してはPD制御を採用し、第2関節には図3・4・4に示す2次の動的補償器を用いて表3・5・3の負のコンプライアンスを設定した。サンプリングタイムは変位指令入力処理を含め最大約320 μ sであった。

表3・5・3 関節/手先コンプライアンス

	SNCC	DCC
$c_{\theta 1}$ (rad/Nm)	7.17×10^{-2}	3.54×10^{-2}
$c_{\theta 2}$ (rad/Nm)	-3.22×10^{-1}	7.53×10^{-2}
$c_{\theta 3}$ (rad/Nm)	1.42	2.64×10^{-1}
c_x (m/N)	2.71×10^{-3}	2.71×10^{-3}
c_y (m/N)	4.17×10^{-4}	4.17×10^{-4}
c_{xy} (m/N)	0	-7.88×10^{-4}

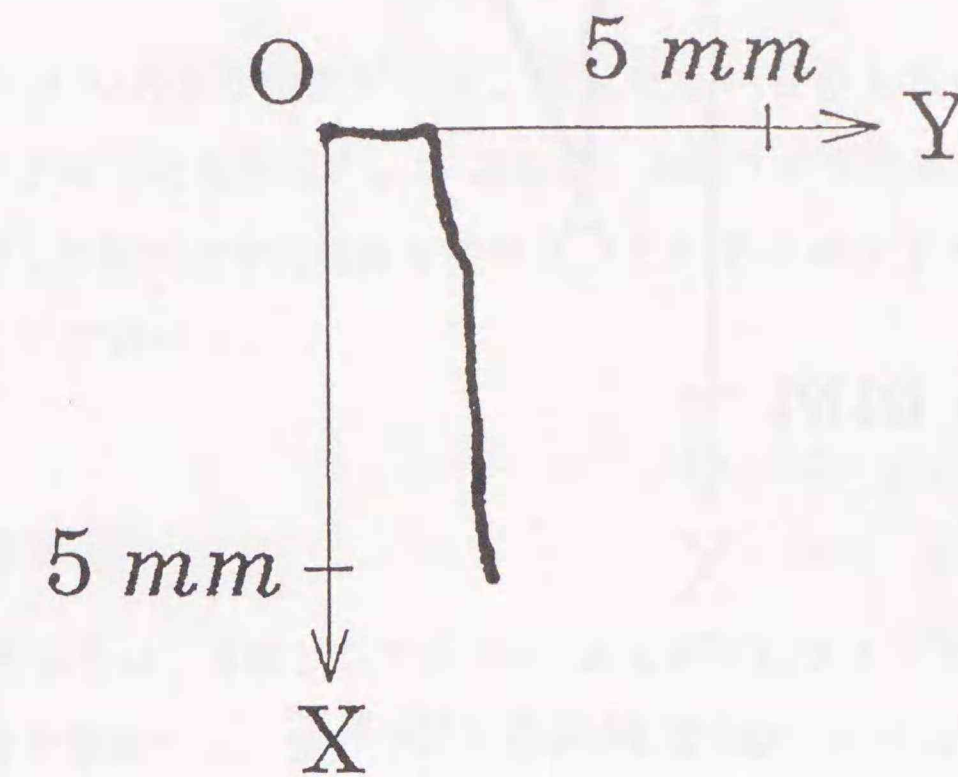
[2] 実験結果と考察

まず、変位指令を与えない状態での自律系が安定であることが確認され、これにより3・3・1の安定性解析の妥当性が示された。この実験系ではDDアームを用いているため、当初、リンク相互間の動的干渉が安定性に影響を与えることが予想された。しかし実験では、各関節の制御系の位相余裕を十分にとってあるために、比較的高速に運動している状況でも安定性に関しては全く問題がなかった。

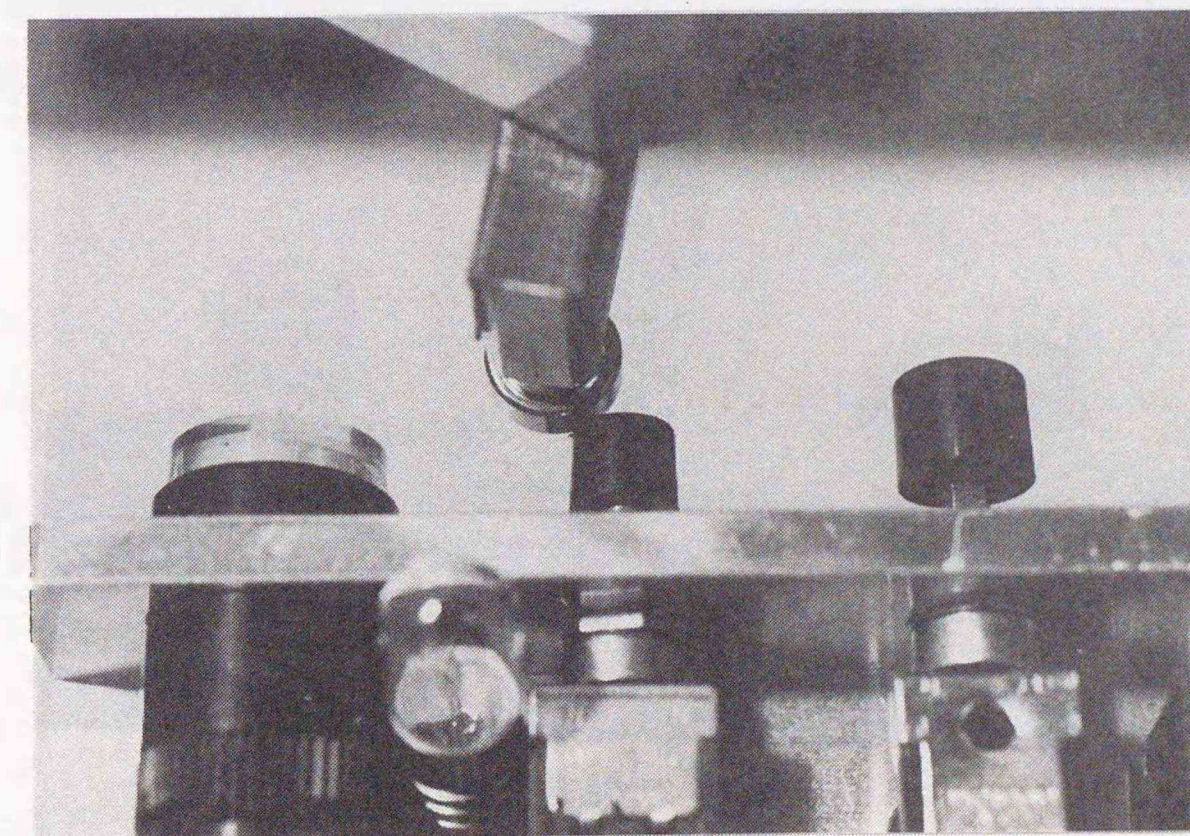
図3・5・7と図3・5・8はそれぞれ、DCC、SNCCによる実験結果である。(a)は作業遂行中におけるアーム先端の軌跡の拡大図であり、(b)は先端の最終位置を示す。DCCの場合は、図3・5・7からわかるように、アーム先端がX正方向に大きくずれてしまい作業は失敗した。このずれは明らかに、スイッチからアーム先端に加わるY軸負方向反力と、先端コンプライアンスの負の干渉成分 c_{xy} との相互作用によるものである。

