

電動パワーステアリングにおける振動抑制制御
の単純化と操舵力推定の高精度化に関する研究

2018年9月

指導教員 橋本誠司 教授

氏名 阿部己和

博士論文要旨

電動パワーステアリングにおける振動抑制制御の単純化と

操舵力推定の高精度化に関する研究

パワーステアリングシステムは、操舵力をアシストすることでドライバの負担を軽減することを目的として1960年代より採用され始めた。当時は、オイルポンプで駆動される油圧パワーステアリング(HPS: Hydraulic Power Steering)と呼ばれるシステムで操舵力のアシストを行っていた。しかし、ドライバの操舵に関わらず常にオイルポンプが駆動しているため、燃費悪化の原因となっていた。

そのため、現在の厳しい燃費規制に対応するため、モータで駆動される電動パワーステアリング(EPS: Electric Power Steering)と呼ばれるシステムが採用され、現在では生産されている自動車の半数以上に搭載されている。

本論文では、燃費規制対応に要するEPS制御系に関する技術の発展に寄与できる研究成果について、以下に要約する。

● Chapter 1

本章では、研究背景として現状のEPS制御の問題と研究目標について述べる。燃費向上に不可欠なEPSは2慣性系であるため、振動が生じやすく制御が難しい対象であり、振動を抑制するための複雑な制御が組み込まれている。そのため、適合に多くの時間が必要であるといった問題点がある。

そこで、本研究では、複雑な現状制御に置換できる単純かつ実用的な振動抑制制御を提案することを目標とする。

● Chapter 2

本章では、現在のEPS制御の概要と問題について詳述し、さらにこの問題に対する研究

の調査結果を記述する。

現状の EPS 制御は大きく 2 つに分類できる。1 つ目は EPS 本来の目的であるモータアシスト力の演算を行うモータアシスト演算部, 2 つ目は 2 慣性系に起因する振動を抑制するための振動抑制制御部である。この振動抑制制御部は, 機能の異なる多くの補償と多くのテーブルにより構成され, 前述したように適合には莫大な時間を要するという問題がある。

上記問題に対応するためのこれまでの研究について調査を行った結果, 2000 年ごろに集中的に研究が行われたが, 現状制御に置換するのに十分な性能は得られていない。それにもかかわらず, その後は, ドライバの負荷低減および自動運転のための研究に移行している。従って, 上記問題に対する研究課題は残されたままである。

● Chapter 3

本章では, 実験に供した装置のシステム同定, すなわちモデル構造およびパラメータを求める方法を示す。モデル構造の導出では, まず, ハンドル, モータおよびタイヤのダイナミクスを示す三つ微分方程式を導出する。その後, タイヤ軸を基準軸としたギア比変換を行い, 2 慣性系に簡単化する。

モデルパラメータに関しては, 次の 2 つの過程の予測誤差法を用いてパラメータを決定している。1 つ目の課程では, 予測誤差法の局所解の問題を回避するため伝達関数モデルを利用して状態空間モデルの初期値を決めている。2 つ目の課程では, バネ剛性やダンピング等の物理的なパラメータの推定を行っている。

● Chapter 4

4 章では, 現状の振動抑制制御に含まれている粘性および位相の各補償制御を順次理論的設計し単純化している。粘性補償制御については, まず, 四つの状態量 (操舵角, 操舵角速度, モータ角, モータ角速度) の変動を制御する一般的な二次線形レギュレータを用いて設計した。しかし, 状態量に操舵角およびモータ角が含まれている事に起因して, ハンドルが重くなるという問題が発生した。そこで, 変動を抑制する状態量を二つ (操舵角速

度およびモータ角速度) に絞り込んだレギュレータに変更した。その結果、ハンドルの重さが改善できた一方、操舵振動の問題がはっきりと現れた。

振動の原因は制御量であるモータ角と抑制したいトルクセンサ値に位相差に起因するものであることが明らかである。それゆえ、モデル変換を利用してトルクセンサ出力自体を抑制するようにコントローラを変更したが、モデル誤差のために振動を十分に抑制することはできなかった。

この対策として、モデル誤差に対するロバスト性を有するスライディングモード制御をレギュレータに適用し、振動を十分に抑制できることを検証した。

● Chapter 5

本章では、マーケットのニーズを考慮して供試装置を小型車両に変更し、残された慣性補償の理論的設計を行っている。4章で構築した理論に基づき設計したコントローラを新たな供試装置に適用した結果、4章と同様に低速から中速操舵時の振動を抑制できることを確認した。このことから、ロバスト性を有していることを示す。

最後に、高速操舵時に要求される慣性補償について設計を行う。具体的には、トルクセンサ値の変動とモータ慣性力の2つを制御量としたスライディングモード制御を用いたレギュレータを設計する。その結果、低中速操舵のみならず高速操舵の場合でも十分な制振効果が得られる。

● Chapter 6

6章では、操舵角とトルクセンサ値を用いてドライバの操舵力を推定可能なオブザーバを提案する。EPSはハンドルからタイヤまで接続されているため、ドライバの操舵力のみを計測することは困難である。そこで、ドライバの操舵力を未知入力と捉えた未知入力オブザーバを構築、設計する。これにより、外乱にかかわらず高精度にドライバの操舵力を推定することが可能となった。

● Chapter 7

7章では、1から6章までで得られた知見をまとめ本論文の結論とする。

Doctoral Thesis Summary

Study on Simplification of Vibration Suppression Control and High Accuracy of Steering Force Estimation in Electric Power Steering

So as to reduce the driver's load by assisting the steer torque, power steering system begun to be adopted since 1960s. At the beginning, the system driven by oil pump whose name is HPS was adopted to assist the steer torque. However, this system caused the deterioration of fuel consumption, because the oil pump was always working on regardless of the driver's steer.

Therefore, so as to meet the present stringent fuel economy regulation, the system driven by the motor whose name is EPS has been begun to adopt. And now, the number of vehicle with EPS has already been more than half of the total number of the present vehicle.

This paper describes the research products which can contribute to develop the EPS control necessary for fuel economy improvement. And the summary of each chapter is described below.

- Chapter 1

In this chapter, the problem of current EPS control and this research objective are shown as a background. EPS is the control object which is difficult to manipulate, because it is two inertia resonance which causes the vibration. So, the complicated vibration suppression control is included in EPS control. As a result, there is a problem that it takes a huge amount of time to calibrate the controller.

Therefore, this research target is to propose the simplified and practical vibration suppression control which is possible to replace with a current control.

- Chapter 2

In this chapter, the overview and problem of current EPS control are described in detail. And furthermore, the literature investigation results regarding to overcome the above problem are shown.

The current EPS control can be classified into two parts. The first one is the fundamental part of EPS and the assist torque is calculated. The second is the part to suppress the vibration comes from two inertia resonance systems. This vibration suppression control consists of the many compensations which have the different functions and a lot of tables. So, the current EPS control has a problem that it takes a huge amount of time to calibrate, as described before.

The literatures regarding to overcome the above problems were investigated. Certainly, such a research was intensively performed around 2000, there is no literature to show that it has enough performance to replace with the current control. Nevertheless, the main theme for EPS control has already moved into the automatic driving etc. Therefore, it is considered that the research to overcome the above problems is not sufficient.

- Chapter 3

This chapter shows the system identification, that is the way how the model structure and model parameters are decided. Regarding to the model structure, at first, the three derivative equations are derived, showing the dynamics of steering, motor and tire. And then, these three equations are simplified into two equations by converting the gear ratios refer to the tire axis.

Regarding to the model parameters decision, the prediction error method consisting of two steps is adopted. In the first step, so as to prevent from the local solution of prediction error method, the initial values of state space model are estimated by using the transfer

function model. And in the second step, the physical parameters (stiffness, damping coefficient) are estimated by converting the model.

- Chapter 4

In this chapter, the viscosity and phase compensation are theoretically designed and simplified, which are the components of current vibration suppression control.

Regarding to the viscosity compensation, at first, the controller which regulates the four variables (steering angle, steering angular velocity, motor angle and motor angular velocity) was designed by using linear quadratic regulator (LQR). However, the problem occurred that the steer torque became heavy because steering angle and motor angle are included as regulating variables. Therefore, the LQR which regulates only two variables (steering angular velocity and motor angular velocity) was redesigned.

As a result, the steer torque was improved, on the other hand the problem of steering vibration appeared clearly. It was apparent that this vibration was caused by the phase difference between the motor angle and torque sensor output which should be suppressed. Therefore, the controller was changed so as to suppress the torque sensor output itself by utilizing the model conversion. However, the vibration could not be sufficiently suppressed because of the model error.

As this countermeasure, the sliding mode control which has the robustness to the model error is applied to the regulator. As a result, it was confirmed that the vibration could be sufficiently suppressed.

- Chapter 5

In this chapter, considering the market demand, the test vehicle is changed to the micro vehicle. And the remained inertial compensation is designed theoretically.

To confirm the performance of the controller designed in chapter 4, the same controller

was applied to the micro vehicle. As a result, it was confirmed that the vibration could be suppressed in case of both of low and middle speed steering. And this shows the robustness of this controller.

Finally, the inertial compensation is designed theoretically. Specifically, the regulator based on SMC whose control variables were two (torque sensor output and motor angular acceleration) is designed. As a result, the sufficient effect of vibration suppression is obtained in case of not only low and middle speed steering but also high speed steering.

- Chapter 6

This chapter proposes the observer which is possible to estimate the driver's steer torque accurately by using the steer angle and torque sensor output. It is difficult to measure the steer torque, because the steering and tire is connected in EPS. Therefore, the observer which is treating the steer torque as an un-known input is designed. As a result, the steer torque could be estimated accurately.

- Chapter 7

In this chapter, the knowledge obtained in chapters 1 to 6 is summarized as a conclusion.

目次

1. 序論.....	1
1.1. 研究背景	1
1.2. 研究概要	2
1.3. 論文構成	3
2. 電動パワーステアリングの機構と制御	5
2.1. 電動パワーステアリングの機構.....	5
2.1.1. 油圧パワーステアリングから電動パワーステアリングへ	5
2.1.2. 電動パワーステアリングの種類	8
2.2. 電動パワーステアリングの制御.....	10
2.2.1. 電動パワーステアリングの特性	10
2.2.2. 現状の電動パワーステアリングの制御	11
2.2.3. 電動パワーステアリングの振動抑制に関する理論的研究	12
3. 供試装置とモデリング.....	23
3.1. 供試装置のモデリング	24
3.1.1. モデル構造の導出	24
3.2. システム同定	27
3.2.1. 予測誤差法による状態空間モデルのシステム同定	27
3.2.2. 予測誤差法による伝達関数モデルのシステム同定	31
3.2.3. 予測誤差法による物理パラメータ推定	35
4. 位相および粘性補償の理論化.....	39
4.1. 一般的な線形 2 次レギュレータでの検討	39
4.1.1. 線形 2 次レギュレータの設計	40
4.1.2. シミュレーションによる性能評価.....	41

4.1.3.	実機による性能評価.....	43
4.1.4.	原因解析.....	44
4.2.	出力に重みを与えた線形2次レギュレータでの検討.....	45
4.2.1.	出力に重みを与えた線形2次レギュレータの設計.....	46
4.2.2.	シミュレーションによる性能評価.....	46
4.2.3.	実機による性能評価.....	49
4.2.4.	原因解析.....	50
4.3.	変換モデルに対する出力に重みを与えた線形2次レギュレータでの検討.....	51
4.3.1.	状態空間モデルの変換.....	52
4.3.2.	モデルを変換した出力に重みを与えた線形二次制御器の設計.....	53
4.3.3.	シミュレーションによる性能評価.....	54
4.3.4.	実機による性能評価.....	56
4.3.5.	原因解析.....	58
4.4.	変換モデルに対する出力に重みを与えたスライディングモード制御での検討.....	59
4.4.1.	スライディングモード制御器の設計.....	61
4.4.2.	シミュレーションによる性能評価.....	62
4.4.3.	実機による性能評価.....	65
4.5.	従来研究との比較.....	66
5.	マーケットニーズを考慮した供試装置の変更と慣性補償の理論化.....	69
5.1.	軽自動車への移行.....	69
5.1.1.	供試車両の実験によるモデル化.....	70
5.1.2.	制御器の設計.....	75
5.1.3.	シミュレーションによる性能評価.....	75
5.1.4.	実機による性能評価.....	77

5.2.	1 入力 2 出力スライディングモード制御による検討	79
5.2.1.	制御器の設計.....	80
5.2.2.	シミュレーションによる性能評価.....	80
5.2.3.	実機による性能評価.....	82
5.3.	現状の EPS 制御との比較	83
6.	より安全な電動パワーステアリングシステムの検討	85
6.1.	一般的な同一次オブザーバによる推定.....	85
6.1.1.	同一次元オブザーバの設計.....	87
6.1.2.	シミュレーションによる性能評価.....	87
6.1.3.	実験による性能評価.....	89
6.2.	未知入力オブザーバによる推定.....	91
6.2.1.	未知入力オブザーバの設計.....	91
6.2.2.	シミュレーションによる性能評価.....	93
6.2.3.	実験による性能評価.....	95
7.	結論.....	98
	謝辞.....	101
	発表論文.....	102
	出願特許.....	103

第 1 章

序論

1. 序論

1.1. 研究背景

自動車において操舵力をアシストすることでドライバの負担を軽減し、快適で安定した操舵特性を提供することを目的としたパワーステアリング技術は1960年代に採用され始めた。当時は、エンジンに連動して動くオイルポンプを用いた油圧パワーステアリング(HPS: Hydraulic Power Steering)と呼ばれるシステムで操舵力のアシストを行ってきた。しかし、エンジンとオイルポンプが連動しているため、ドライバの操舵が存在しない場合でも機械損失が発生し、燃費悪化の原因となっていた。そのため、国の燃費、排ガス規制や減税制度への対策を行うにつれ淘汰されていき、今ではほとんどが大型のトラック用に生産されているものがほとんどである。

このHPSに代わり現在多くの自動車に搭載されているのは、電動パワーステアリング(EPS: Electric Power Steering)と呼ばれるモータ駆動力を用いて操舵力をアシストするシステムである。EPSはモータ駆動力で操舵力をアシストするため、エンジンに余分な負荷をかけることなく操舵力のアシストが可能であるだけでなく、ポンプやホース類が不要であるためHPSより搭載性にも優れている。EPSは1980年代後半から採用されはじめ、2013年には生産台数でHPSを上回り現在も右肩上がり生産台数が伸びている。

しかし、自動車に必要な不可欠な装置となっているEPSであるが、2慣性系であるため振動しやすく制御が難しい対象である。そのため、各自動車メーカーが求める車速ごとの操舵特性を振動無く再現させるために、振動を抑制するための振動抑制制御が組み込まれている。この振動抑制制御は多くの異なる機能を有する補償制御と多くのテーブルによって構成されている。そのため、この制御器の適合には多くの時間が必要となる。その結果、開発期間の短縮が困難であるといった問題が存在する。

そこで、本研究ではテーブルを必要としない1つの制御器による振動抑制制御の検討を行う。更に、将来の画像処理技術との協調制御を視野に入れたドライバの操舵力を推定可能なオブザーバについても研究を行い、より安全なEPS系の実現を目指す。

1.2. 研究概要

本研究の内容は、「2慣性系に起因する振動を抑制するための振動抑制制御の理論的検討」と「より安全なEPS制御系の検討」の2つに分類される。

まず、第1の「2慣性系に起因する振動を抑制するための振動抑制制御の理論的検討」では、振動抑制制御をレギュレータと捉えシミュレーションおよび実験による評価を行う。ここでは、先行開発として摩擦の影響が最も大きい据え切りでの低速操舵条件での振動問題に対してスライディングモード制御(SMC: Sliding-Mode Control)を適用したレギュレータを設計し、普通自動車でも市販車両と同等の操舵感での制御を可能とする。次に、実験対象を市場のニーズを考慮し軽自動車へと変更し、操舵速度を連続的に変更し評価を行ったが高速操舵時には慣性力の増加に起因する操舵感の悪化を確認した。そこで増加した慣性力を抑制するため、設計したSMCレギュレータを2出力の構成として再度設計を行い、全操舵速度領域でも市販車両と同等の操舵感で2慣性系に起因する振動を抑制できるテーブルを必要としない制御器を構築する。

第2の「より安全なEPS制御系の検討」では、衝突回避システムで必要となるドライバの操舵力のオブザーバによる推定を行っている。一般に広く知られている同次元オブザーバや最小次元オブザーバ等のオブザーバでは、ドライバの操舵力も外乱として扱われるため推定誤差が大きくなり、実用的ではない。そこで、ドライバの操舵に起因する外乱の影響を受けにくい未知入力オブザーバ(UIO: Unknown Input Observer)理論を用いたドライバの操舵力の推定法を提案する。提案推定法に対し、シミュレーションおよび実験で評価を行い、十分実用的な推定精度を持ったオブザーバを構築する。

1.3. 論文構成

本論文は7つの章で構成される。1章および7章は、序論と結論とした。2章では、電動パワーステアリング(EPS)の制御系に関する現状と研究の歴史を整理した。3章では、供試装置のモデル構造の導出とシステム同定を行った。4章および5章では、現状のEPS制御系の問題回避として理論的な振動抑制制御の設計検討を行った。6章では、衝突回避システムで必要となるドライバの操舵力のオブザーバによる推定法の検討を行った。

2章の「電動パワーステアリングの機構と制御」では、「2.1 電動パワーステアリングの機構」でEPSの機構と種類についてまとめ、「2.2 電動パワーステアリングの制御」でEPSの特性、現状のEPS制御およびEPS制御の理論的検討の歴史について示した。

3章の「供試装置とモデリング」では、「3.1 供試装置のモデリング」で供試装置の性能を示し、EPSの物理式より状態空間モデルを導出し、「3.2 システム同定」で導出した状態空間モデルの構成となるように状態空間モデルでのシステム同定、局所解問題回避のため伝達関数モデルでのシステム同定および物理パラメータ同定の3つの予測誤差法を用いた方法でシステム同定を行い、EPSの状態空間モデルを得た。

4章の「位相および粘性補償の理論化」では、「4.1 一般的な線形2次レギュレータでの検討」で線形二次レギュレータの問題を解析し、「4.2 出力に重みを与えた線形2次レギュレータでの検討」で操舵角およびモータ角の変動のみをレギュレーションすることで4.1の問題を回避した。「4.3 変換モデルに対する出力に重みを与えた線形2次レギュレータでの検討」では、4.2節で新たに発生した位相ずれの問題に対して、設計に使用する対象の数式モデルを変換し対策したが、モデル化誤差が大きく十分な効果を得られなかったため、「4.4 変換モデルに対する出力に重みを与えたスライディングモード制御での検討」で、モデル化誤差を補償できるロバストな制御器としてスライディングモード制御を適用し対策を行った。「4.5 従来研究との比較」では、従来研究との比較を行い従来研究の問題を回避して

いることを示した。

5章の「マーケットニーズを考慮した供試装置の変更と慣性補償の理論化」では、「5.1 軽自動車への移行」でマーケットのニーズを考慮し、供試装置を普通自動車から軽自動車へと変更を行い、EPS 制御の理論的設計が、変更した対象に対しても十分に適用可能であることを示した。「5.2 1 入力 2 出力スライディングモード制御による検討」では、4.5 節および 5.1 節で高速操舵時に発生していた問題に対して、慣性の増加が原因であると考え慣性力に該当するモータ角加速度を制御量として加えた 2 出力のスライディングモード制御を構築・設計し実機により性能評価を行い低速から高速および切り返し操舵において、市販車両と同等の操舵感での制御を可能とした。

6章の「より安全な電動パワーステアリングシステムの検討」では、衝突回避システムで必要となるドライバの操舵力のオブザーバによる推定を行っている。「6.1 一般的な同一次オブザーバによる推定」で同一次元オブザーバによるドライバの操舵力の推定を行ったが推定誤差が大きく実用に適さないことを示し、新たなドライバの操舵力の推定法として「6.2 未知入力オブザーバによる推定」で未知入力オブザーバを構築、設計し、性能評価を行い、十分に実用可能な推定精度を有することを示した。

7章では、本研究で得られた成果についてまとめる。

第2章

電動パワーステアリングの機構と制御

2. 電動パワーステアリングの機構と制御

2.1. 電動パワーステアリングの機構

2.1.1. 油圧パワーステアリングから電動パワーステアリングへ

操舵力をアシストすることでドライバの負担を軽減し、快適で安定した操舵特性を提供することを目的とした油圧パワーステアリング(HPS : Hydraulic Power Steering)は、1960年代に採用され始めた。しかし、図 2.1.1^[1]に示すようにオイルポンプがエンジンと連動しているため操舵していない場合でもポンピングロスが発生し、燃費悪化の原因となっていた。そのため、図 2.1.2^[2]に示す各国におけるCO₂排出規制の強化への対応が困難であった。この問題の対策として、モータ駆動力を用いて操舵力をアシストするシステムである電動パワーステアリング(EPS : Electric Power Steering)が開発され、1980年代後半から採用が開始された。EPSは図 2.1.3^[3]に示すように、モータ駆動力で操舵力をアシストするため、エンジンに余分な負荷をかけることなく操舵力のアシストが可能であり、条件や車両により異なるが3~5%程度の燃費改善効果があると言われている。また、ポンプやホース類が不要であるためHPSより搭載性にも優れている。また、生産台数では、2015年のJ-TEKTの発表によると^[4]、図 2.1.4に示すように2013年以降はEPS搭載車が生産台数の50%以上を占めており、自動車に必要不可欠な装置となっているといえる。

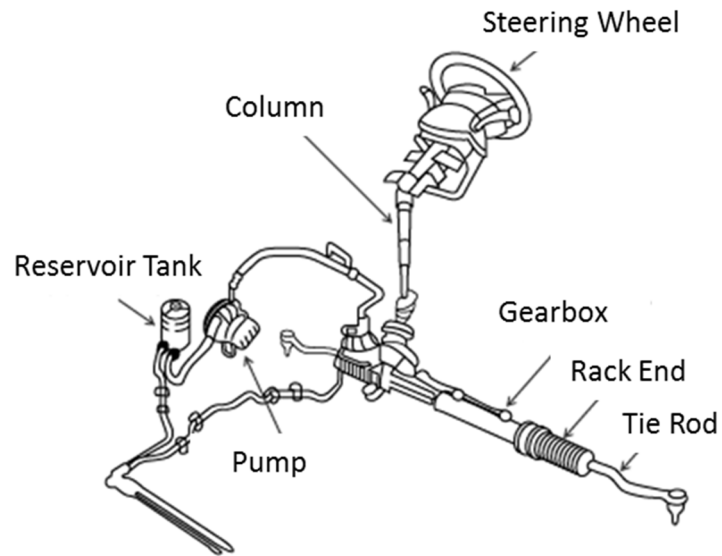


図 2.1.1 HPS の構造図 [1]

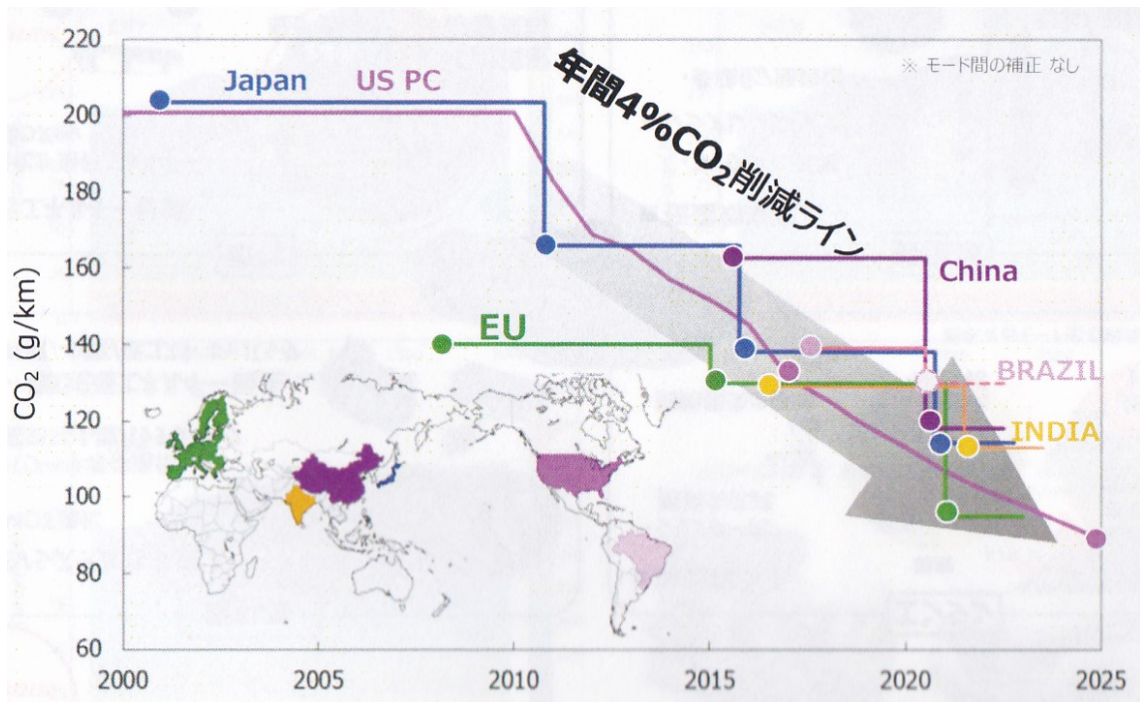


図 2.1.2 各国におけるCO₂排出規制の強化 [2]



図 2.1.3 EPS の構造図 [3]

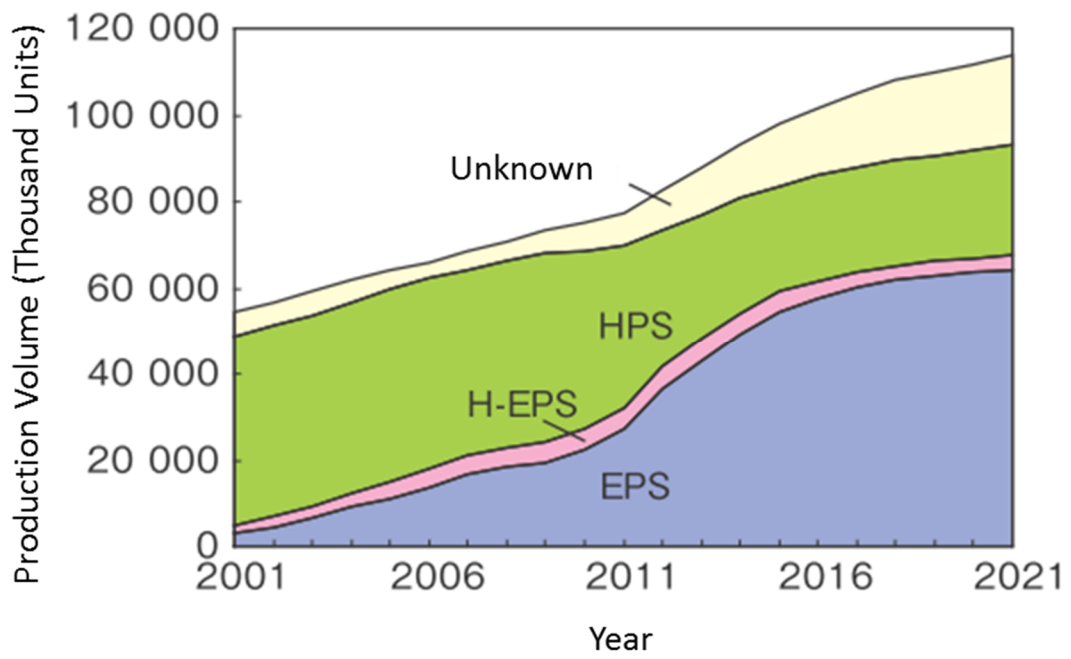


図 2.1.4 ステアリングタイプ別の自動車生産台数の実績と予想 [4]

2.1.2. 電動パワーステアリングの種類

EPS システムは、アシストモータの搭載位置により図 2.1.5 に示すようにコラム式、ピニオン式、ラック式の3種類に分類できる^[5]。図 2.1.5 の(a)のようにアシストモータがコラム部分に搭載されているコラム式 EPS と呼ばれる形式は、モータが車内に配置されているためエンジンルームのレイアウト性がよく最も安価なシステムである。しかし、アシストモータの取り付け剛性を大きくとれないためアシスト力に限界がある。

図 2.1.5 の(b)のようにアシストモータがエンジンルーム内のピニオンに搭載されているピニオン式 EPS と呼ばれる形式は、コラム式 EPS よりもエンジンルームのレイアウト性は悪化するが、アシストモータの取り付け剛性を高くできるため、アシスト力を大きくすることが可能である。

図 2.1.5 の(c)のようにモータがラック部分に配置されているラック式 EPS と呼ばれる形式は、モータとラックが同軸上にあり、ボールナットで回転力を軸方向の力に変換するタイプや、モータをラック軸と平行に配置するタイプが存在する。ラック式 EPS は、モータの支持剛性を高くでき、ボールナットの減速ギアを適用することで摩擦力を小さくできる。しかし、減速ギアの構造やモータなどが複雑になるためコストも高くなるという短所もある。これら3種類の EPS はそれぞれ上記のような長所や短所を持ち合わせており、車両重量や車種により最適なシステムを選択する必要がある。本論文では、図 2.1.6 に示す J-TEKT が 2015 年に発表した論文^[4]において EPS のタイプ別生産台数割合が最も多いコラム式 EPS を用いて検討を行う。C-EPS：コラム式 EPS、P-EPS：ピニオン式 EPS、DP-EPS：ダイレクピニオン式 EPS、RP-EPS：ラックパラレル式 EPS、RD-EPS：ラックデュアル式 EPS、H-EPS：電動ポンプ式油圧パワーステアリング EPS である。

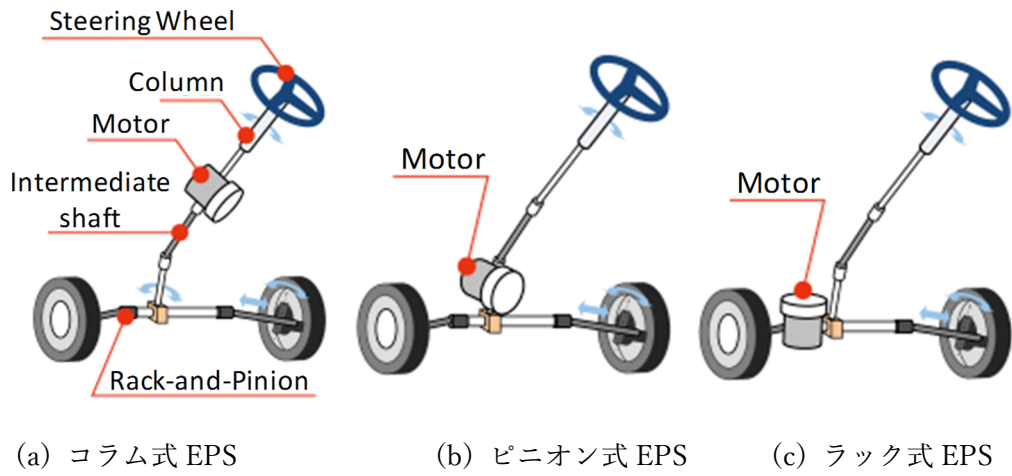


図 2.1.5 EPS の種類 [5]

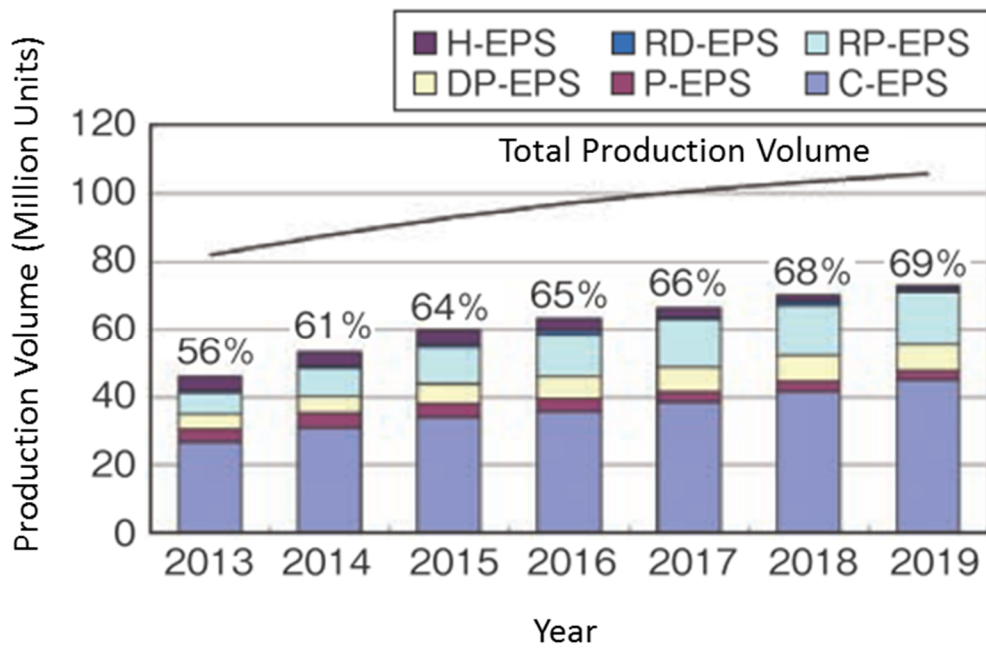


図 2.1.6 EPS のタイプ別生産台数割合の実績と予想 [4]

2.2. 電動パワーステアリングの制御

2.2.1. 電動パワーステアリングの特性

EPS システムの模式図を図 2.2.1 に示す。 θ_* , I_* , K_* , N_* , C_* および T_* はそれぞれ角度, 慣性, バネ係数, ギア比, 減衰係数を示し, 添字の h , m , T はステアリング, モータおよびタイヤ系であることを示している。アシストモータとタイヤはギアを介して一体化されているため剛体であると考えれば EPS はステアリングとタイヤの 2 慣性系であることがわかる。この 2 慣性であるという事が EPS の制御を難しくしている要因の 1 つである。また, EPS システムはタイヤを含んだ系であるため路面状況, タイヤの空気圧や走行速度等の変化の影響を受けやすく特性が大きく変化する非線形性も有している。更には, 入力为非定常なドライバの操舵力である。これらの特徴も EPS の制御を困難にしている要因の一つである。以上のことから, EPS は非線形時変な 2 慣性の振動系であり制御が難しい対象であるといえる。

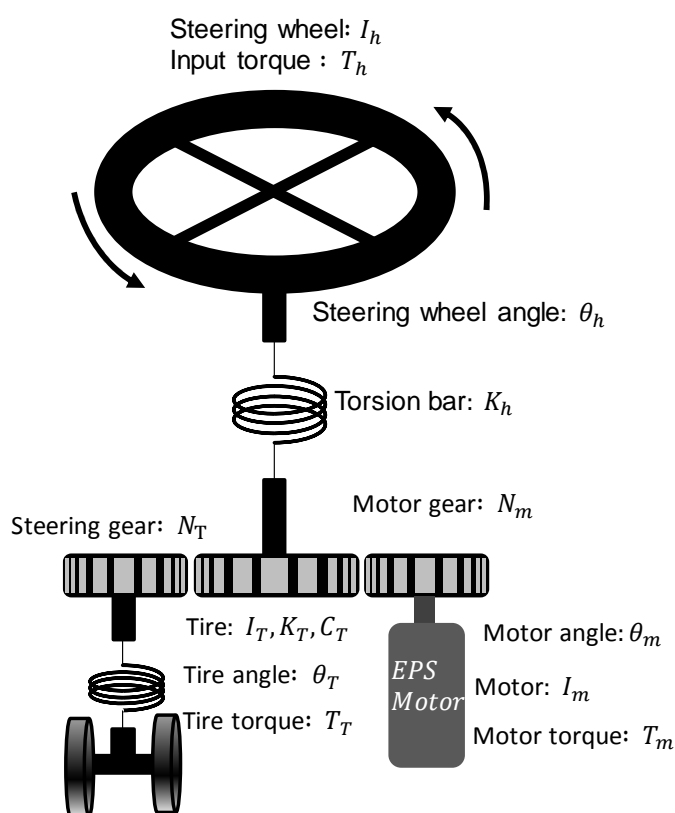


図 2.2.1 EPS の模式図

2.2.2. 現状の電動パワーステアリングの制御

現状の EPS 制御のブロック図を図 2.2.2 に示す。EPS 制御は大きく分類すると 2 つで構成されている。1 つは EPS 本来の目的であるモータアシスト力演算部, もう 1 つは 2 慣性系に起因する振動を抑制するための振動抑制部である [6]。

モータアシスト力演算部は, 車速とトルクセンサ値に応じたテーブルを用いてアシストモータの目標電流を演算している。この演算に使用されるテーブルが各車速での EPS システムの基本的なアシスト特性となる。このテーブルは, 摩擦の影響が大きくハンドル操舵に多くの力が必要である据え切り操舵時には, アシストモータの目標電流を大きくし, 逆に高速操舵時には, 車両のふらつきを抑制するため小さくするなどの工夫がなされている。

2 慣性系に起因する振動を抑制するための振動抑制部は, 粘性補償制御, 減衰補償制御, 位相補償制御, 慣性補償制御, 戻し制御等で構成されている。粘性補償では, アシストモータ角速度に応じてアシストモータの目標電流を補正し, 2 慣性系に起因する変動を抑制している。慣性補償では, アシストモータ角速度の変動に応じて目標電流を補正し, 高速操舵時において, ドライバの意に反した過操舵が発生しないように調整等を行っている。戻し制御では, 低車速時にハンドルの回転を補助し, セルフアライニングトルク [7], [8] によるハンドルの戻りの改善や慣性補償の補助としてハンドル切り返し時の慣性感の低減を行っている。これらの補償制御に用いているテーブルは車速や操舵速度等の変化に起因する非線形性に対応するために, 3 次元以上である。これらのテーブルは様々な条件ごとに試行錯誤でゲインを決定しなければならないため適合には多くの時間が必要となる。