一方、SNCCの場合は図3・5・8に示すように、X正方向に多少のずれは生じているものの、スイッチを正常に押すことができ、作業としては成功した。本実験系では各種定数の同定誤差が原因で完全な非干渉化は実現できていないけれども、図3・5・7(a)と図3・5・8(a)との差は明らかであり、SNCCによる非干渉化の効果がはっきりと確認できる。なお図3・5・8(a)における点Aで軌跡の方向が急に変化して

いるのは、スイッチ側の剛性がこの点を境に著しく減少しているためである。以上の実験結果より実作業レベルでのSNCCの有効性が実証された。

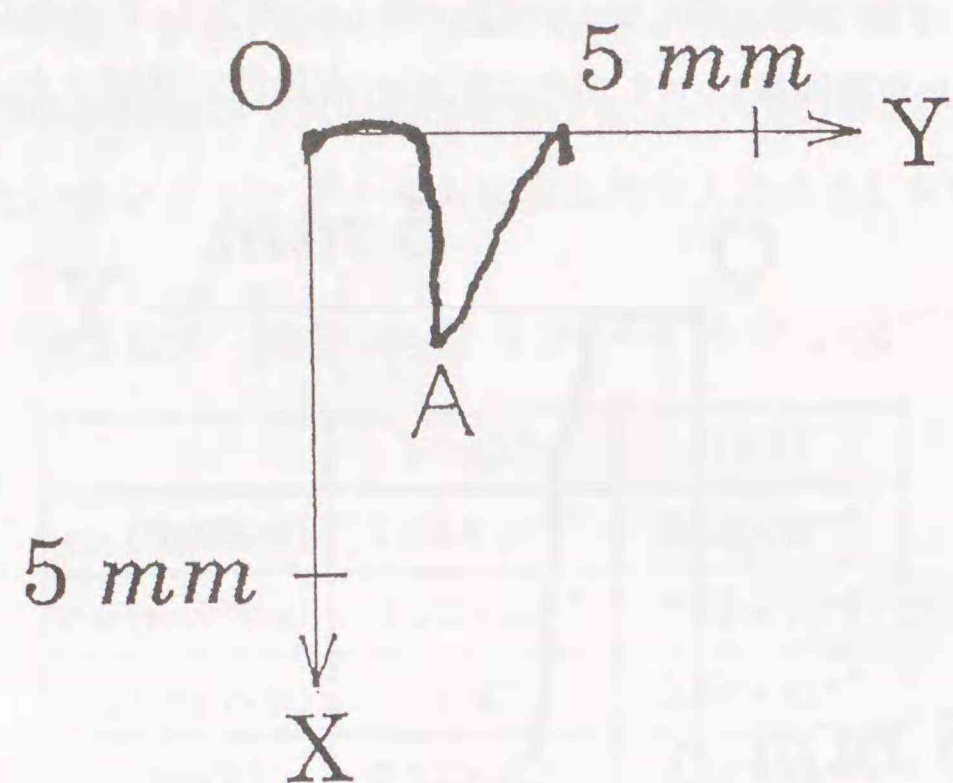


(a) 先端軌跡の拡大図

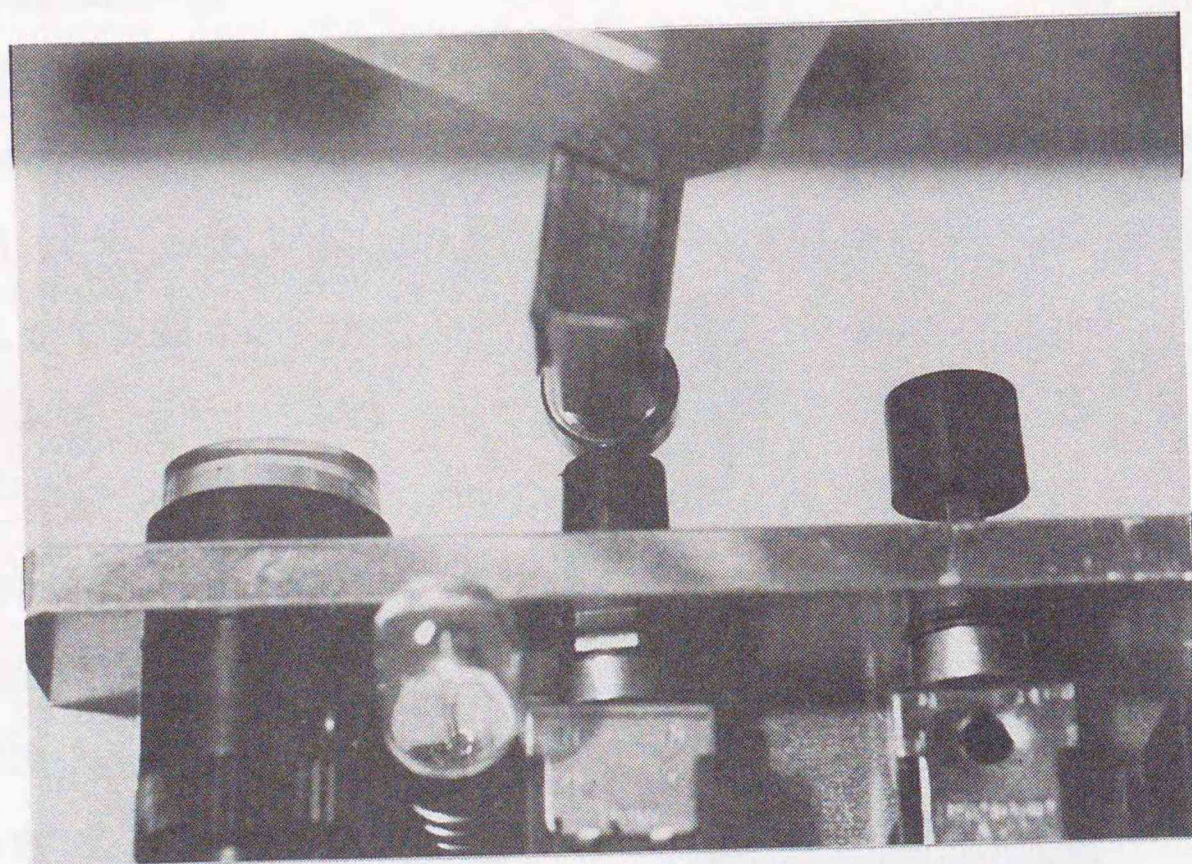


(b) 先端の最終位置

図3・5・7 DCCの場合



(a) 先端軌跡の拡大図



(b) 先端の最終位置

図3-5-8 SNCCの場合

3-6 ロボットハンドへの応用

3-3-2ではSNCCの大きな特徴として、正定でないものも含め任意の対称行列を先端に実現できることを示した。ここでは、先端コンプライアンス行列の対角成分を負に設定した時の力学的性質を考察し、それをロボットハンドの動作へ応用する方法について述べる。