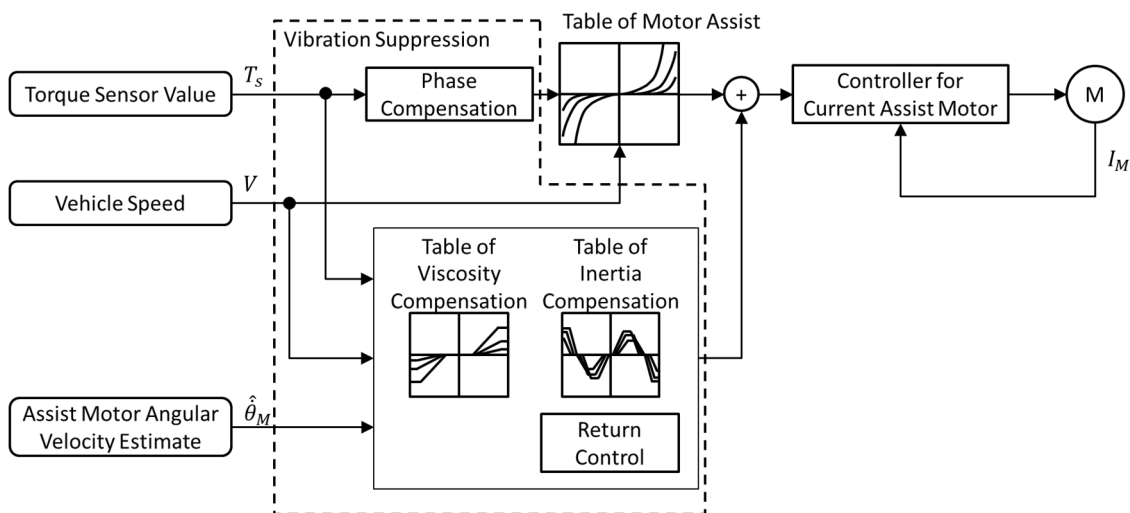


図 2.2.2 現状の EPS 制御ブロック図

2.2.3. 電動パワーステアリングの振動抑制に関する理論的研究

2.2.2 項で述べたように、現状の EPS 制御は 2 慣性系に起因する振動抑制のための多くの補償制御とテーブルで構成されており、適合に多くの時間が必要となっている。この問題を対策するために行われてきた振動抑制に関する理論的検討を振り返る。

まず、振動抑制に関する論文の筆頭著者および主要技術を示した歴史図を図 2.2.3 に示す。振動抑制のための理論的検討は 2000 年ごろに集中的に行われたが、その後は、路面外乱等に対するドライバの負荷低減を図るためのモータアシスト力演算の理論的検討に移行し、更に、近年では自動運転と Active Safety のための理論的検討に移行している。このように、振動抑制に関する検討期間は短く、現状でも当時に開発された補償制御とテーブルを利用した手法が用いられている。

本論文の狙いは、2 慣性系に起因する振動抑制制御の理論化であり、関係する研究についていかにまとめる。Zaremba ら^[11]は、図 2.2.4 の破線で示すような、操舵力(T_d)から評価出力(e_1)で制御性能の相補感度関数を評価し、外乱($F_{\delta\epsilon}$)、センサーノイズ(V_{te})から評価出力(e_1)でロバスト安定性の感度関数を評価する一般化プラントを構成し、前者は重み W_1 、後者は重み(W_δ)、(W_n)で調整を図り、 H_∞ コントローラを設計している。なお、外乱($F_{\delta\epsilon}$)

はプラント入力端で加法的誤差として、センサーノイズ(V_{te})は出力端で乗法的誤差として扱われている。実験による制御性能の評価結果は図 2.2.5 に示す通りである。図の左上は操舵角の時間応答、右上はトルクセンサ値の時間応答、左下は縦軸モータアシスト量、横軸トルクセンサ値、右下はモータアシスト量の時間応答を示している。図中 A 部に示すように操舵開始から切り返しまでは、振動等はなく良好な結果が得られていることがわかる。しかし、図中 B 部では切り返し操舵時にトルクセンサ値が振動しており、ドライバに不快な操舵感を与えていると考えられる。

Kurishige ら^[12]は、オブザーバを用いて推定したモータ角速度(ω)を粘性補償の入力とすることでテーブルを必要としない粘性補償の検討を行っている。システムの全体図は図 2.2.6 に、実験による制御性能の評価結果は図 2.2.7 に示す通りである。立ち上がりである 1 ~1.5 s では、良好な結果が得られているが、図中の C 部に示す通りトルクセンサ値に約 0.5 Hz の大きな振動が見られ、ドライバに不快な操舵感を与えていると考えられる。更に、テーブルを必要としないのは減衰補償のみであり、位相補償のテーブルが残存しているという問題は残る。

Kohno ら^[13]は、図 2.2.8 で示すような、操舵角速度(ω_1)、モータ角速度(ω_2)~評価出力(z_1)で相補感度関数を評価し、操舵角速度(ω_1)、モータトルク(T_m)~評価出力(z_2)で感度関数を評価する一般化プラントを構成し、前者は重み W_1 、後者は重み W_2 で調整を図り、 H_∞ コントローラを設計している。なお、誤差は出力端で乗法的誤差として扱われている。実験による制御性能の評価結果は図 2.2.9 に示す通りである。図中の D 部に示す通り H_∞ 制御なしの場合と比較すると、トルクセンサ値のアンダーシュート量の低減はしているが、依然として残っており、ドライバは引き戻されるような不快な操舵感を感じていると考えられる。

波多野ら^[14]は、状態量を操舵角(θ_i)、操舵角速度($\dot{\theta}_i$)、コラム軸角(θ_o)、コラム軸角速度

$(\dot{\theta}_o)$ としたモデルを用いてスライディングモード制御を構築し、数値シミュレーションを行っている。その結果を図 2.2.10 に示す。図の上段から、コラム軸角、制御入力、切り替え関数を表している。良好な結果を得ているが、実験での検討はなされていない。

以上のことから、EPS 制御の理論化に向けての検討は不十分であり、そのため試行錯誤による設計がいまなお EPS 制御に用いられている要因となっている。よって、本論文の狙いは、2 慣性系に起因する振動抑制制御の理論化に向けた検討を行い、実験によりその有効性を示すことである。

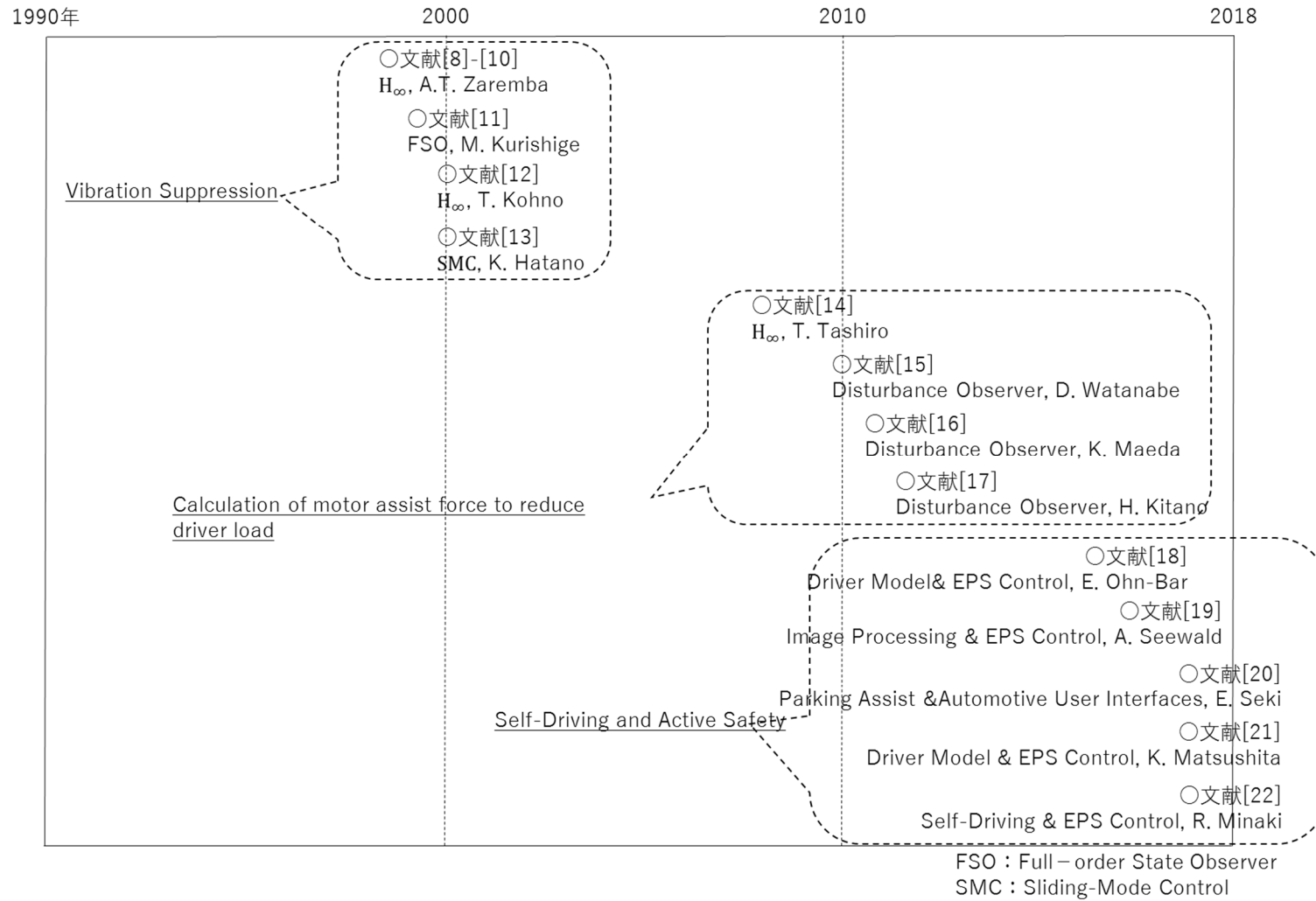


図 2.2.3 EPS 制御の理論的検討の歴史

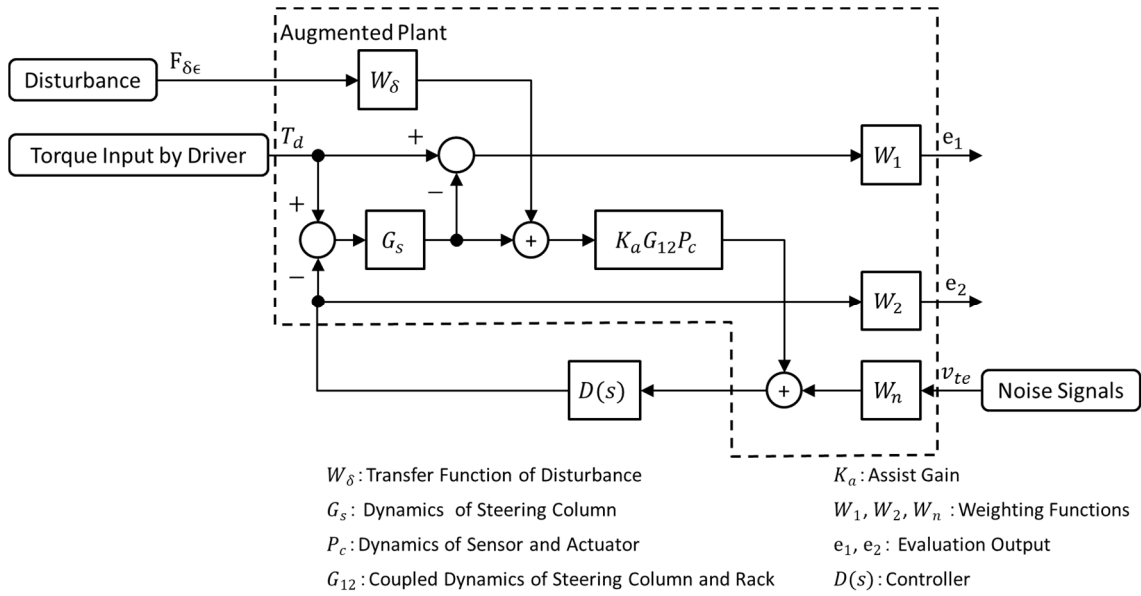


図 2.2.4 コントローラ設計のための一般化プラント [11]

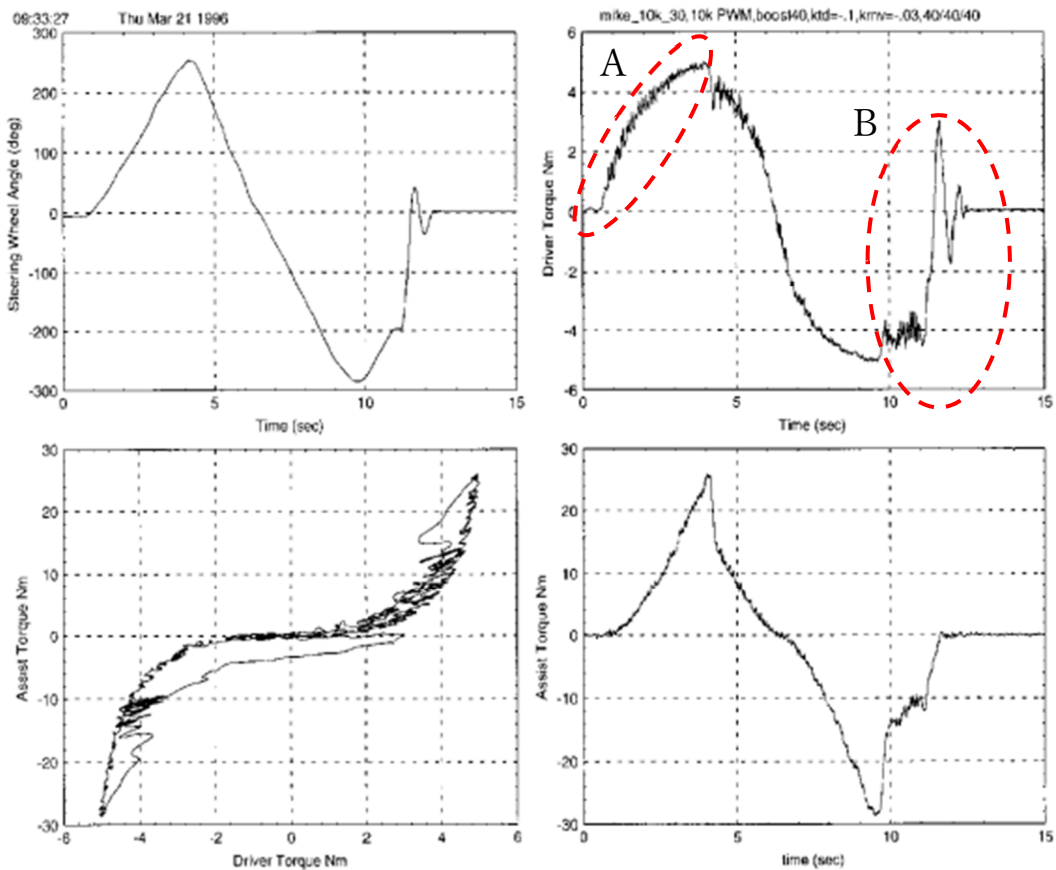


図 2.2.5 実験結果 [11]

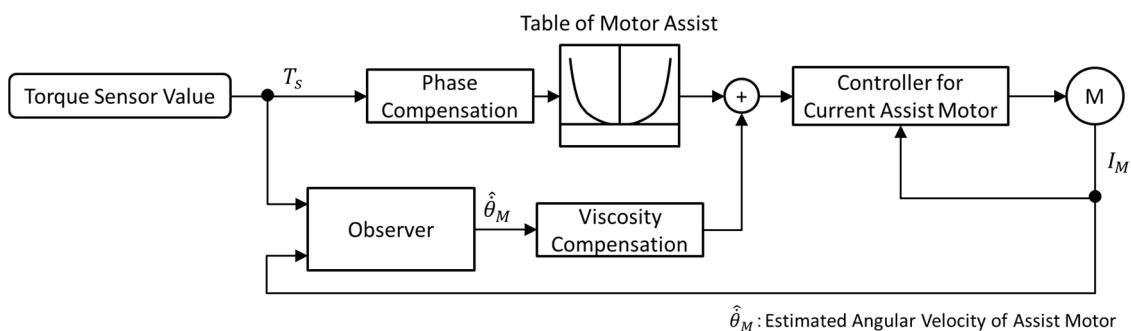


図 2.2.6 実験システム [12]

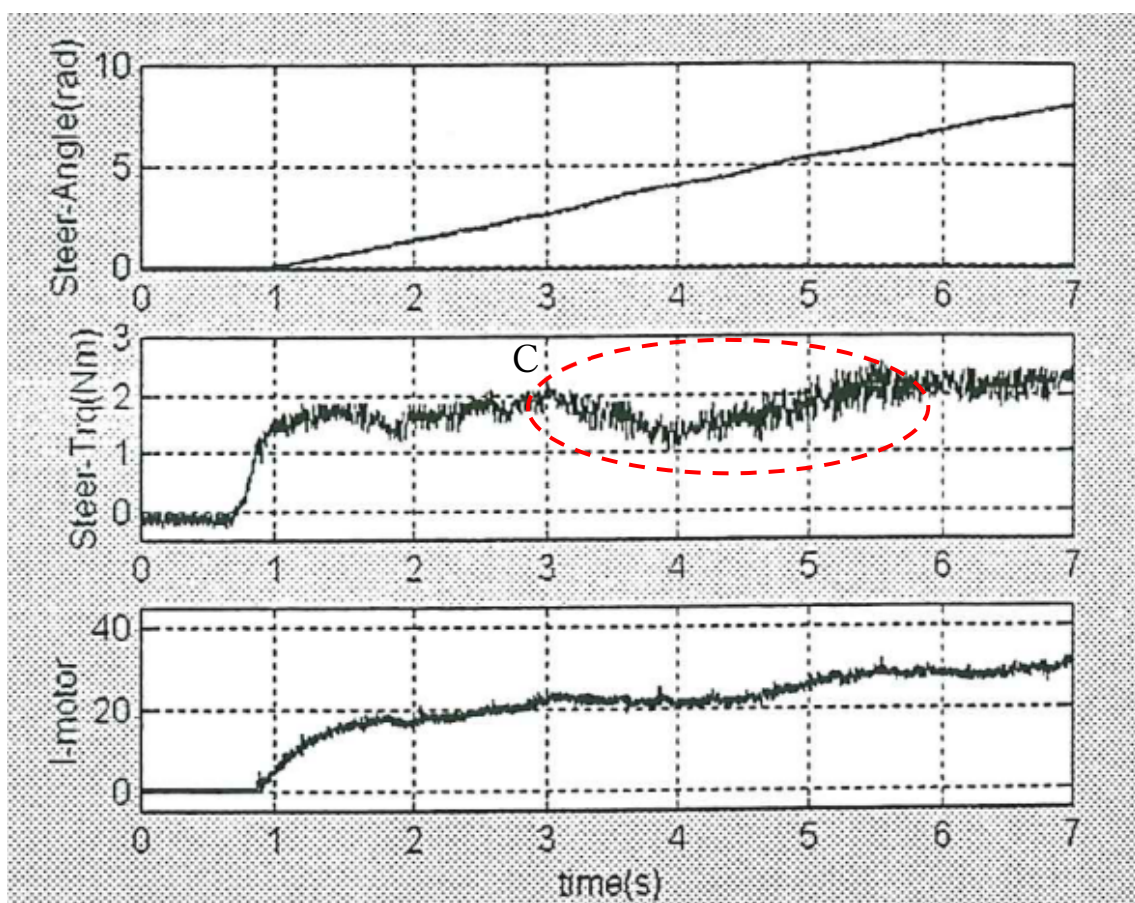


図 2.2.7 実験結果 [12]

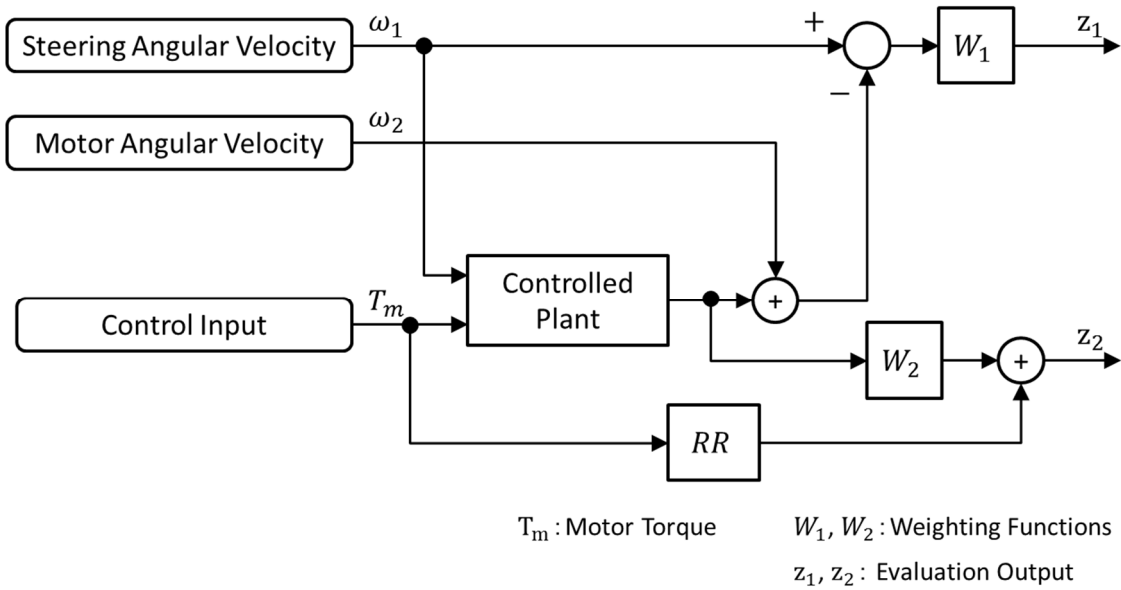


図 2.2.8 コントローラ設計のための一般化プラント [13]

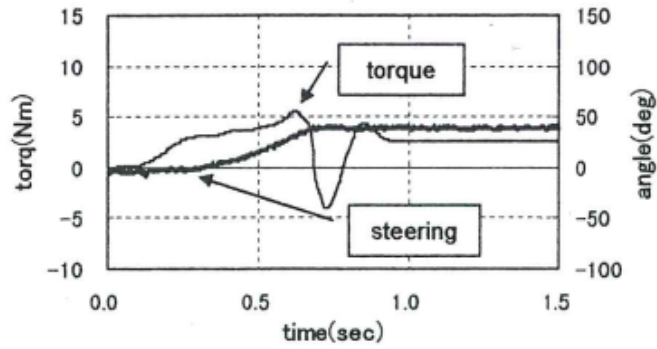


Figure16: Stepwise response
(without H_∞ nominal values)

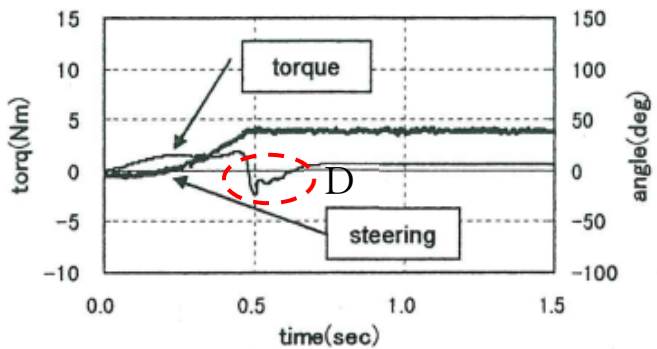


Figure17: Stepwise response
(with H_∞ nominal values)

図 2.2.9 実験結果 [13]

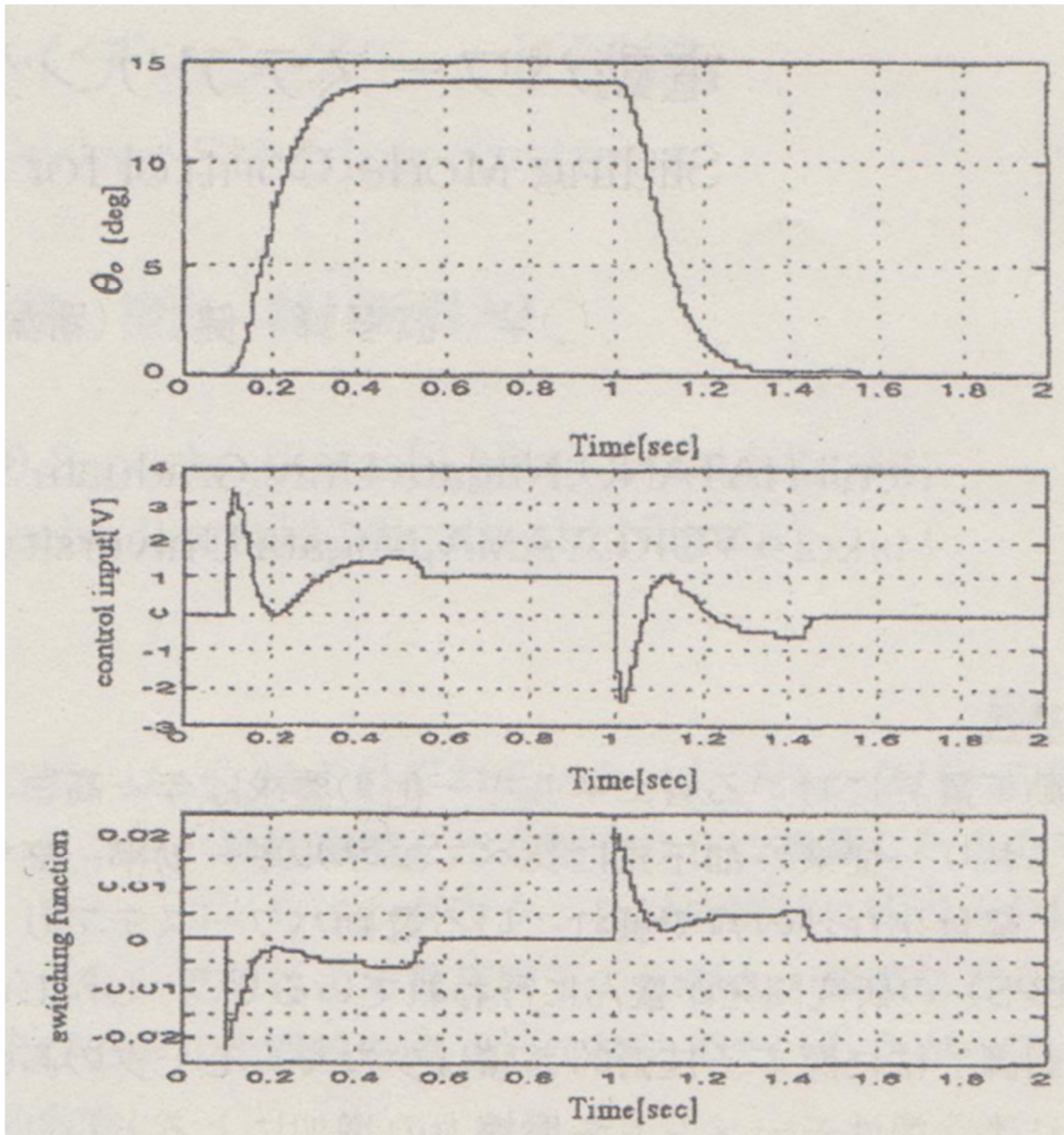


図 2.2.10 実験結果^[14]

参考文献

- [1] 山本照久, “ハンドルが楽々切れるって、実はすごいこと (1/3) - MONOist (モノイスト),” MONOist, [オンライン]. Available: <http://monoist.atmarkit.co.jp/mn/articles/1012/24/news122.html>. [アクセス日: 16 2018].
- [2] Honda, *Honda Engine Technology for Motorizing Age, The Powertrain World of Passenger Vehicle in 2030*, 2017.
- [3] Auto Prove, “TRW 最新世代の電動パワーステアリングを各国の自動車メーカー向けに供給 | 情報が知識にかわる自動車サイト - Auto Prove (オートプルーフ),” Auto Prove, [オンライン]. Available: https://autoprove.net/supplier_news/trw/153369/. [アクセス日: 16 2018].
- [4] 松岡浩史, “ステアリングシステムの発展と今後の展望,” JTEKT ENGINEERING JOURNAL, No. 1013, 2015.
- [5] 東洋経済企画広告制作チーム, “軸受メーカーのステアリングがなぜ世界で | 日本精工 | 東洋経済オンライン | 経済ニュースの新基準,” 東洋経済, [オンライン]. Available: <https://toyokeizai.net/articles/-/142635>. [アクセス日: 16 2018].
- [6] 大川進, 本田昭, トヨタテクニカルディベロップメント, デンソー技研センター, よくわかる図解とシミュレーションで学ぶ自動車のモーションコントロール技術入門, 山海堂, 2006.
- [7] 築地原政文, “mr200238.pdf,” [オンライン]. Available: <https://www.jsae.or.jp/~dat1/mr/motor15/mr200238.pdf>. [アクセス日: 16 2018].

- [8] 安部正人, 自動車の運動と制御 第2版 車両運動力学の理論形成と応用, 東京電機大学出版局, 2012.
- [9] A. Zaremba, R.I. Davis, “Dynamic analysis and stability of a power assist steering system,” Proc. of IEEE ACC'95, Vol. 6, pp. 4253-4257, 1995.
- [10] A.T. Zaremba, M.K. Liubakka, R.M. Stuntz, “Vibration Control based on Dynamic Compensation in an Electric Power Steering System,” 1997 1st International Conference, Control of Oscillations and Chaos Proceedings, Vol. 3, pp. 453-456, 1997.
- [11] A.T. Zaremba, M.K. Liubakka, R.M. Stuntz, “Control and Steering Feel Issues in the Design of an Electric Power Steering,” Proc. of IEEE ACC'98, Vol. 1, pp. 36-40, 1998.
- [12] M. Kurishige, T. Kifuku, N. Inoue, S. Zeniya, S. Otagaki, “A Control Strategy to Reduce Steering Torque for Stationary Vehicles Equipped with EPS,” SAE Technical Paper 1999-01-0403, 1999.
- [13] T. Kohno, S. Takeuchi, M. Momiyama, H. Nimura, “Development of Electric Power Steering(PS) System with H_{infinity} Control,” SAE Technical Paper 2000-01-0813, 2000.
- [14] 波多野健二, 横山誠, “電動パワーステアリングのスライディングモード制御,” 北陸信越支部総会・講演会 講演論文集, 2000.37 巻, 2000.
- [15] 田代勉, 細江繁幸, “車両横運動特性を改善する駆動力及び電動パワーステアリング制御の設計手法,” 日本機械学会論文集 C 編, 73 巻, 728 号, pp. 1110-1118, 2007.
- [16] 渡部大治, 片岡資章, 藤井丈仁, 岩崎誠, “路面負荷に基づく新たな電動パワーステアリング制御,” デンソーテクニカルレビュー, Vol. 15, 2010.
- [17] 前田健太, 藤本博志, 堀洋一, “電気自動車の操舵安定性向上を目的としたヨーモーメ

- ントオブザーバの設計法に関する基礎検討,” 電気学会産業計測制御研究会資料, IIC-11 巻, 134-155 号, pp. 43-48, 2011.
- [18] 北野弘明, 西原修, 栗重正彦, 松永 隆徳, “オブザーバによる横風外乱推定および電動パワーステアリングによる補償制御,” 日本機械学会論文集 C 編, 78 巻, 795 号, pp. 3715-3729, 2012.
- [19] Eshed Ohn-Bar, Ashish Tawari, Sujitha Martin, Mohan M. Trivedi, “Predicting driver maneuvers by learning holistic features,” 2014 IEEE Intelligent Vehicles Symposium Proceedings, pp. 719-724, 2014.
- [20] A. Seewald, C. Haß, M. Keller, T. Bertram, “Emergency Steering Assist for Collision Avoidance,” ATZ worldwide, Vol. 117, Issue 1, pp. 14-19, 2015.
- [21] 関 恵美, 小野 龍一, 羽田 久一, “駐車支援のためのステアリング上舵角指示の検討,” ヒューマンインタフェース学会論文誌, 19 巻, 4 号, pp. 355-358, 2017.
- [22] 松下 寛治, 佐藤 周也, 大前 学, “前方視野の危険感に基づくドライバモデルの 自動運転制御への応用に関する研究,” 自動車技術会論文集, 48 巻, 3 号, pp. 763-769, 2017.
- [23] 皆木 亮, 澤田 英樹, 菅原 孝義, “自動運転と手動運転の切替時におけるフェードトルク制御の実験検証,” 電気学会論文誌D, 137 巻, 3 号, pp. 199-206, 2017.

第3章

供試装置とモデリング

3. 供試装置とモデリング

本研究開発に供した装置のスペックと外観を、表 3.1 および図 3.1 に示す。なお、実験に供したシステムブロック図は図 3.2 の通りである。EPS タイプは、現在生産されている EPS の半数以上を占めるコラム式 EPS を採用した^[1]。コラム式 EPS は、モータを車内に配置できるため、搭載が容易であり小型車や軽自動車に多く搭載されている。しかし、コラム式 EPS はピニオン式 EPS やラック式 EPS 等に比べモータ取り付け部の剛性が低いため振動が生じやすい。そのため、振動に強くより安定な制御が求められている。

表 3.1 供試装置のスペック

車両重量	おおよそ 1500 Kg
EPS タイプ	コラム式 EPS
最大アシストモータ電流	60 A
制御システム	前供試装置と同様
コントローラ	A&D AD5435
入力	アナログ：モータ電流, トルクセンサ CAN 通信：操舵角
出力	モータ駆動用 PWM(キャリア 20 kHz)
制御周期	9 ms
CAN 通信更新周期	10 ms
電流制御系の帯域	320 Hz



図 3.1 供試装置の外観

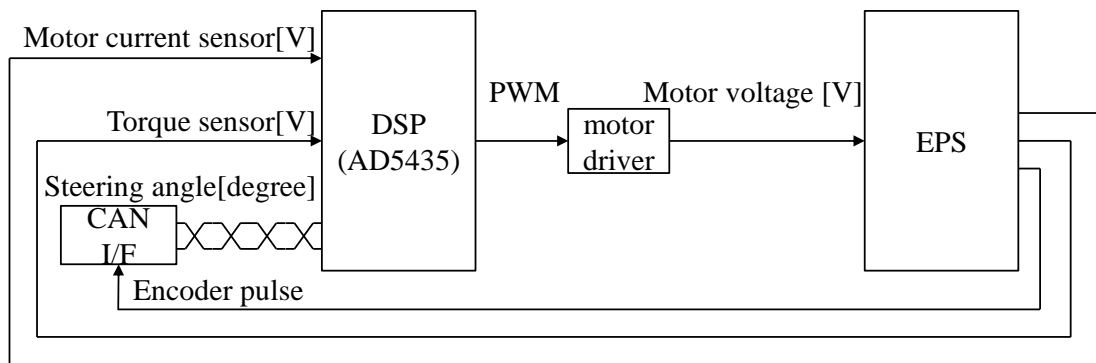


図 3.2 実験システムブロック図

3.1. 供試装置のモデリング

3.1.1. モデル構造の導出

図 3.1.1 は研究に用いた EPS のモデル図である。トルクセンサでステアリングホイールからの入力によるトーションバーの捻りを操舵トルクとして計測している。コントローラ

に入力される信号は、ステアリングホイールの角度、トルクセンサ信号とモータ電流であり、出力はモータ制御用の PWM 信号である。

図 3.1.1 は、ハンドル、モータ、タイヤ系の慣性、トーションバーとタイヤで構成されている。モータは減速ギアを介してコラム軸に力を伝達し、コラム軸の回転はステアリングギア等を介してキングピン軸の回転に伝達される [2] - [4]。図 3.1.1 のモデルを運動方程式で表現すると次式となる。

$$I_h \ddot{\theta}_h + K_h(\theta_h - N_T \theta_T) = T_h \quad (3.1.1)$$

$$I_m \ddot{\theta}_m + \frac{K_h(N_T \theta_T - \theta_h)}{N_m} + \frac{T_T}{N_m N_T} = T_m \quad (3.1.2)$$

$$I_T \ddot{\theta}_T + C_T \dot{\theta}_T + K_T \theta_T = T_T \quad (3.1.3)$$

(3.1.1)式から(3.1.3)式は、コラム、モータとキングピン軸周りの回転でそれぞれギア比が異なるため、いずれかの基準軸に変換する必要がある。本研究では、キングピン軸回りを基準軸した変換を行った。 θ_H 、 θ_M はキングピン軸回りに等価変換したステアリングホイールおよびモータの角度、 T_H 、 T_M はそれぞれ同様に変換したトルクである。なお、添字の小文字はコラムやモータ軸などの各軸とし、大文字はキングピン軸回りとして区別している。