3-6-1 動作原理

図3-6-1に示すように、X軸となす角が θ である斜面上にフィンガの先端が A_0 で接触している場合を想定する。重力方向はX軸およびY軸と垂直とする。ここで以下の条件を仮定する。

(1) ロボットフィンガー先端のX、Y方向のコンプライアンス c_x 、 c_y 、およびそれぞれの干渉成分 c_{xy} は符号も含めて任意に設定可能であり、かつ自由空間上および物体接触時ともに全系は安定である。

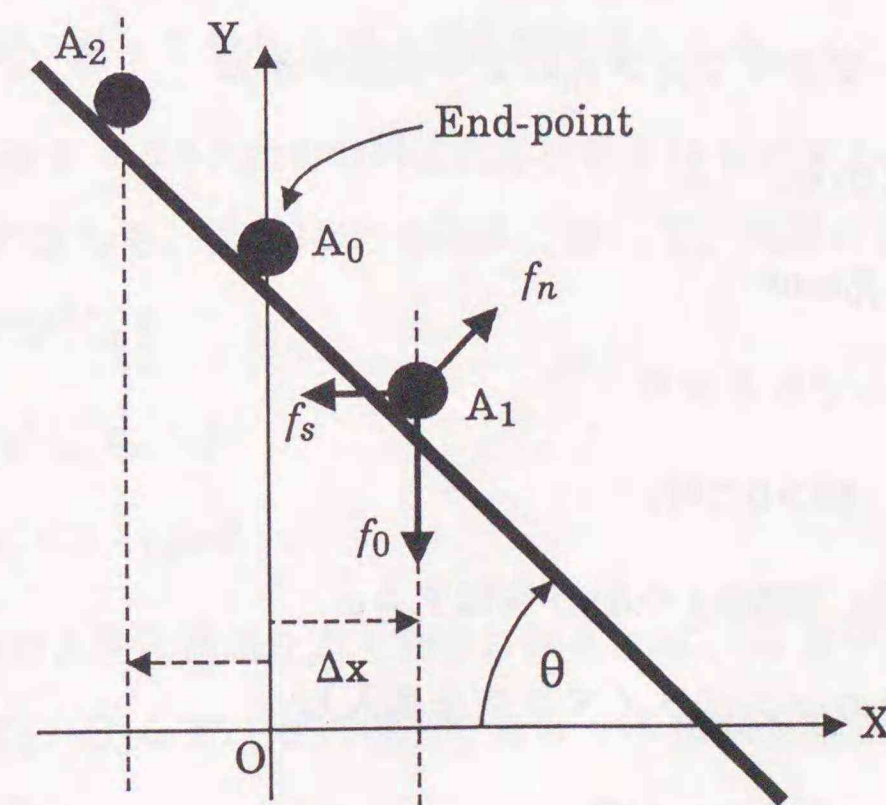


図3-6-1 斜面に接触したエンドエフェクタ

(2)フィンガ先端と斜面との間の摩擦は無い。

(3)最初に設定したフィンガ先端のコンプライアンスは動作が終了するまで一定と見なせる。

さて、フィンガ先端コンプライアンスとして、まず通常の正の成分のみを考え、

$$c_x > 0, c_y > 0, c_{xy} = 0 \quad (3.6.1)$$

と設定する。そしてY方向の負の方向に $f_0 > 0$ なる一定力を加えた時の最終的なフィンガ先端位置について考察する。この場合、フィンガ先端位置は常に斜面と接触して移動する。今、フィンガ先端の最終的なX軸方向変位が、図3.6.1に示すように Δx と仮定すると、以下の釣合いの方程式を得る。

$$f_0 = f_n \cos \theta \quad (3.6.2)$$

$$f_s = f_n \sin \theta \quad (3.6.3)$$

$$\Delta x = c_x f_s \quad (3.6.4)$$

ただし

f_n : 斜面から受ける垂直抗力

f_s : コンプライアンス c_x により発生する力

である。以上の式から

$$\Delta x = c_x f_0 \tan \theta \quad (3.6.5)$$

となる。今、 $c_x > 0$ であるから

$$\Delta x > 0 \quad (\theta > 0 \text{の時})$$

となる。すなわち、図3.6.1の A_1 へ変位する。

次に、安定な負のコンプライアンスを導入し

$$c_x < 0, c_y > 0, c_{xy} = 0 \quad (3.6.6)$$

と設定した場合を考える。この場合も最終変位は(3.6.5)式で与えられるので、 $\Delta x < 0$ となりフィンガ先端は斜面上方向(図3.6.1中 A_2)へ変位する。

このことは、 $\theta \leq 0$ の時も同様で、(3.6.5)式より、

$$\Delta x > 0 \quad (\theta < 0 \text{の時})$$

$$\Delta x = 0 \quad (\theta = 0 \text{の時})$$

となる。すなわち、(3.6.6)式のようにコンプライアンスを設定し、かつ、Y方向の負の方向に $f_0 > 0$ なる力を加えた場合には、斜面の向きが右上がりであるか、左上がりであるかに関係なく、フィンガ先端は常にその斜面に沿って登り上がる方向に移動し静止する。そして、斜面の傾きが一定であれば、 f_0 が大きいほど、また $|c_x|$ が大きいほど、高く登る。逆に、 c_x と f_0 が一定であれば、斜面の傾きが急であるほど高く登る。この動作はある程度摩擦が有る場合でも有効である。

さらに、このような現象は図3.6.1のような直線状斜面に限らない。図3.6.2に示すような曲線状斜面であっても、斜面が単峰性凸形状である限り同様な原理により、フィンガ先端は斜面に沿って B_0 方向に登り上がる。そして、初期位置が B_1 でも B_2 でも、つまり、頂点 B_0 から見たどちら側の斜面にフィンガ先端があっても、同じコンプライアンス設定(3.6.6)で物体を-Y方向に押しつけるだけで、フィンガ先端が斜面に沿って登り上がる現象が実現される。

さらに、図3.6.3のような3次元の単峰性凸形状物体においても、同様な方法で実現可能である。すなわち、図3.6.3の座標系において、先端のXYZ並進に関するコンプライアンス行列 C_c を

$$C_c = \text{diag}[c_x, c_y, c_z]$$

$$c_x < 0, c_y < 0, c_z > 0$$

と設定し、Z方向負の方向に適当な力を物体に加えれば、ロボットフィンガ先端の初期位置が C_1 、 C_2 、 C_3 など、どの場所であっても頂点 C_0 方向へ自動的に移動させることができる。