各部の回転角、トルクは以下のように変換できる。

$$\theta_H = \frac{\theta_h}{N_T} \quad (3.1.4)$$

$$\theta_M = \frac{\theta_m}{N_T N_m} = \theta_T \quad (3.1.5)$$

$$T_H = N_T T_h \quad (3.1.6)$$

$$T_M = N_T N_m T_m \quad (3.1.7)$$

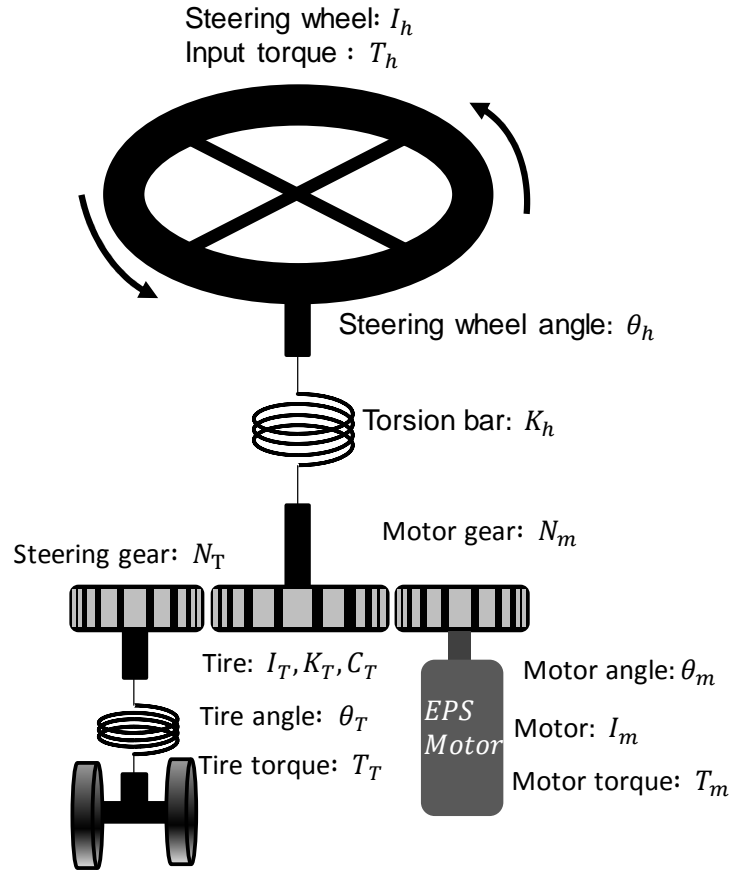


図 3.1.1 EPS モデル図

次に、慣性およびバネ係数も同様に次式のように変換できる。

$$I_M = (N_T N_m)^2 I_m + I_T \quad (3.1.8)$$

$$I_H = N_T^2 I_h \quad (3.1.9)$$

$$K_H = N_T^2 K_h \quad (3.1.10)$$

以上を整理すると次の2自由度の運動方程式で表現することができる。

$$I_H \ddot{\theta}_H + K_H (\theta_H - \theta_M) = T_H \quad (3.1.11)$$

$$I_M \ddot{\theta}_M + C_T \dot{\theta}_M + K_T \theta_M + K_H (\theta_M - \theta_H) = T_M \quad (3.1.12)$$

これを状態方程式で表現すると

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot u \quad (3.1.13)$$

$$y = C \cdot X \quad (3.1.14)$$

ただし、各係数行列は以下の通りである。

$$X = [\theta_H \quad \dot{\theta}_H \quad \theta_M \quad \dot{\theta}_M]^T,$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_H}{I_H} & 0 & \frac{K_H}{I_H} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_H}{I_M} & 0 & -\frac{K_H + K_T}{I_M} & -\frac{C_T}{I_M} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{I_M} \end{bmatrix}^T,$$

$$C = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0],$$

$$u = T_M$$

3.2. システム同定

3.2.1. 予測誤差法による状態空間モデルのシステム同定

3.1節で導出した状態方程式の構造になるように予測誤差法によるシステム同定法により係数行列の同定を行った。システム同定には、MATLAB/Simulink [5], [6] の System Identification Toolbox に含まれている pem 関数を用いた。入力をモータの電流制御器への指示信号、出力をステアリングホイールの角度とする入出力データを図 3.2.1 に示す。なお入力は、初期値を 0 A で統一したステップ信号とし、最終値は 20A, 30A および 40A とした。

図 3.2.1 に示した入出力データを用いてシステム同定を行い、実出力とモデル出力の時間応答比較を行った結果を図 3.2.2 から図 3.2.4 に示す。また、同定した係数行列および実出力とモデル出力の一致率の結果の一覧を表 3.2.1 に示す。全ての条件で 8 割以上の一致率を示しており、十分に一致しているといえる。次にシステム同定結果のボード線図を重ね書

きした図を図 3.2.5 に示す。目標電流 20 A の結果だけ他の 2 つと大きく異なった特性を示している。この原因は、表 3.2.1 の各指示電流の係数行列の値に着目してみると、目標電流 20 A の時だけ大きく異なった値が存在しており局所解の問題に起因していることがわかる。

表 3.2.1 システム同定結果一覧

指示電流 (A)	A	B	一致率(%)
20	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -7.379e^4 & 0 & 1.288e^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1.262e^6 & 0 & -2.246e^7 & -7.786e^5 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 9.885e^5]^T$	95.67
30	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -7.232e^{-2} & 0 & 1210 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1.588 & 0 & -26.12 & -183.0 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 138.1]^T$	83.48
40	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 5.246e^{-3} & 0 & 105.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1.504 & 0 & -20.42 & -140.0 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 130.0]^T$	82.60

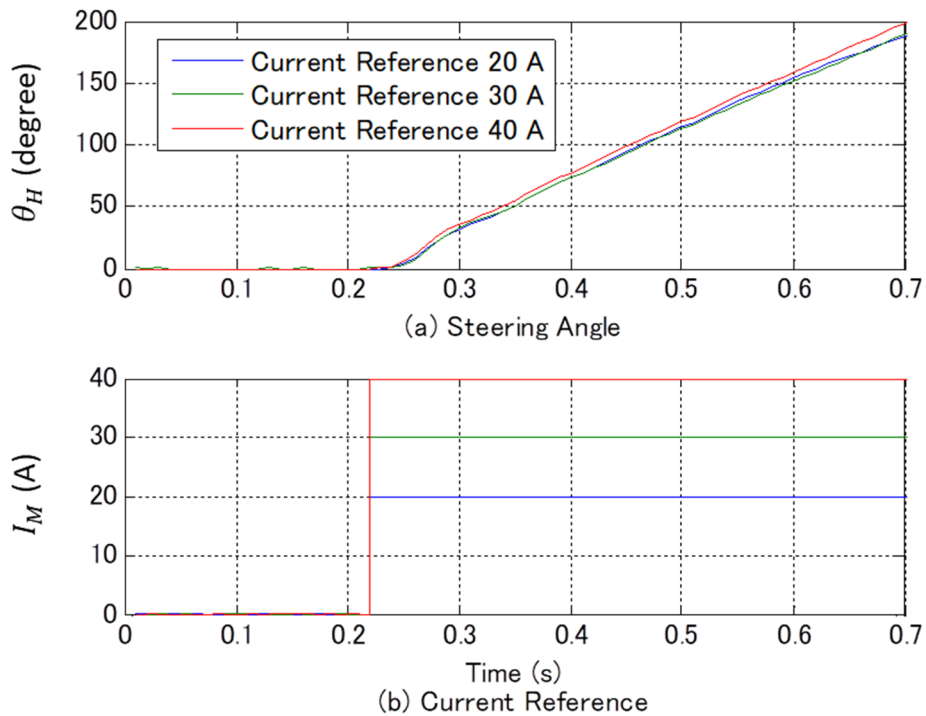


図 3.2.1 システム同定用入出力データ

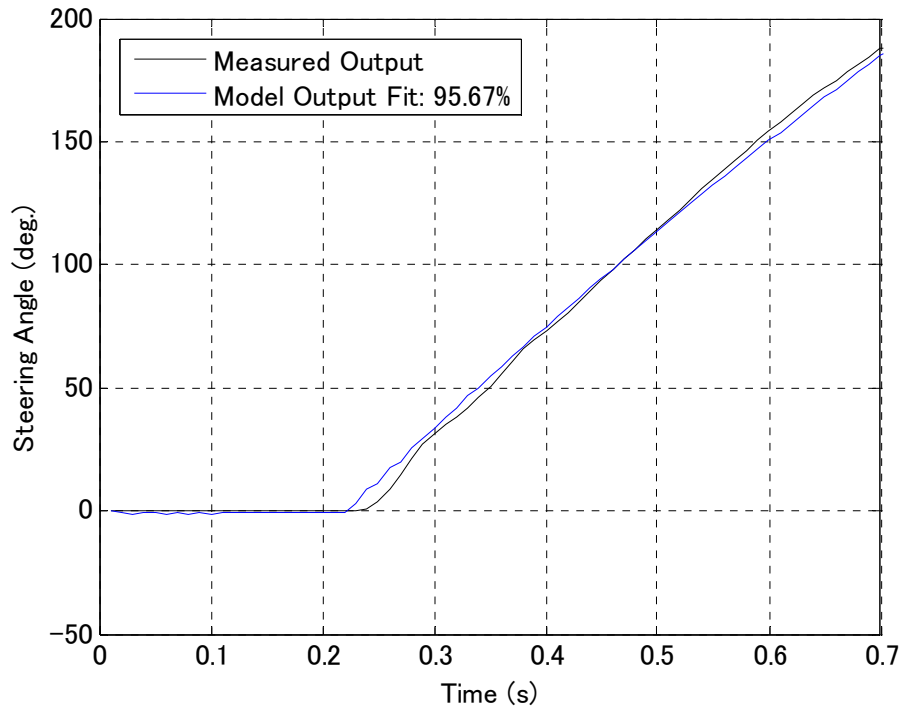


図 3.2.2 システム同定結果(指示電流 20 A)

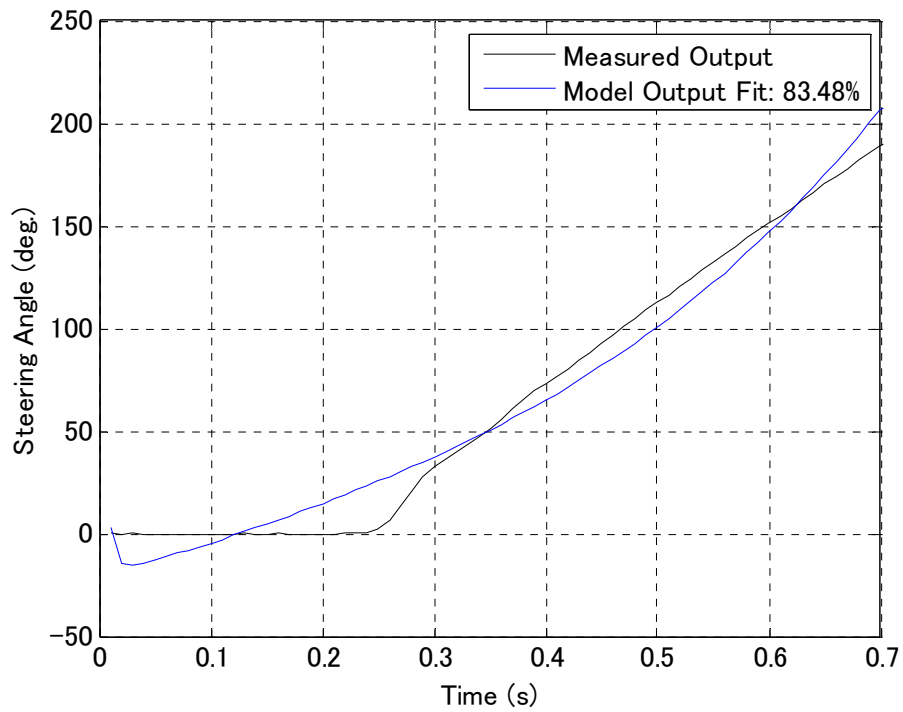


図 3.2.3 システム同定結果(指示電流 30 A)

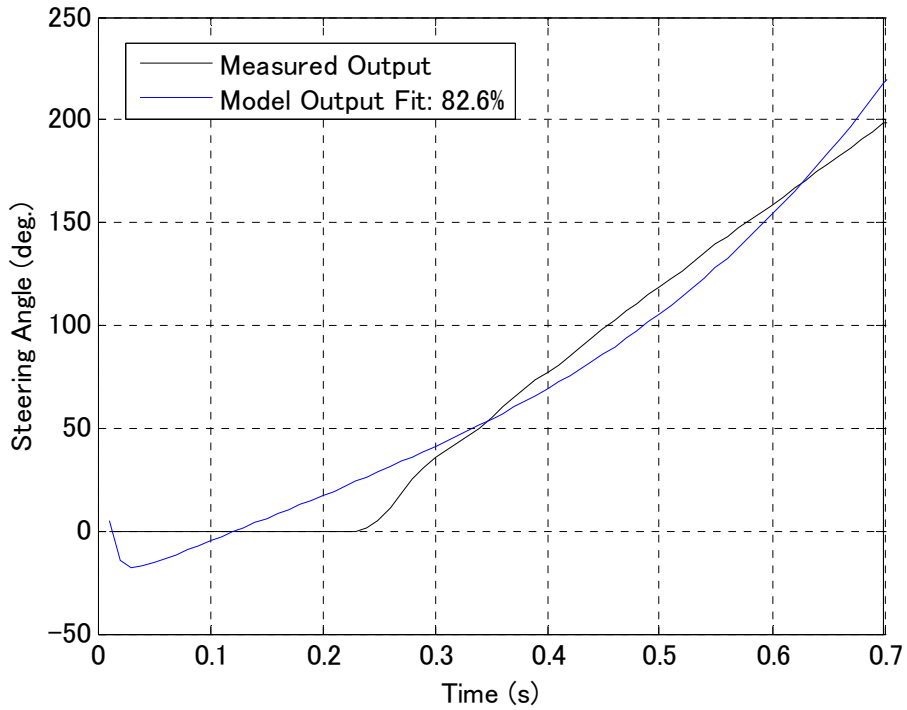


図 3.2.4 システム同定結果(指示電流 40 A)

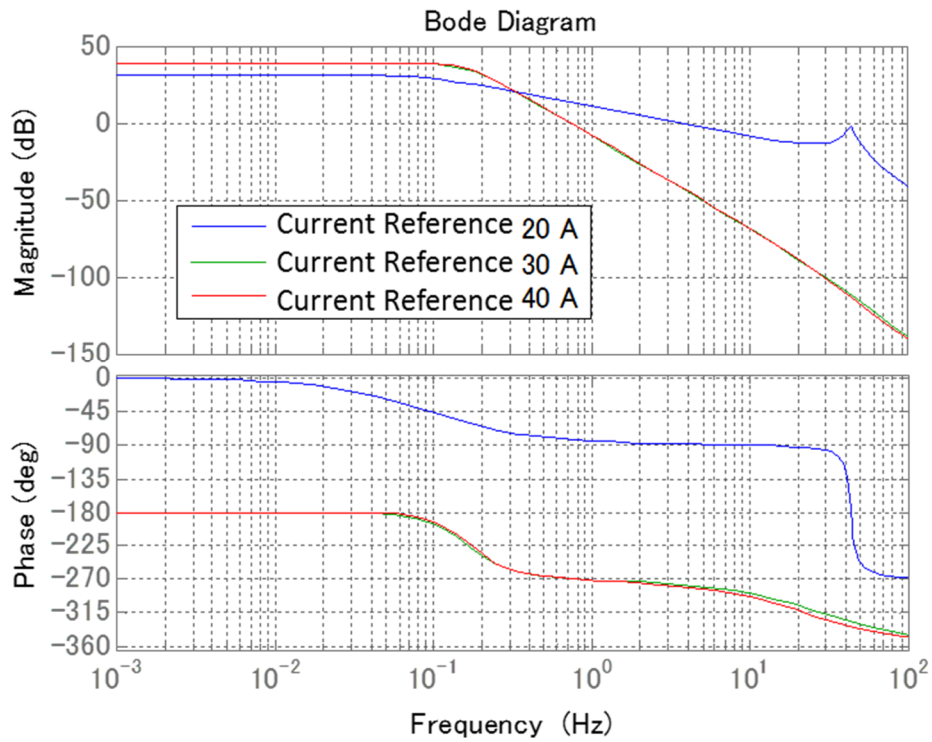


図 3.2.5 各モデルのボード線図

3.2.2. 予測誤差法による伝達関数モデルのシステム同定

予測誤差法を用いて、(3.1.13)式および(3.1.14)式の状態空間モデルの同定を行った場合、初期値による局所解の問題があることは3.2.1項で述べた通りである。そこで、予測誤差法を用いて伝達関数を同定する場合は、モデル構造が決まっていると、局所解の問題は回避できるという特性を利用し、伝達関数でシステム同定を行い状態空間モデルへの変換を行う [7]。

まず、(3.1.13)式および(3.1.14)式の状態空間モデルを等価なブロック線図に置き換え伝達関数モデルに変換する。(3.1.13)式および(3.1.14)式をブロック線図に変換すると図 3.2.6 となる。この入出力の関係を伝達関数で表現すると次式となる。

$$\frac{-a_{21}b}{s^4 - a_{44}s^3 - (a_{21} + a_{43})s^2 + a_{21}a_{44}s + a_{21}(a_{43} + a_{41})} \quad (3.2.1)$$

ただし、 $a_{21} = \frac{K_H}{I_H}$, $a_{41} = \frac{K_H}{I_M}$, $a_{43} = -\frac{K_H + K_T}{I_M}$, $a_{44} = -\frac{C_T}{I_M}$, $b = \frac{1}{I_M}$ である。

次に、この伝達関数モデルの構造になるように図 3.2.1 に示したデータを用いて、MATLAB/Simulink [5] [6]の System Identification Toolbox に含まれている armax 関数を用いてシステム同定を行い、実出力とモデル出力の時間応答比較を行った結果を図 3.2.7 から図 3.2.9 に示す。この結果と(3.2.1)式で係数比較を行い、恒等的に等しくなるように a_{21} から a_{44} および b の値を導出し、状態空間モデルに再変換を行う。状態空間モデル再変換後の各値およびシステム同定結果のまとめは表 3.2.2 に示す通りである。全ての条件で9割以上の一致率を示しており、一致率も改善できている。なお、図 3.2.10 はシステム同定により導出したモデルのボード線図を重ね書きしたものである。指示電流が小さいモデルほどゲインが大きくなっているのは、システム同定に用いた出力データの変化が指示電流によらずほぼ一定であることに起因する。

表 3.2.2 システム同定結果一覧

指示電流 (A)	A	B	一致率(%)
20	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -4292 & 0 & 4292 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 2799 & 0 & -2863 & -77.17 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 1849]^T$	98.74
30	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -3716 & 0 & 3716 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 2770 & 0 & -2811 & -77.61 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 1179]^T$	98.72
40	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -4325 & 0 & 4325 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 4109 & 0 & -4164 & -135.9 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 1566]^T$	99.17

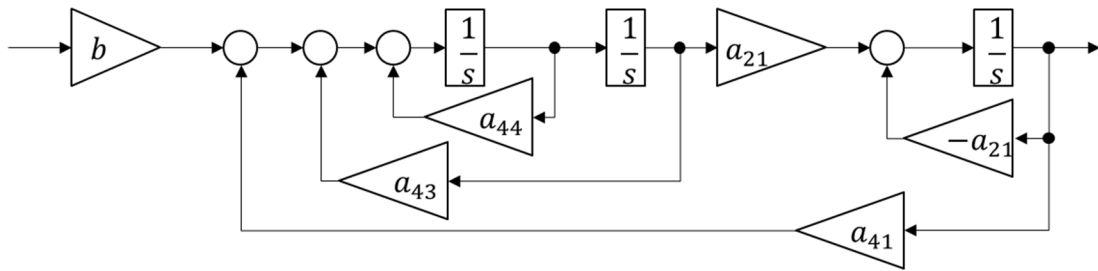


図 3.2.6 状態空間モデルの等価ブロック図

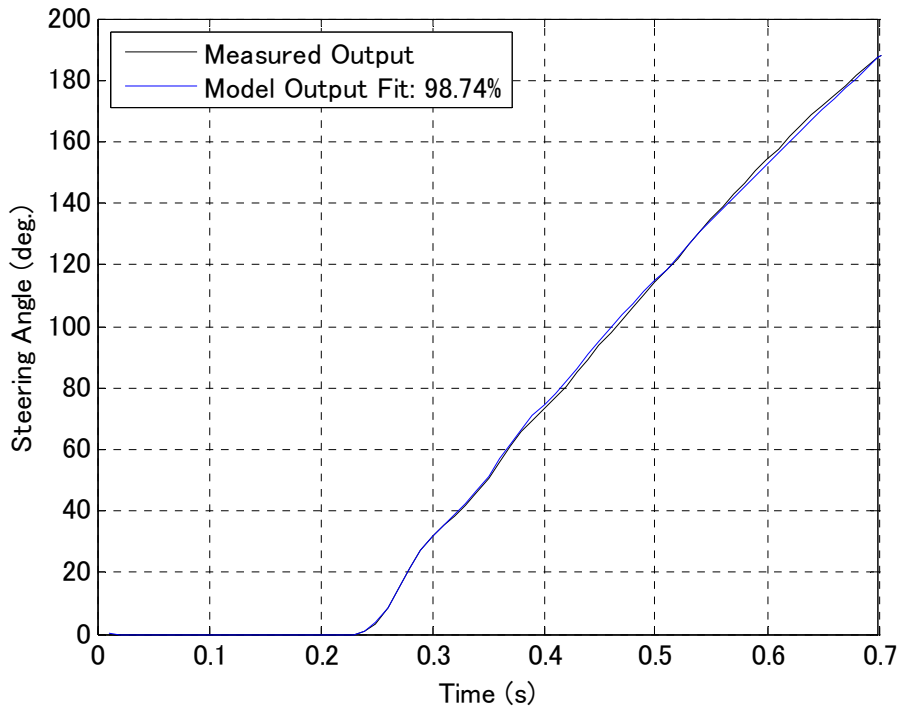


図 3.2.7 システム同定結果(指示電流 20 A)

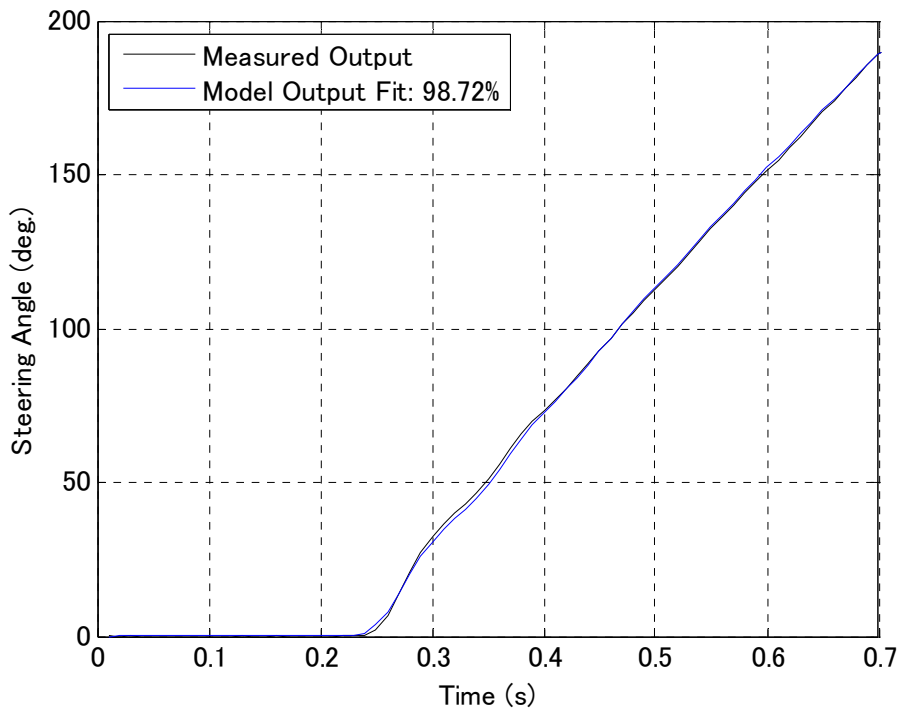


図 3.2.8 システム同定結果(指示電流 30 A)

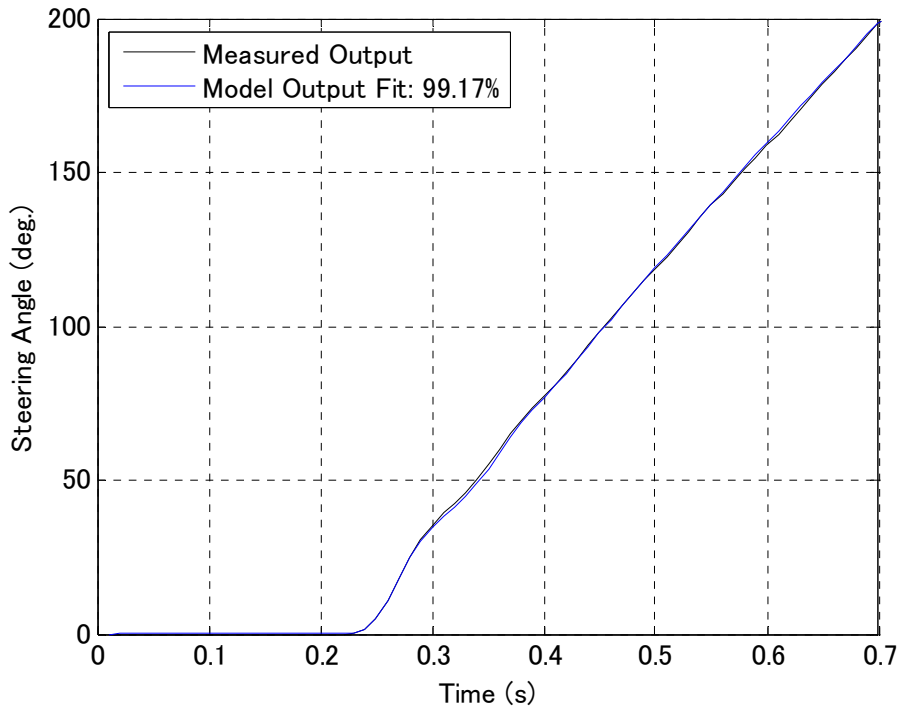


図 3.2.9 システム同定結果(指示電流 40 A)

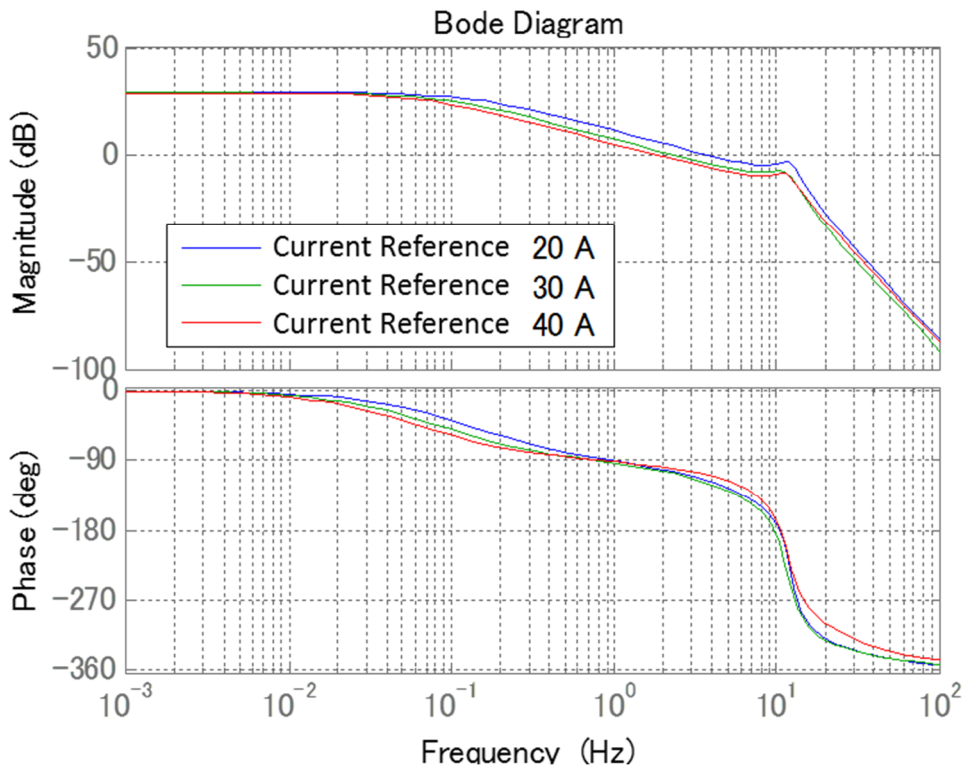


図 3.2.10 各モデルのボード線図

3.2.3. 予測誤差法による物理パラメータ推定

後述するモデルベースの制御では、モデル定数を物理変換している。そのため、単純に状態空間モデルの定数を同定するのではなく、バネ剛性やダンピング等の EPS の物理定数の推定が必要である。そこで、グレーボックスモデリングの一種であるシステム同定による物理パラメータ推定を行う^{[8] - [10]}。前項までと同様に予測誤差法を用いるため、MATLAB/Simulink の pem 関数を使用するが、各定数に物理的なつながりを明示し拘束している。また、局所解の問題を回避するために初期値には、3.2.2 項で得た $a_{21} \sim a_{44}$ および b を用いる。図 3.2.1 に示した入出力データを用いて、物理パラメータ推定を行った結果図 3.2.11 から図 3.2.13 に示す。また、導出した物理パラメータの一覧を表 3.2.3 に示す。

全ての条件で 9.9 割以上の一致率を示しており、一致率も改善できている。次にシステム同定により導出したモデルのボード線図を重ね書きしたグラフを図 3.2.14 に示す。各モデルでほぼ同様の特性を有しており EPS の特性を十分表現できていると考える。以降では、ボード線図において、ゲインが一番高い指示電流 20 A を上限モデル、2 番目に高い指示電流 30 A をノミナルモデル、一番低い指示電流 40 A を下限モデルと呼ぶこととする。

表 3.2.3 物理パラメータ一覧

指示電流 (A)	I_H	K_H	I_M	K_T	C_T	一致率(%)
20	$2.75e^{-4}$	1.18	$4.70e^{-4}$	0.03	0.04	99.11
30	$3.88e^{-4}$	1.65	$4.79e^{-4}$	0.03	0.07	99.16
40	$4.20e^{-4}$	1.96	$2.57e^{-4}$	0.04	0.09	99.42

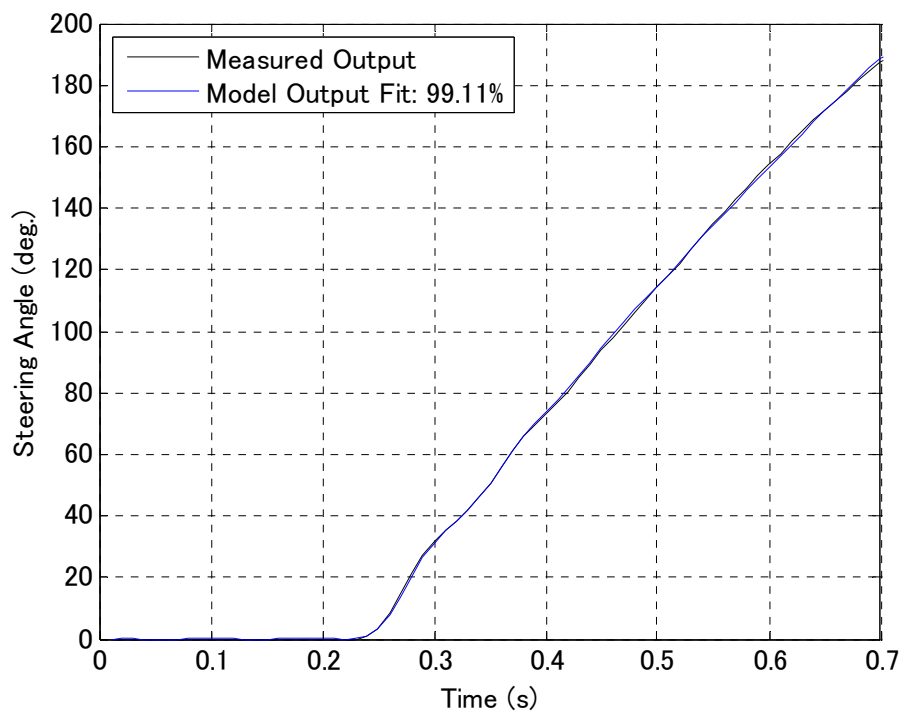


図 3.2.11 システム同定結果(指示電流 20 A)

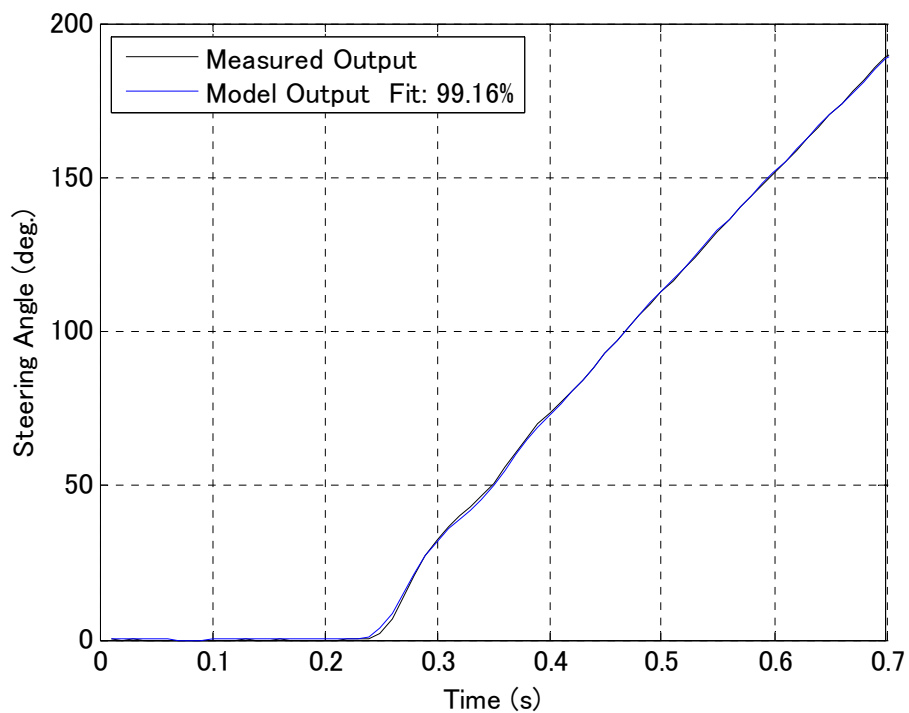


図 3.2.12 システム同定結果(指示電流 30 A)

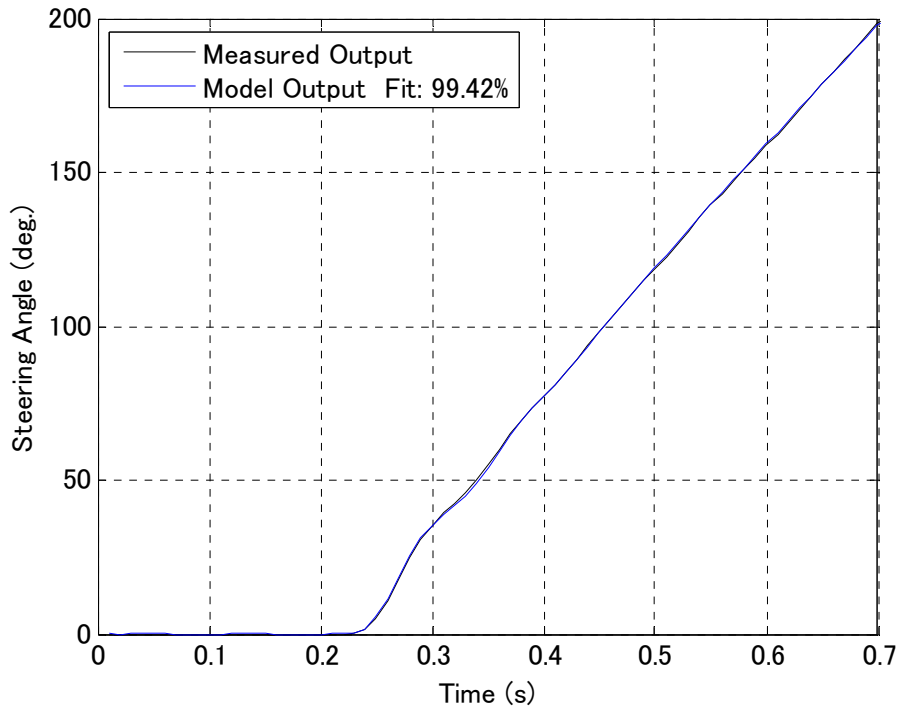


図 3.2.13 システム同定結果(指示電流 40 A)

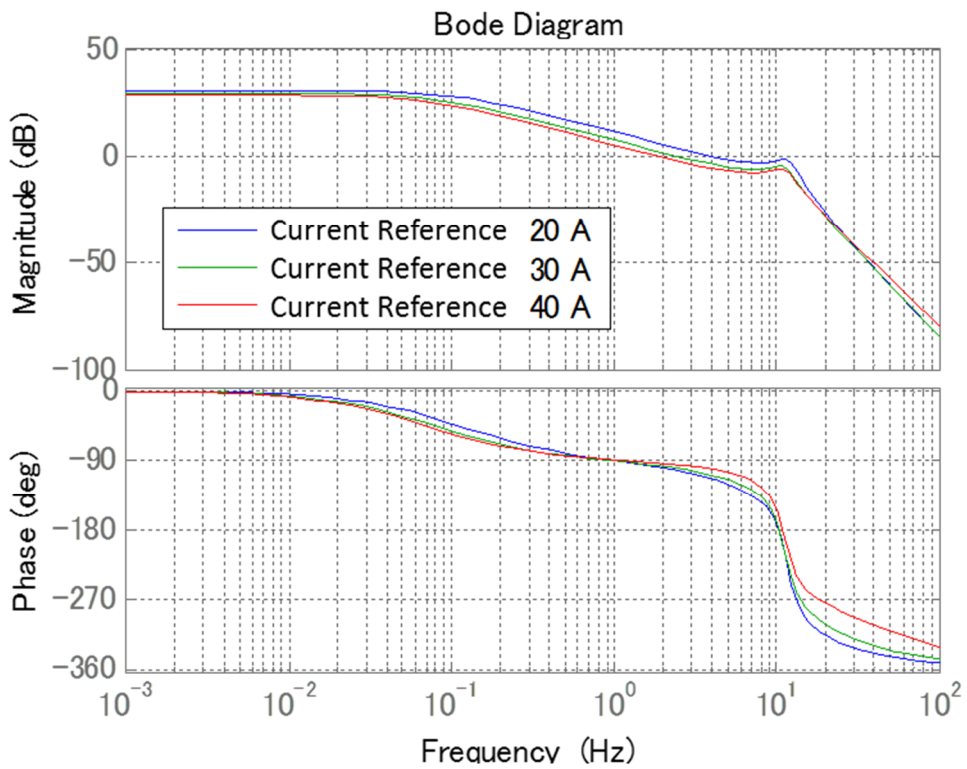


図 3.2.14 各モデルのボード線図

参考文献

- [1] 松岡浩史, “ステアリングシステムの発展と今後の展望,” JTEKT ENGINEERING JOURNAL, No. 1013, 2015.
- [2] 竹原伸, “自動車のサスペンション制御と電動パワーステアリングに関する研究,” 東京大学, 2004.
- [3] 安部正人, 自動車の運動と制御 第2版 車両運動力学の理論形成と応用, 東京電機大学出版局, 2012.
- [4] 波多野健二, 横山誠, “電動パワーステアリングのスライディングモード制御,” 北陸信越支部総会・講演会 講演論文集, 2000.37 巻, 2000.
- [5] MathWorks, “System Identification Toolbox User's Guide,” MathWorks.
- [6] 足立修一, MATLAB による制御のためのシステム同定, 東京電機大学出版局, 1996.
- [7] 梶谷満信, わかりやすいシステム同定の基礎, (株)日本テクノセンター 技術セミナー, 2016.
- [8] 足立修一, MATLAB による制御のための上級システム同定, 東京電機大学出版局, 2004.
- [9] 大明 準治, 足立 修一, “シリアル2リンク2慣性系の物理パラメータ同定(動作計画と制御の新展開),” ロボティクス・メカトロニクス講演会講演概要集, 2007 巻, 2P1-B02, 2007.
- [10] 伊藤 良介, 長井 力, 金 泳佑, 大日方 五郎, “線形分数変換を用いた物理パラメータ同定法に関する研究,” 第54回自動制御連合講演会, 2011.