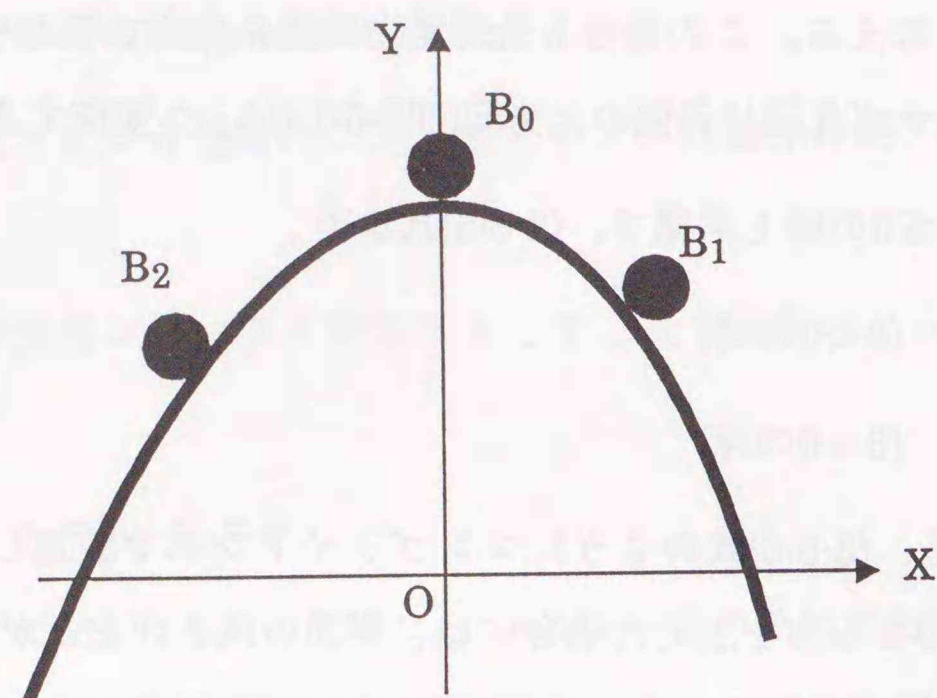


図3-6-2 2次元凸形状物体に接触した負の先端コンプライアンス

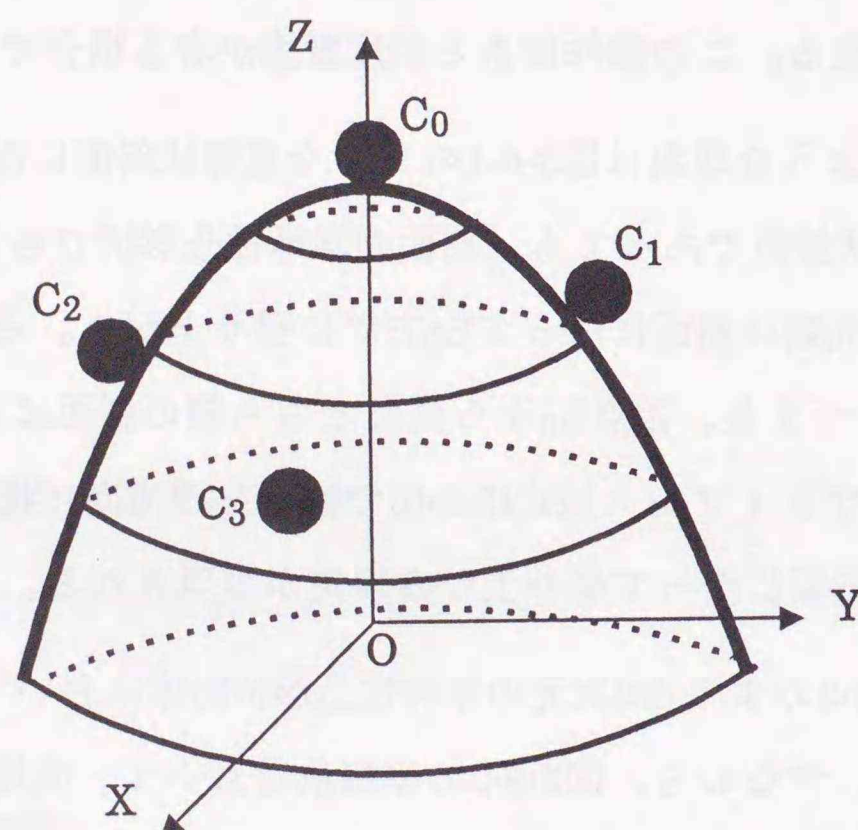


図3-6-3 3次元凸形状物体に接触した負の先端コンプライアンス

以上のような力学的性質は、単峰性凸形状物体を扱うロボットハンドの動作に利用できる。

[1] 接触による頂点探索

図3-6-2を例に考察する。物体とロボットハンドとの相対的な位置決め誤差が大きく、フィンガの先端初期位置が頂点近傍 B_0 にある保証が無い場合を考える。通常の方法で頂点探索を行うには、以下のような手順が必要となる。

(手順1) フィンガ先端をX軸正負方向へ試行的に動かし、それぞれの先端が斜面のどちら側に位置しているかを判断する。

(手順2) 頂点方向へフィンガ先端を斜面に沿って移動させる。

(手順3) 移動中に傾きの変化を計測し、それが0となる点で止める。

これに対し本手法では一定のコンプライアンス(3-6-6)を設定し、 $-Y$ 方向に十分大きな力で押しつけるという1つの制御動作のみで頂点探索が可能である。

[2] 物体把握

図3-6-4に示すように、固定された円柱状物体をフィンガD、Eの先端で把握する例を考える。先端初期位置が D_1 、 E_1 あるいは、 D_2 、 E_2 であっても、[1]と同様に先端を安定把握可能な頂点近傍 D_0 、 E_0 へ移動させることができる。その時点で既に、フィンガDは $-Y$ 方向、フィンガEは Y 方向に物体を押しているから、これで安定把握のための必要条件は満たしている。