第 4 章

位相および粘性補償の理論化

4. 位相および粘性補償の理論化

2.2.2 項で述べたように、現状の EPS 制御系は粘性、位相および慣性の各補償と、切り返し制御で構成されている。本章の目的はこれら全ての制御を単純かつ実用的な 1 つの制御器設計に理論化することにある。この目的を達成するために、本章では、剛性の低いトーションバーの両端の変動、すなわち操舵角速度($\dot{\theta}_H$)とモータ角速度($\dot{\theta}_M$)の両変動を抑制することにより、粘性補償および位相補償の両機能をもたせることができる。

4.1. 一般的な線形 2 次レギュレータでの検討

まず、一般的な線形 2 次レギュレータ(LQR : Linear-Quadratic Regulator)^{[1],[2]}を用いて粘性補償を導入しシミュレーションと実験で検証を行う。設計した制御器およびシミュレーションに用いたブロック線図を図 4.1.1 および図 4.1.2 に示す。図中のAおよびBはノミナルモデルの係数行列である。

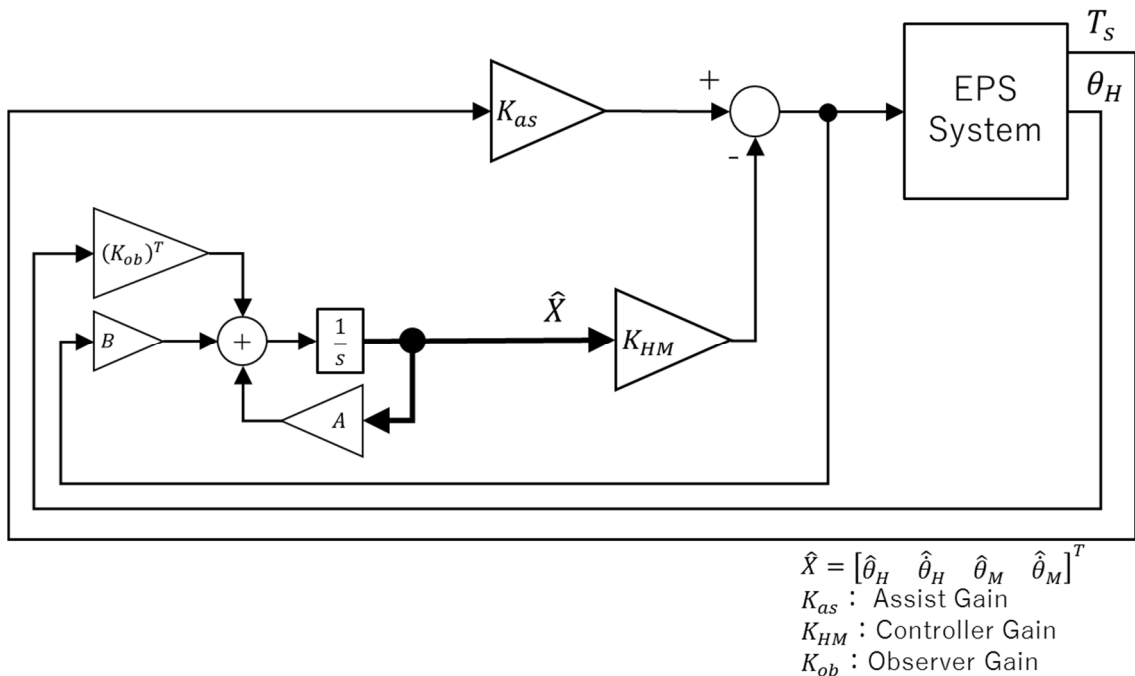


図 4.1.1 LQR を用いた EPS 制御系のブロック図

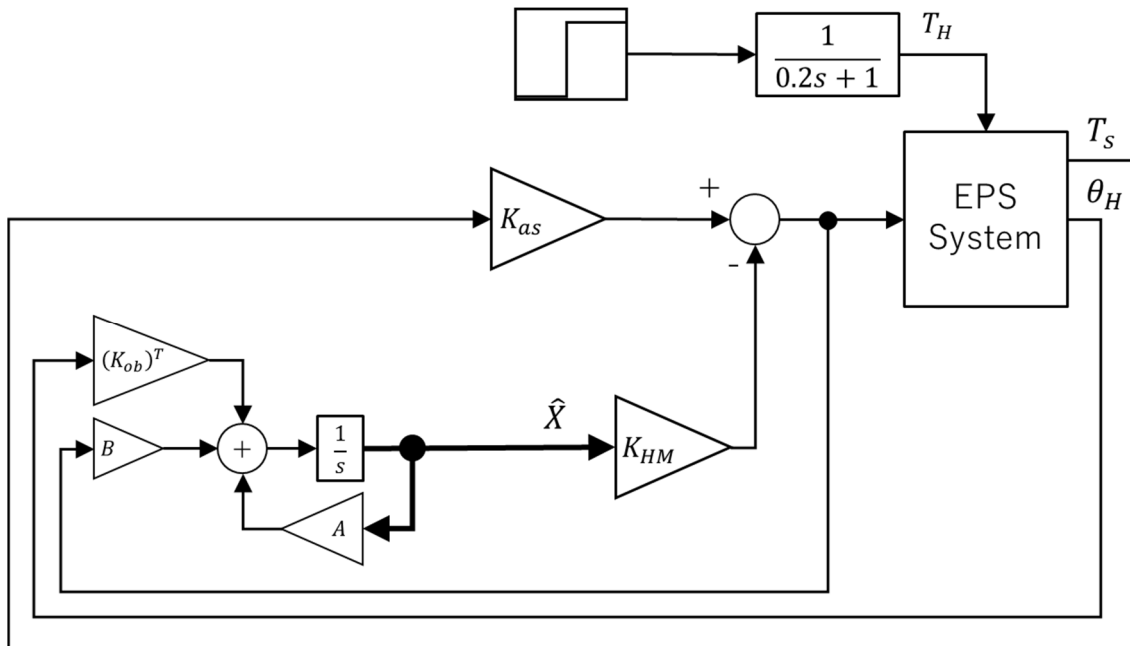


図 4.1.2 シミュレーションブロック図

4.1.1. 制御器の設計

3章でシステム同定を行い導出した制御対象のノミナルモデルを用いて、制御器およびオブザーバの設計を行う。

まず、制御器の設計には MATLAB/Simulink^{[3] - [5]}の LQR 設計の関数である lqr 関数を使用した。設計時に用いた調整パラメータおよびフィードバック系の極は、表 4.1.1 に示す通りである。

次に、本システムでは制御器への入力である θ_M および $\dot{\theta}_M$ は、測定不可能な状態量である。そのため、同次元オブザーバを制御器と同様に lqr 関数を用いて設計し推定する。設計時に用いた調整パラメータおよびオブザーバの極は、表 4.1.2 に示す通りである。

表 4.1.1 制御器の設計パラメータ

状態量の重み Q	入力の重み R	フィードバック系の極
$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1e^{-2}$	1	$[-237 \ -76.4 \ -76.4 \ -0.93]$

表 4.1.2 オブザーバの設計パラメータ

状態量の重み Q	入力の重み R	オブザーバの極
$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1e^5$	1	$[-303 \ -75.2 \ -75.2 \ -109]$

4.1.2. シミュレーションによる性能評価

設計した制御器およびオブザーバを用いてシミュレーションによる性能評価を行った。シミュレーション条件は表 4.1.3 の通りである。なお、摩擦の影響を考慮し、実車での最も厳しい条件で評価するため、操舵入力を $\frac{1}{0.2s+1}$ のLPFに通し低速操舵を想定した。また、ロバスト性評価のため設計に用いたノミナルモデルだけでなく、3章で導出した上下限モデルでも同様にシミュレーションを行う。シミュレーション結果を図 4.1.3 に示すが、上限モデルでは図中(b)のトルクセンサの値にオーバーシュートが見られるが振動等はなく、安定している。

表 4.1.3 シミュレーション条件

入力(T_h)	1 s で振幅 0.5 V のステップ信号 ただし、低速操舵を仮定し $\frac{1}{0.2s+1}$ のLPF付き
制御対象	ノミナルおよび上下限モデル
アシストゲイン(K_{as})	40

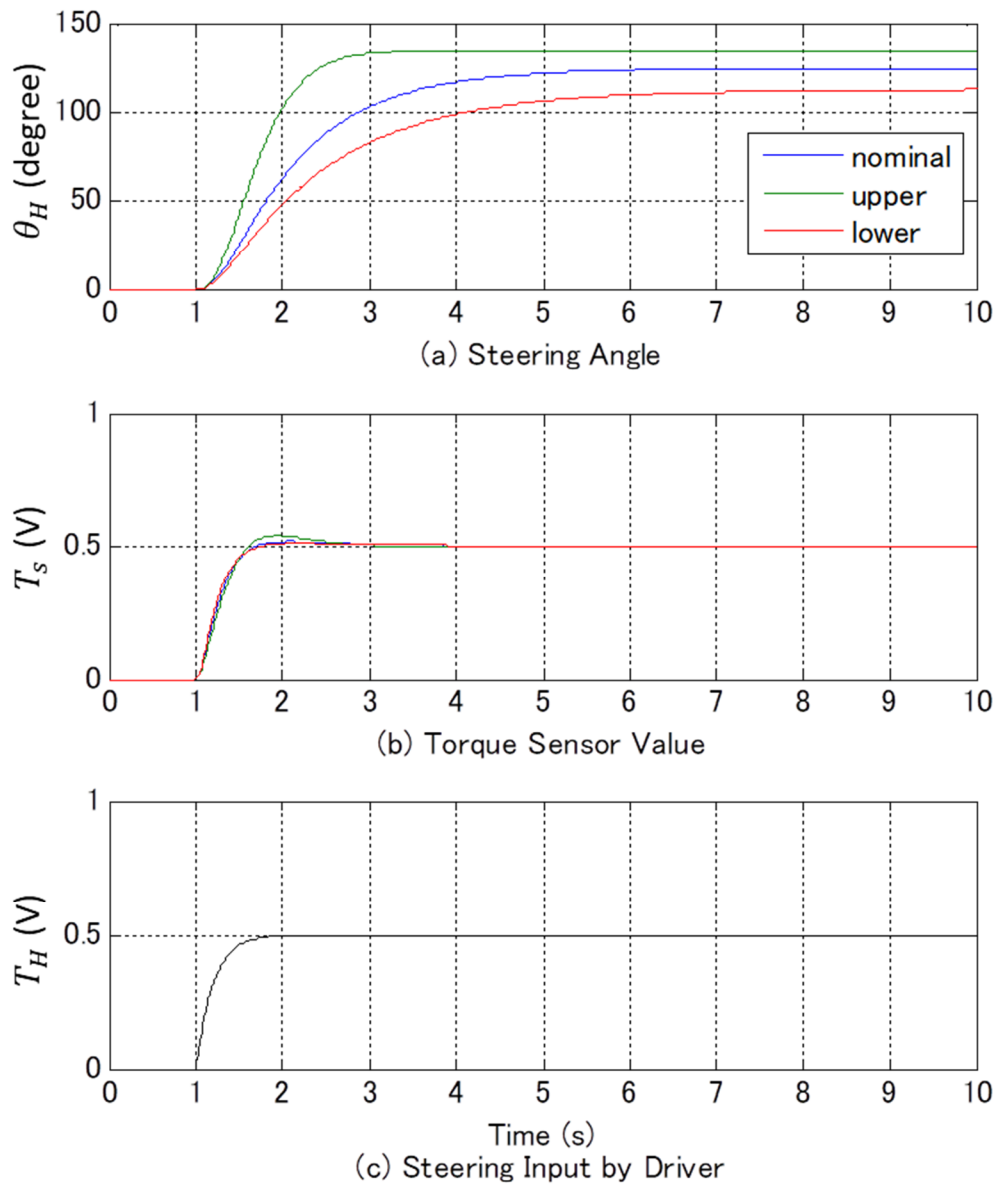


図 4.1.3 シミュレーション結果

4.1.3. 実機による性能評価

設計した制御器およびオブザーバを用いて実機実験による性能評価を行った。実験条件は表 4.1.4 の通りである。なお、ドライバによる操舵については 0.1 Hz 以下となるよう操舵を行った。実験結果を図 4.1.4 に示すが、ハンドルが非常に重く約 85 deg.までしか操舵することができなかった。

表 4.1.4 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵 (低速操舵)
制御対象	実機 EPS システム
状態量の重み Q	$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1.5e^{-2}$
アシストゲイン(K_{as})	40
路面	コンクリート路面

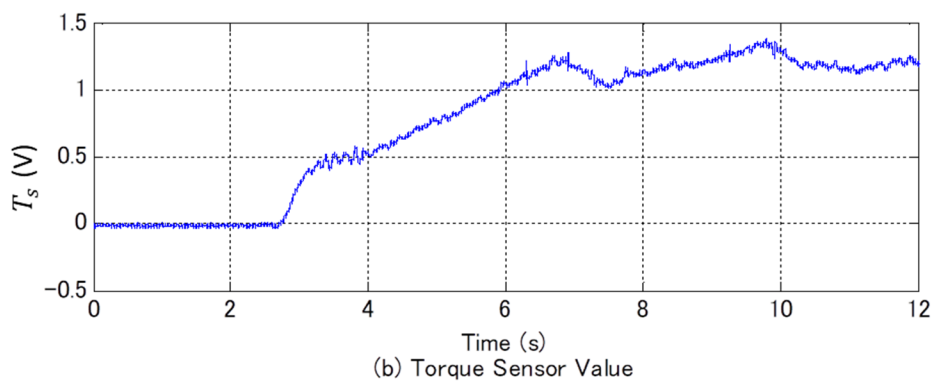
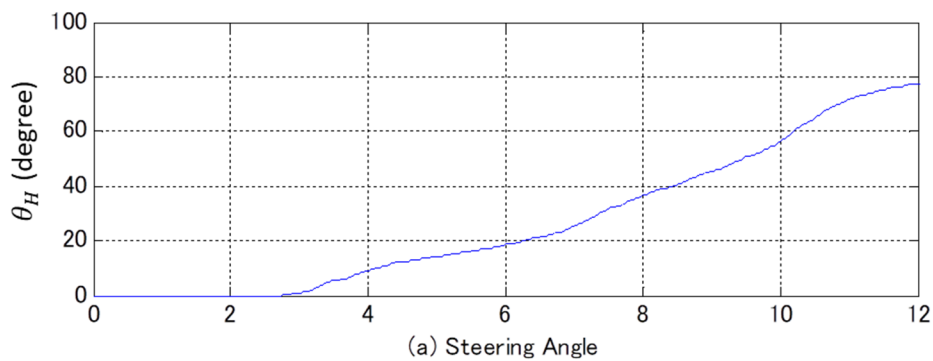


図 4.1.4 実験結果

4.1.4. 原因解析

ハンドルが重い問題の原因解析を行う。図 4.1.5 に実験時のトルクセンサ値とモータ電流値を示す。アシストゲインが 40 であるから、トルクセンサ値が 1 V ならばモータ電流は 40 A 程度となるべきである。しかし、実験時は 10 A 程度しかアシストしていない。これは状態量に θ_H および θ_M が存在するため、ハンドル角度に比例したマイナスの入力が発生し、アシスト力を相殺するためであり、ハンドルが重い原因となっている。したがって、本節で設計したレギュレータでは粘性補償制御の理論的な設計は不可能であると考えられる。