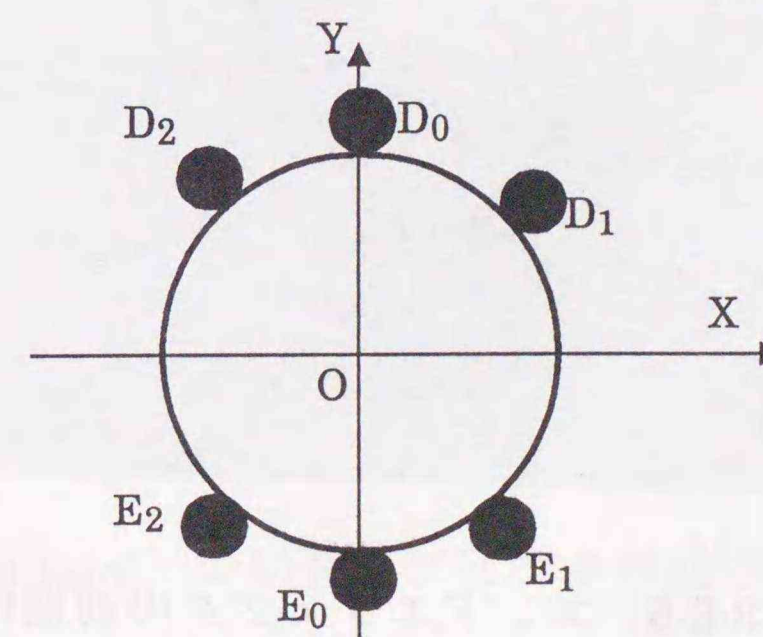


図3-6-4 2つのフィンガにより円柱状剛体を支持する例

3.6.2 基本実験

平面3自由度DDアームを用いて、3.6.1で述べた動作原理の確認実験を行った。実験系の詳細な構成は3.5.3で述べたものとはほぼ同じである。第3リンクの先端には摩擦を軽減するためのφ10mmのベアリングを取り付けてある。図3.6.5に示すように、直径約40mmの円柱状剛体に先端が接触している初期の状態で、以下のような先端コンプライアンスを設定した。

$$c_x = -1.0 \times 10^{-3} (\text{m/N}), c_y = 1.2 \times 10^{-3} (\text{m/N}), c_{xy} = 0$$

次にY軸負の方向に適当な先端変位指令を与えた結果、図3.6.6、図3.6.7に示すように先端が頂点方向へ登り上がる動作が確認できた。

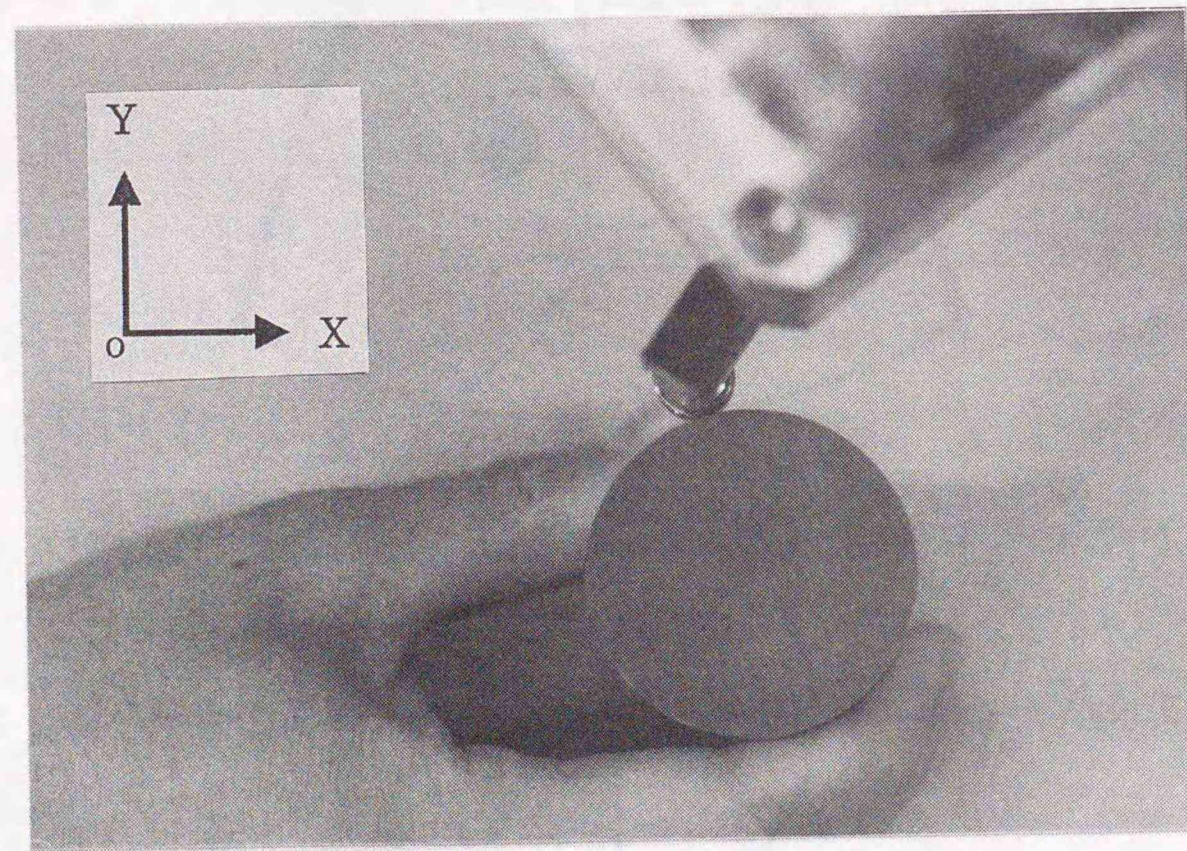


図3.6.5 エンドエフェクタの初期位置

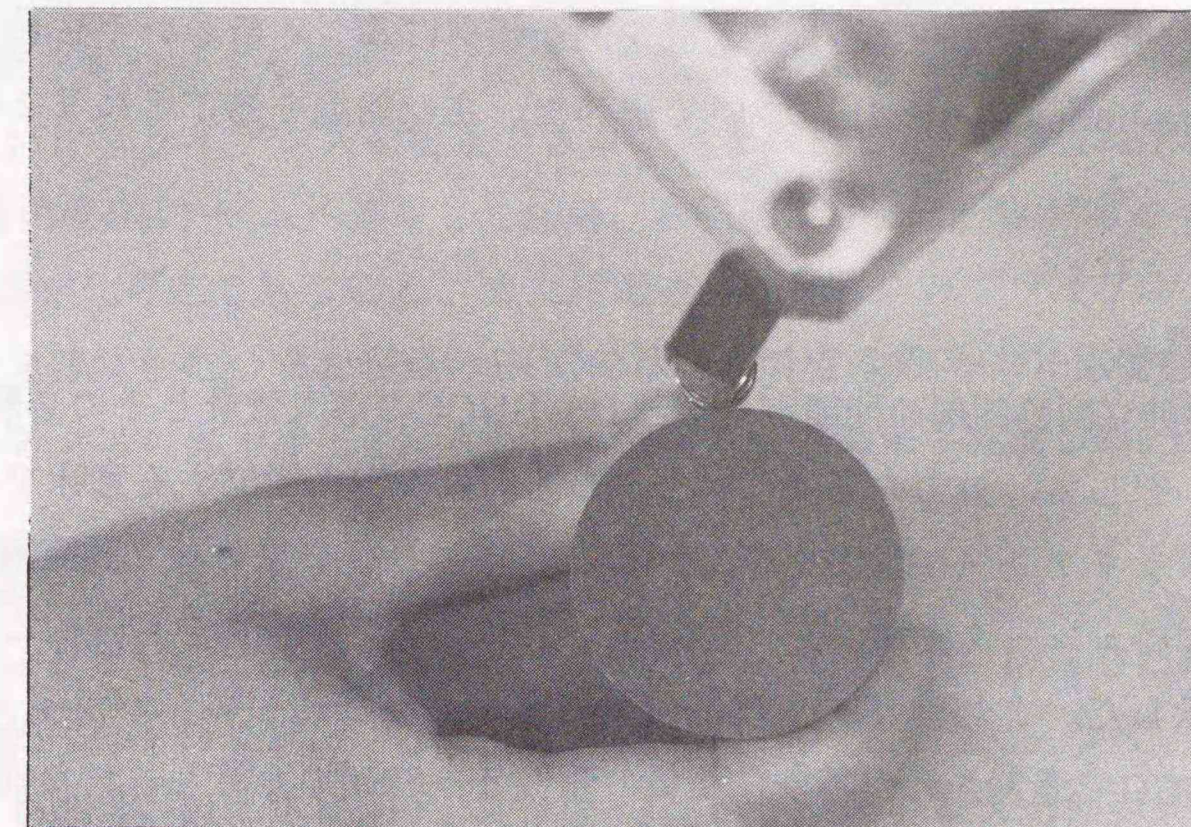


図3.6.6 エンドエフェクタの最終位置

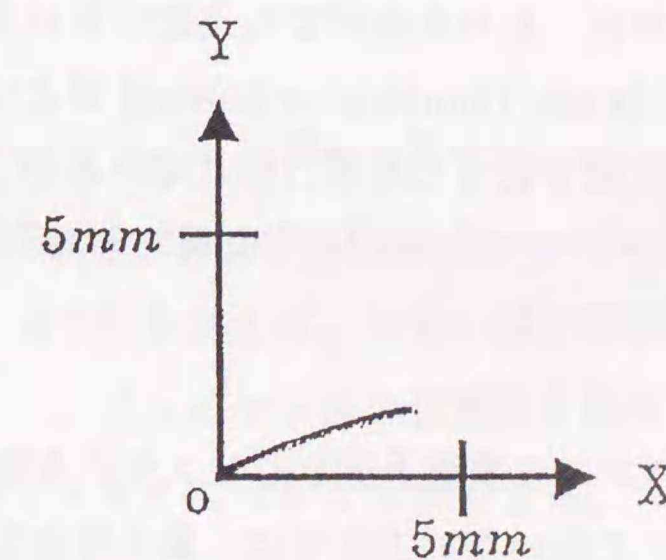


図3.6.7 エンドエフェクタの軌跡

3.7 3章のまとめ

本章では、マニピュレータのコンプライアント動作実現手法のうち、「コンプライアンス制御法」の一例として、独立関節制御に基づく新しい手法 (Stable Negative Compliance Control) について述べた。主な結論を節ごとにまとめると以下のようになる。

3.2 基本概念

まず従来の独立関節制御の問題点を整理し、SNCCの導入背景とその必然性について述べた。そして、外力の方向に対し逆の方向に安定に変位する意味での安定な負のコンプライアンス(SNC)を導入することにより、従来の独立関節制御で達成可能なマニピュレータ先端の直交座標コンプライアンス空間を飛躍的に拡大できることを示した。このSNCの力学的特徴を整理するとともに、パラレルリンクアームのDCCで導入された不安定な負の剛性と、SNCCで導入された安定な負のコンプライアンスの本質的な相違と制御工学的な双対性について考察した。

3.3 SNCCの定式化

平面3自由度アームを1例題として、SNCCの定式化を行い自由空間での安定性について議論した。その結果、理想的トルクフィードバックでSNCCを実現した場合は、非線形動力学項を無視した自由空間での運動は常に安定であることを明らかにした。また、従来のDirect Compliance Control およびSalisburyのActive Stiffness Control との特徴比較を行った結果、SNCCのみが、正定でないものも含め任意の対称な先端コンプライアンス行列を実現できることを明らかにした。

3.4 SNCの実現法

安定な負のコンプライアンスの実現手法を力センサの有無に応じて一般的に明らかにした。特に力センサを用いない方法では、動的補償器が満たすべき必要十分条件を明らかにし、その基本定理を導出した。上記の定理を基に、現実的な2次系で表されるアクチュエータに対する実用的な制御アルゴリズムを、速度センサの有無に応じて明らかにした。

3.5 シミュレーションと実験

平面3自由度アームへ本手法を適用しシミュレーションを行った結果、全系は安定でかつ低周波域で指定通りに先端コンプライアンスが実現できることを確認した。次に1自由度駆動実験系により、非最少位相推移系の定常特性を利用したSNC制御系の基本特性を定量的に明らかにした。その結果、コントローラ側に不安定固有値をもたせても閉ループ全体としては容易に安定化可能であり、指定通りの負のコンプライアンスが実現できることを確認した。最後にSNCCを実際の平面3自由度DDアームへ適用した結果、非線形動力学の影響があるにも拘わらず容易に安定化可能であること、また指定通りの先端コンプライアンス設定ができることを確認した。また従来のDCCでは実現できなかった任意姿勢での先端コンプライアンスの非干渉化を実現し、実作業でその効果を実証した。

3.6 ロボットハンドへの応用

SNCCにより先端コンプライアンス行列の対角成分を負に設定した時の力学的性質を考察し、そのロボットハンドへの応用について述べた。まず、エンドエフェクタを剛体斜面に接触させ、その先端コンプライアンスの斜面垂直方向成分を負に設定し、エンドエフェクタを斜面へ押すことにより、先端が斜面を登り上がる動作原理を示した。次に、その原理を単峰性凸形状物体へ応用し、1つの制御モードにより単峰性凸形状物体の頂点へエンドエフェクタを移動させることが可能なことを示した。最後に、平面3自由度DDアームを用いた実験により上記の基本原理を確認した。

以上のように、本章ではアームの機械的柔軟性に対してロバストな、新しいコンプライアンス制御法 Stable Negative Compliance Controlを理論、実験、応用の観点から述べた。この手法を使えば、従来の独立関節制御では不可能であった、任意姿勢での手先コンプライアンスの任意性を確保することができ、マニピュレータの作業性能を大きく広げることができる。現在の産業用ロボットのほとんどが独立関節制御を採用しているという現状を見た場合、その実用的意義は非常に大きいと思われる。また、本報告で提案したSNCCは、これまで実用的価値の低かった非最少位相推移系を積極的に利用しており、制御工学的にも興味深い手法といえる。

第4章 結言

本論文では、マニピュレータのコンプライアント動作の高度化を実現することを目的として、マニピュレータ手先に直接コンプライアンス機構を付加する「直接法」と、マニピュレータの各関節のアクチュエータとセンサを用いた制御系によりコンプライアンスを実現する「コンプライアンス制御法」の両面からそれぞれの本質的課題を検討した。以下に本研究で得られた主な成果を、章ごとに要約する。

第2章 磁気浮上型コンプライアンス装置の機構と制御

まず機構設計法では、電磁石とセンサの幾何学的配置を表現する2つの行列、電磁石配置行列、センサ配置行列を導入し、配置の最適性の基準をこの2つの行列に対する解析的な条件として明示した。電磁石に関しては、

- (1) 吸引力のみによって被駆動体を所望の自由度を有する空間内で安定にかつ拘束かつ制御し得るための配置条件
- (2) 電磁石の非線形性に起因する動的な干渉を無くするための配置条件
- (3) 全ての電磁石の負荷配分を同一にするための配置条件
- (3) 電磁吸引力のパラメータ変動に強い配置条件

を明らかにした。また、センサ配置に関しては、S/N比及び、電磁石との collocation を考慮したセンサの最適配置条件を明らかにした。

次に制御系設計法では、

- (1) 電磁石数の冗長性を考慮した制御系の構造を比較検討し、簡単でかつ各自由度毎の制御特性を任意に設定可能な制御系を提案した。
- (2) 入力数の冗長性を解決する方法として、各電磁石で消費される損失エネルギーが最小となる操作量非干渉制御法を示した。

以上の機構系と制御系の設計法の妥当性を、シミュレーション および試作した磁気浮上型駆動機構の実験により確認した。

第3章 安定な負のコンプライアンスを用いたマニピュレータのコンプライアンス制御

独立関節制御を採用した新しいコンプライアンス制御手法「Stable Negative Compliance Control 法」を提案し、理論と実験によりその効果を確認した。

- (1) 独立関節制御の基本概念に基づき、外力の方向に対し逆の方向に安定に変位する意味での安定な負のコンプライアンス(SNC)を導入することを特徴とする新しいコンプライアンス制御手法 Stable Negative Compliance Control (SNCC) を提案した。
- (2) この安定な負のコンプライアンスを実現するための動的補償器が満たすべき必要十分条件を明らかにし、その基本定理と実用例を示した。
- (3) 本手法を実際の平面3自由度DDアームへ適用した結果、従来の手法では実現できなかった任意姿勢での先端コンプライアンスの非干渉化を実現し、実作業でその効果を実証した。またロボットハンドによる把握動作への応用について述べた。

以上述べたように本研究では、ロボットのコンプライアント動作を実現するための「直接法」と「コンプライアンス制御法」の両面において、それぞれの本質的な問題提起を行い、それに対する明快で抜本的な解を与えた。本研究の成果を利用することにより、より柔軟で高度なロボット作業を実現でき、産業界、工業界に広く寄与し得るものと考ええる。

謝 辞

本論文を結ぶにあたり、終始懇切なるご指導とご鞭撻を賜った北海道大学工学部 田川 遼三郎 教授に対し、謹んで感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるに際し有益なご教示、ご助言をいただいた北海道大学工学部 土谷 武士 教授、島 公脩 教授、山田 元 教授に深く感謝の意を表します。

本研究は、当時の日本電信電話公社電気通信研究所からNTTヒューマンインタフェース研究所で行われたものであり、本研究の機会を与えられ、また研究の遂行にあたって終始ご指導頂いたNTT電子応用研究所 金子特別研究室 松田隆一 博士、NTTヒューマンインタフェース研究所 知能ロボット研究部 木暮賢司 博士に対し厚く感謝致します。

また本研究を進めるにあたって、終始ご指導頂きかつ励まして頂いた金沢工業大学 川崎晴久 教授(元NTT電子応用研究所 主幹研究員)、九州工業大学 金子 真 助教授、北海道大学工学部 柴坂 俊雄 氏、NTTヒューマンインタフェース研究所 知能ロボット研究部 柿崎 隆夫 主幹研究員 に対し厚く感謝致します。

また、実験などの協力ならびに有意義な討論をいただいたATR視聴覚機構研究所 五味裕章 研究主任、NTTヒューマンインタフェース研究所 知能ロボット研究部 松尾 哲 氏に深く感謝します。

参考文献

主に2章における文献

- (1) J.W. Beams *et al.* : The Production of High Centrifugal Field, Journal of Applied Physics, vol. 17, Nov., 1946, p. 886
- (2) C. H. Henrikson, J. Lyman, P.H. Studer : Magnetic Suspended Large Momentum Wheels for Spacecraft Stabilization, AIAA 12th Aerospace Sciences Meeting, AIAA Paper No. 74-128, 1974
- (3) 松村文夫、小林英彦、秋山勇治 : 横軸形磁気軸受の基本方程式と制御系設計、電気学会論文誌C 101巻6号、1981、p. 137
- (4) 村上、狼、中島、木田 : 永久磁石を使用した吸引型磁気軸受の試作、航空宇宙技術研究所資料 TM-388、1979
- (5) H. Habermann *et al.* : Practical Magnetic Bearings, IEEE Spectrum, September, 1979, p26-30
- (6) G. Schweitzer, A. Traxler : Design of magnetic bearings, proceeding of International symposium on design and synthesis, July, 1984, p540-545
- (7) T. Mizuno, T. Higuchi : Design of the control system of totally active magnetic bearings, proceedings of International symposium on design and synthesis, July, 1984, p534-539
- (8) W. J. Mayer : Magnetically Suspended Vehicles for Tracked High-Speed Traffic -Part5, Elastic Vehicle Developments, March 1982, p. 13
- (9) H. Weh : Linear Synchronous Motor Development for Urban and Rapid Transmit Systems, IEEE Trans. on Magnetics Vol. Mag-15 No. 6, Nov. 1979, p. 1422
- (10) B. V. Jayawant, P.K. Sinha, A. R. Wheeler, J. Willsher : Control and Dynamics of Magnetically Suspended Vehicles, 7th IFAC World Congress Vol. 2, 1978, p. 1325
- (11) 山村昌、阿部茂、林武人 : 車両の吸引電磁石磁気浮上方式について、電気学会論文誌 B 94巻5号、1974、p. 255
- (12) 日笠桂郎 : 日航HSST、電気学会雑誌99巻9号、1979、p. 820
- (13) S. Nakamura : Development of High Speed Surface Transport System (HSST), IEEE Trans. on Magnetics, Vol. Mag.-15 No. 6, Nov. 1979 p.1428

- (14) E. Gottzein, R. Messinger, L. Miller : The Magnetic Wheel in the Suspension of High-Speed Ground Transportation Vehicles, IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.VT-29, No.1,1980, p17-23
- (15) 山村昌、大西公平、正田英介:吸引形常電導磁気浮上台車の制御系理論、電気学会論文誌 B 99巻11号、179、p. 752
- (16) 山村昌、大西公平、長尾聡子:吸引形常電導磁気浮上台車の集合制御と独立制御、電気学会論文誌 B101巻2号、1981、p.109
- (17) 松田 隆一、中川三男:直進案内可動体磁気浮上制御 (第1報)、精密工学会誌、50、9、1984、p1419
- (18) 高原憲一ほか:磁気浮上形多自由度アンテナ駆動機構の開発、宇宙科学技術連合講演会講演論文集、1987、p52
- (19) D. E. Whitney : Quasi-static assembly of compliantly supported rigid parts, ASME Tr. on Dynamic Systems, Measurement, Control 104, March, 1982, p65-77
- (20) 樋口、津田:RCC機能を持つ磁力支持方式精密自動組立て用ハンドの設計、昭和62年度精密工学会春期大会学術講演会論文集、1987、p. 421-422
- (21) 秋谷ほか:VACOMの開発、昭和58年度精密工学会秋期大会学術講演会論文集、講演番号640、1983、p. 421-422
- (22) A. P. Hollis, A. P. Allan, S. Salcudean : A Six Degree of Freedom Magnetically Levitated Variable Compliance Fine Motion Wrist, Proc. ISRR, 1987, p.241-248
- (23) H. Van. Brussel, J. Simons : The adaptable compliance concept and its use for automatic assembly by active force feedback accomodations , 9th ISIR, 1979, p.167-181
- (24) Kazuo Asakawa : The variable compliance device and its application for automatic assembly , Autofact 5 conference proceedings, 1983, p.10.1-10.17
- (25) S. Iwaki, R. Matsuda : Testing and Investigation of Magnetically Suspended APM, proceedings of International Space Technology and Science 86, May, 1986, p787-792.
- (26) M. E. Rosheim : Robot Wrist Actuators, WILEY
- (27) 小林、兵頭:腱制御方式手首機構について、昭和62年日本ロボット学会学術講演会論文集、1987、p. 481-482

- (28) 中村仁彦、木村良彦、Gagan Aroa:磁気駆動3自由度マイクロモーションリストの設計、日本ロボット学会学術講演会論文集、1990、p. 657-660
- (29) 樋口、津田、藤原:ボイスコイルモータを利用した2次元精密自動組立て装置の試作、昭和62年日本ロボット学会学術講演会論文集、1987、p. 477-478
- (30) 新宮:磁気浮上形位置決め機構の設計法 (第1報、アクチュエータ系のシンセシスと非干渉化の機構構造的設計法)、機械学会論文、55-518、C、1989、p2559
- (31) 伊理 正夫ほか:特異値分解とそのシステム制御への応用、計測と制御、21、8、1982、p763
- (32) 内山 勝:ロボット力覚センサのシステム設計論、システムと制御、31、2、1987、p.103
- (33) A. J. Laub : Computational aspects of the singular decomposition and some applications, Proceedings of Allerton conference on communication, control, and computing, 1978, p432-442
- (34) G. W. Stewart : On the perturbation of Pseudo-inverses, projections, and linear least squares problems, SIAM Review, vol.19, October, 1977, p634

主に3章における文献

- (35) 高橋ほか:冗長性を利用したマニピュレータのコンプライアンス調節、日本ロボット学会学術講演会講演論文集、p223, 1989
- (36) 菅野ほか:冗長自由度を有するマニピュレータの関節コンプライアンス制御、計測自動制御学会学術講演会講演論文集、JS19-1, p187,1989
- (37) Hong Zhang : Kinematic Stability of Robot Mnipulators under Force Control, IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp.80-88, 1989
- (38) D. E. Whitney : Historicl perspective and states of the art in robot force control ,The International Journal of Robotics Research,vol.6,No.1, Spring 1987
- (39) D. E. Whitney : Force Feedback Control of Manipulator Fine Motions , ASME, J. of DSMC, vol.99, pp.91-97, 1977
- (40) R.P. Paul and B. Shimano : Compliance and Control, Proc. of the Joint Automatic Control Conference, pp.694-699, 1976

- (41) M. H. Raibert et.al : Hybrid Position/Force Control of Manipulators , ASME, J. of DSMC, vol.102, pp.126-133, 1981
- (42) J. K. Salisbury : Active stiffness control of a manipulator in Cartesian Coordinates., Proc. 19th IEEE Conf. Decision control, 1980, p284
- (43) 末広、高瀬: 直接計算方式による作業座標サーボに基づくマニピュレーションシステム、日本ロボット学会誌、vol.3、no.2、pp95-105、1985
- (44) M. Takegaki, S. Arimoto : A New Feedback Method Dynamic Control of Manipulators, ASME, J. of DSMC, vol.103, pp.119-125, 1981
- (45) S.D. Eppinger, W. P. Seering : Understanding Bandwidth Limitations in Robot Force Control, IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp.904-909, 1987
- (46) S.D. Eppinger, W. P. Seering : Three Dynamic Problems in Robot Force Control, IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp.392-397, 1989
- (47) 有本: ロボット制御系の設計、日本ロボット学会誌、vol.4、no.4、pp63-71、1986
- (48) M. J. Balas : Feedback Control of Flexible Systems, IEEE Trans. Automatic Control, Vol. AC-23, No.4, pp673-679, 1978
- (49) N. Hogan : Impedance Control: An approach to manipulation: Part I - Theory, ASME, Journal of DSMC, p1-7, 1985
- (50) 金子ほか: シリアルリンクアームのダイレクトコンプライアンス制御 (第1報、基本概念と非干渉化条件)、日本機械学会論文集(C)編 54巻503号
- (51) 横井ほか: パラレルリンクアームのダイレクトコンプライアンス制御 (第2報、関節剛性の調整範囲と安定性)、日本機械学会論文集, No.88-0271A、p1690、1989
- (52) Yokoi, et al. : A compliance control method suggested by muscle networks in human arms., Proc. 1988 IEEE International Workshop on Intelligent Robots and Systems (IROS '88), p385
- (53) R. Tagawa : On the compensation in linear feedback control system , IFAC 8th world congress, 1981
- (54) 栄坂、田川: 量子化出力誤差が小さいDDCアルゴリズム、計測自動制御学会論文集、vol.23、no.7、1987
- (55) 乗松ほか: 零非正則制御系について、電気学会雑誌、vol.81, No.871, 1961

本研究に関する発表論文

- (56) 岩城 敏、松田 隆一: 磁気浮上型多自由度位置決め装置の機構と制御、精密工学会誌、'88、11、p2125-2131、1988
- (57) S. Iwaki : The Optimal Location of Electromagnets in Multiple Degree-of-Freedom Magnetically Suspended Actuators, ASME, Journal of DSMC, December 1990, vol.112, p690-695
- (58) 岩城 敏: 安定な負のコンプライアンスを用いたマニピュレータのコンプライアンス制御 (基本概念)、計測自動制御学会論文集、vol.26、no.6、p698-705、1990
- (59) 岩城 敏、松尾 哲: 安定な負のコンプライアンスを用いたマニピュレータのコンプライアンス制御 (定式化と実験結果)、計測自動制御学会論文集、vol.27、no.2、p185-191、1991
- (60) 岩城 敏、松尾 哲: 安定な負のコンプライアンスを用いたマニピュレータのコンプライアンス制御 (ロボットハンドへの応用)、計測自動制御学会論文集、vol.27、no.3、1991
- (61) S. Iwaki, S. Matsuo : A New Approach to Compliance Control of Robot Manipulators Using Stable Negative Compliance, ASME, Journal of DSMC (to be published)