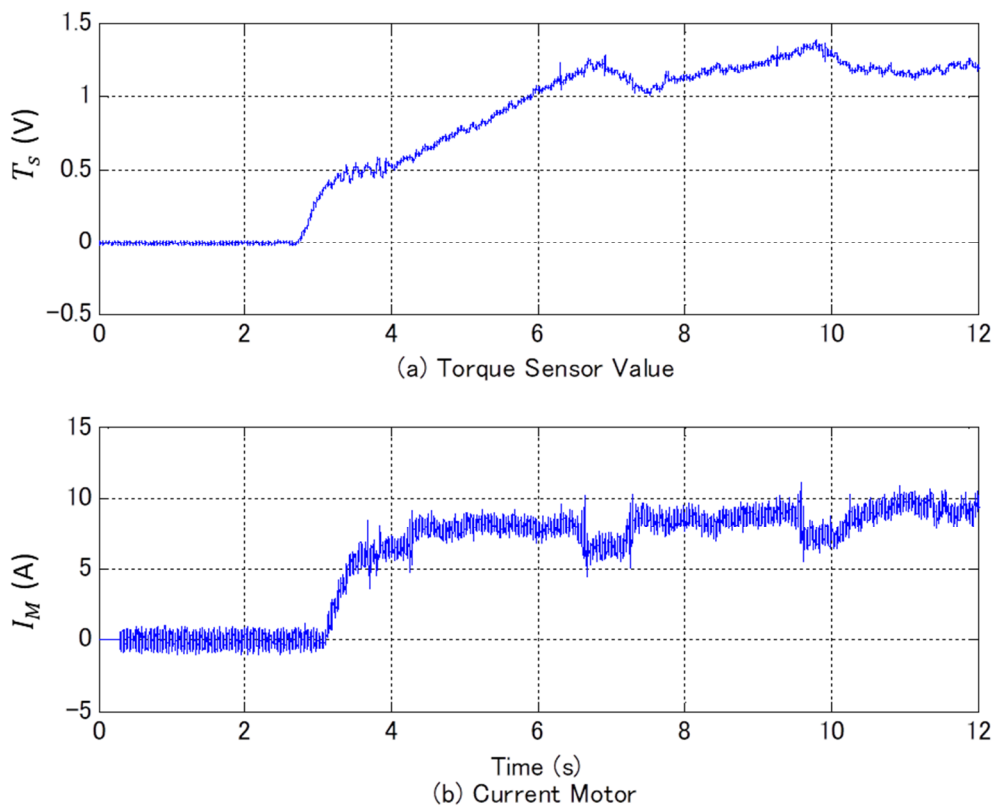


図 4.1.5 実験結果(トルクセンサ値とアシストモータ電流)

4.2. 出力に重みを与えた線形2次レギュレータでの検討

4.1節での問題を解決するために、出力に重みを与えたLQR設計^{[4],[5]}を用いて制御量を各角速度の $\hat{\theta}_H$ および $\hat{\theta}_M$ とし、速度変動のみを抑制する。設計した制御器およびシミュレーションに用いたブロック線図を図4.2.1および図4.2.2に示す。

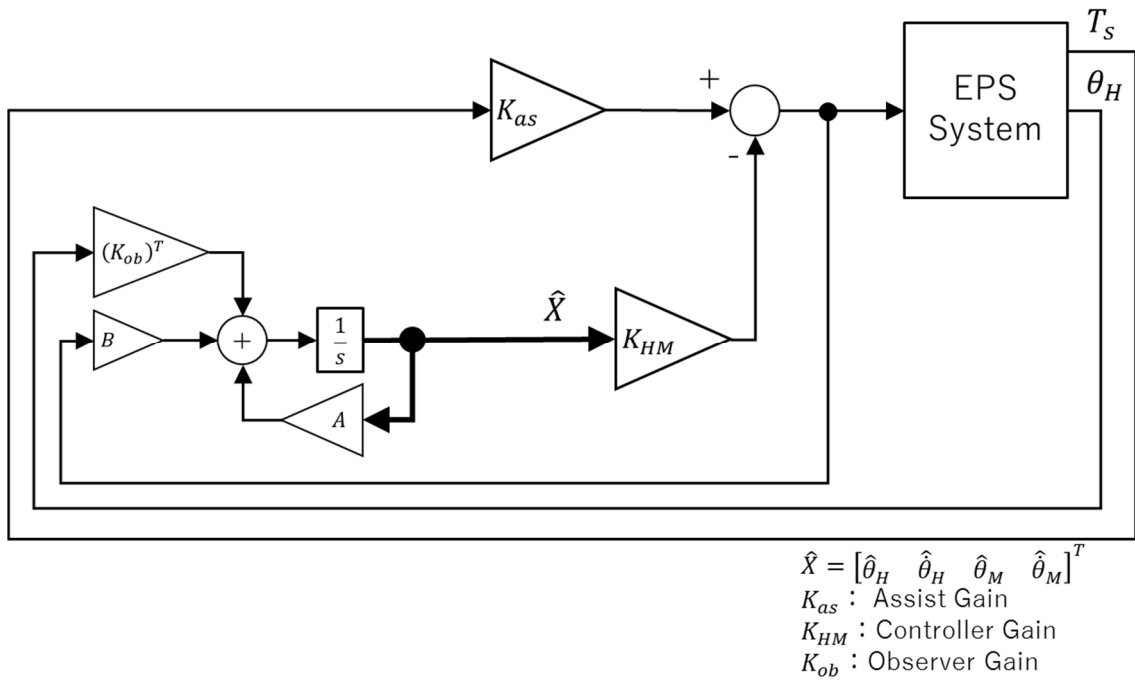


図 4.2.1 制御器に出力に重みを与えたLQRを用いたEPS制御系のブロック図

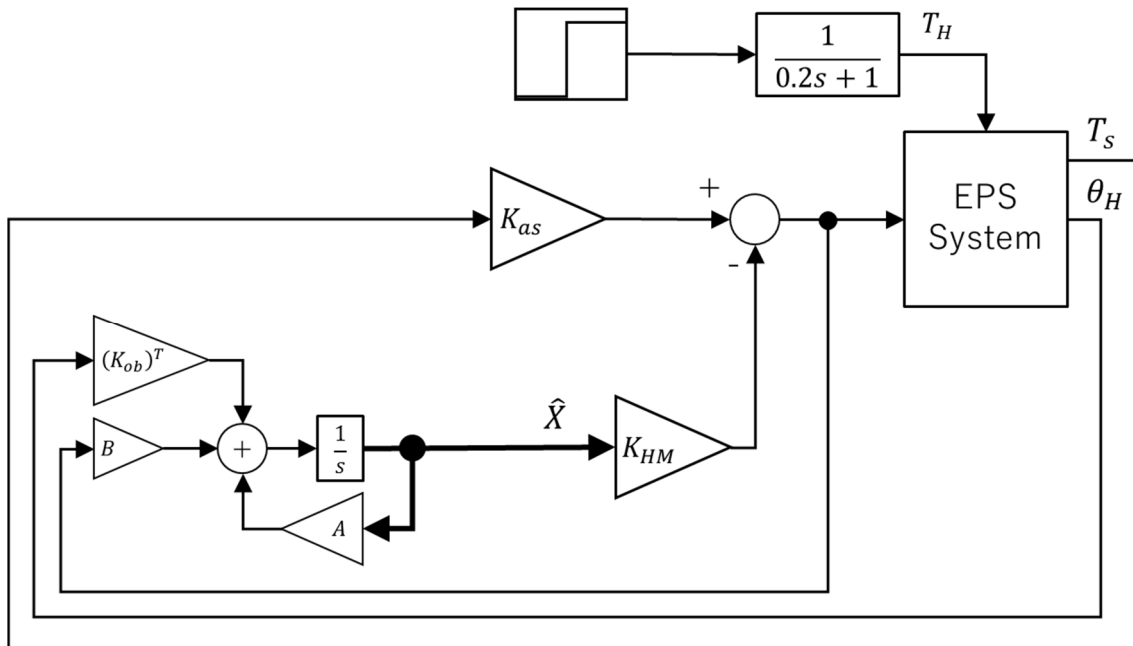


図 4.2.2 シミュレーションブロック図

4.2.1. 制御器の設計

制御量を θ_H および $\dot{\theta}_M$ とするため、制御器の設計には MATLAB/Simulink^{[4][5]}の出力に重みを与えた線形二次レギュレータ設計の関数である lqry 関数を使用する。設計時に用いた調整パラメータおよびフィードバック系の極は、表 4.2.1 に示す通りである。なお、オブザーバについては 4.1 節で設計したオブザーバを使用した。

4.2.2. シミュレーションによる性能評価

設計した制御器によるシミュレーション結果を図 4.2.3 に示す。シミュレーション条件は表 4.2.2 の通りである。シミュレーションの結果、図中(a)の操舵角度の値が 4.1 節と比較し大きくなっていることから、ハンドルの重さが軽減されていることがわかる。また、4.1 節と同様に振動等はなく安定している。

表 4.2.1 制御器の設計パラメータ

出力の重み Q	入力の重み R	フィードバック系の極
$\begin{bmatrix} 1e^{-2} & 0 \\ 0 & 1e^{-2} \end{bmatrix}$	1	$[-237 \quad -76.4 \quad -76.4 \quad -0.21]$

表 4.2.2 シミュレーション条件

入力(T_h)	1 s で振幅 0.5 V のステップ信号 ただし、低速操舵を仮定し $\frac{1}{0.2s + 1}$ のLPF付き
制御対象	ノミナルおよび上下限モデル
アシストゲイン(K_{as})	40

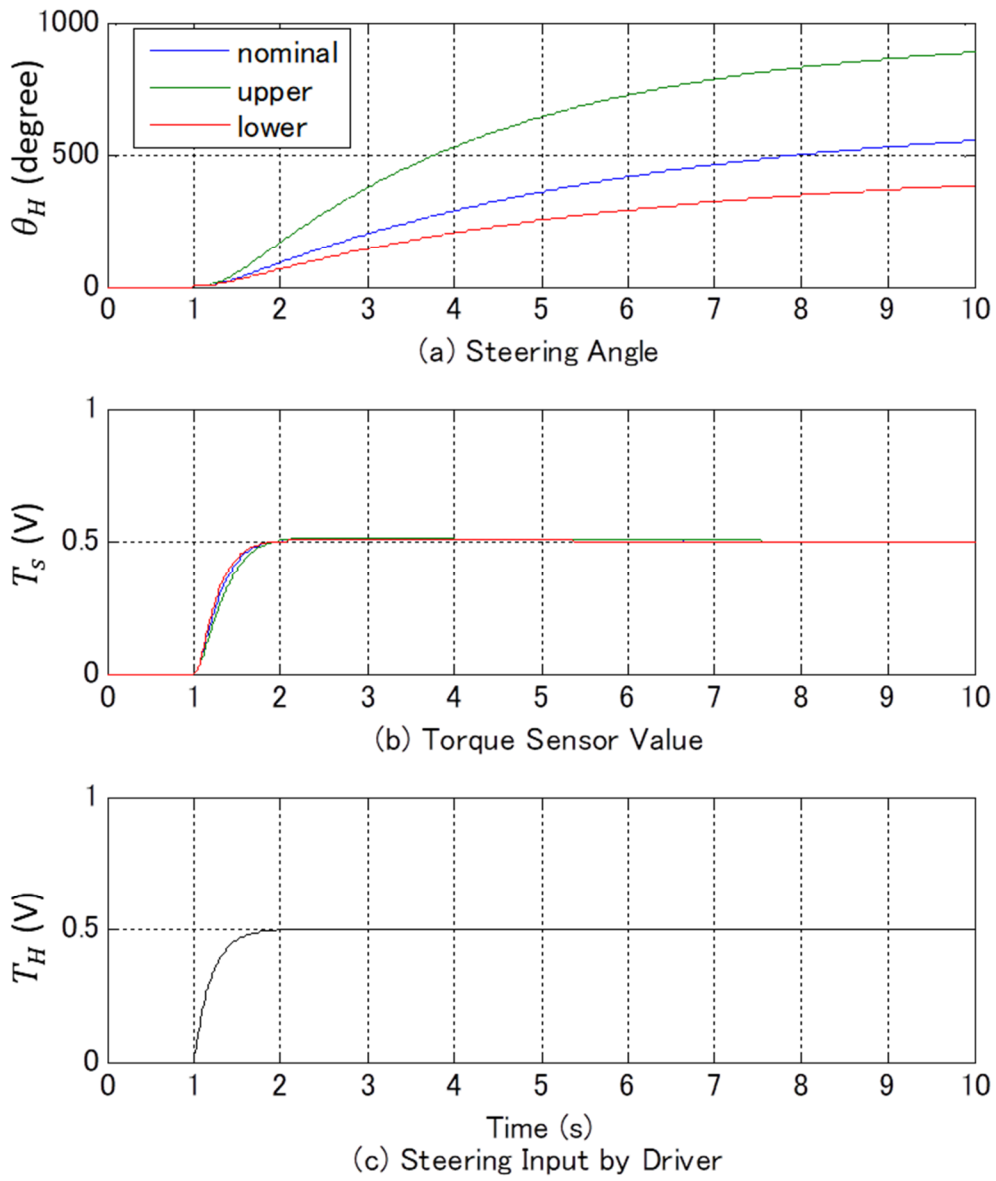


図 4.2.3 シミュレーション結果

4.2.3. 実機による性能評価

設計した制御器に対する実験評価条件を表 4.2.3 に示す。実験結果は図 4.2.4 に示す通りである。実験の結果，図 4.1.5 と比較し操舵角は同等であるがトルクセンサ値がおおよそ 1/3 になっており，ハンドルの重さの問題は対策できている。しかし，図 4.2.4 中の A 部に示す通り，おおよそ 1.5 Hz の振動が発生しておりドライバに不快な操舵感を与えている。

表 4.2.3 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵（低速操舵）
制御対象	実機 EPS システム
状態量の重み Q	$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1.5e^{-2}$
アシストゲイン(K_{as})	40
路面	コンクリート路面

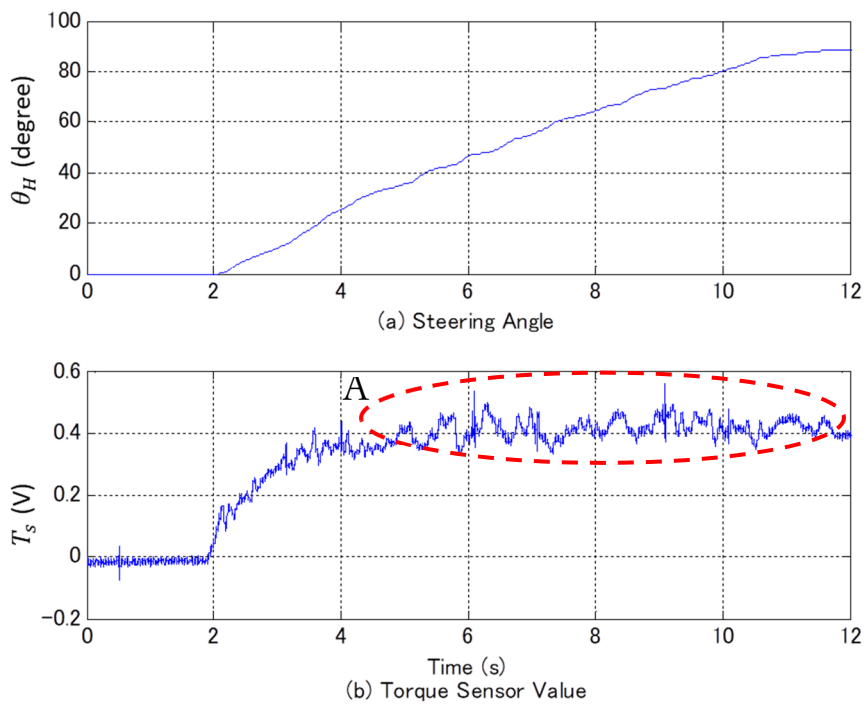


図 4.2.4 実験結果

4.2.4. 原因解析

1.5 Hz の振動の原因解析を行うために、振動している信号 T_s と状態量 $\dot{\theta}_M$ の伝達関数 $\frac{T_s}{\dot{\theta}_M}$ の
 パワースペクトルと位相差を図 4.2.5 に示す。図 4.2.5 中の B 部に示す通り、1.5 Hz では
 おおよそ 180 deg.の位相遅れが見られる。これは、位相補償が含まれていないことに起因す
 ると考えられる。

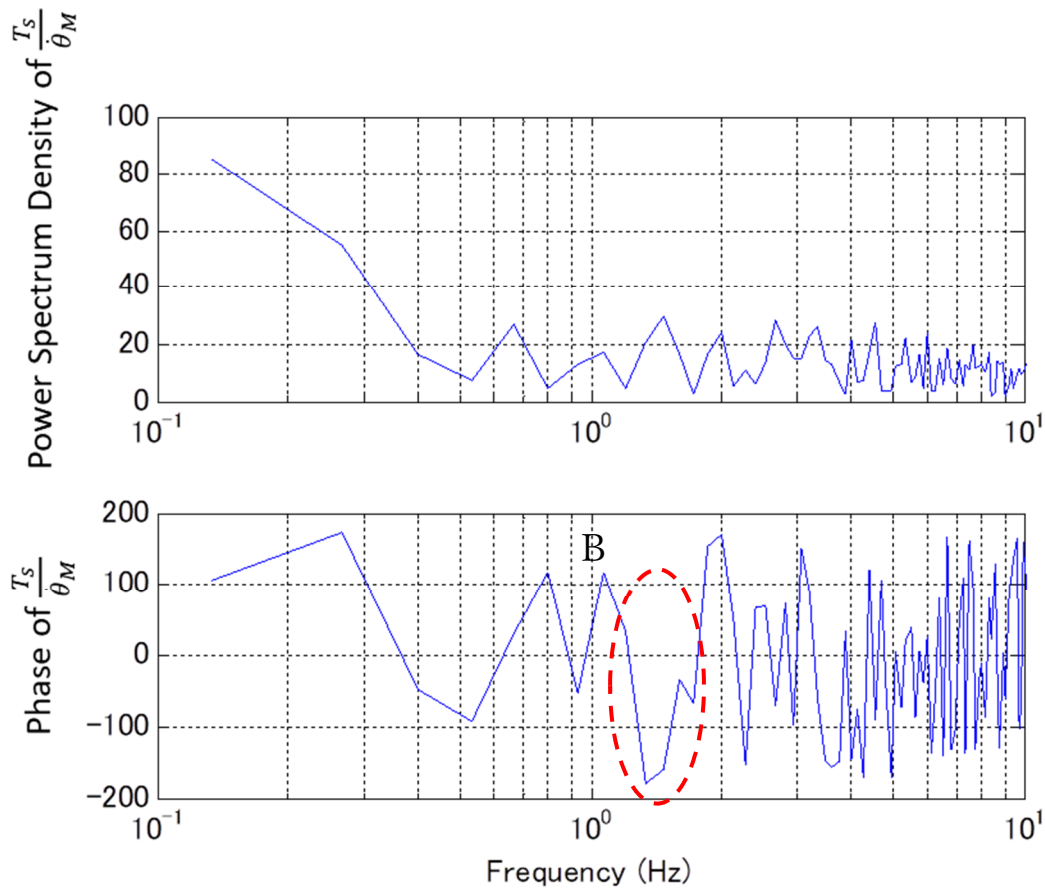


図 4.2.5 $\frac{T_s}{\dot{\theta}_M}$ のパワースペクトルと位相差

4.3. 変換モデルに対する出力に重みを与えた線形2次レギュレータでの検討

4.2節での振動問題を解決するために、モータ角速度($\dot{\theta}_M$)ではなくドライバが腐海と感じる振動そのものであるトルクセンサ値の変動(\dot{T}_s)を状態量に組み込み、直接抑制を行うことで、位相差の問題を回避する。設計した制御器およびシミュレーションに用いたブロック図を図4.3.1および図4.3.2に示す。

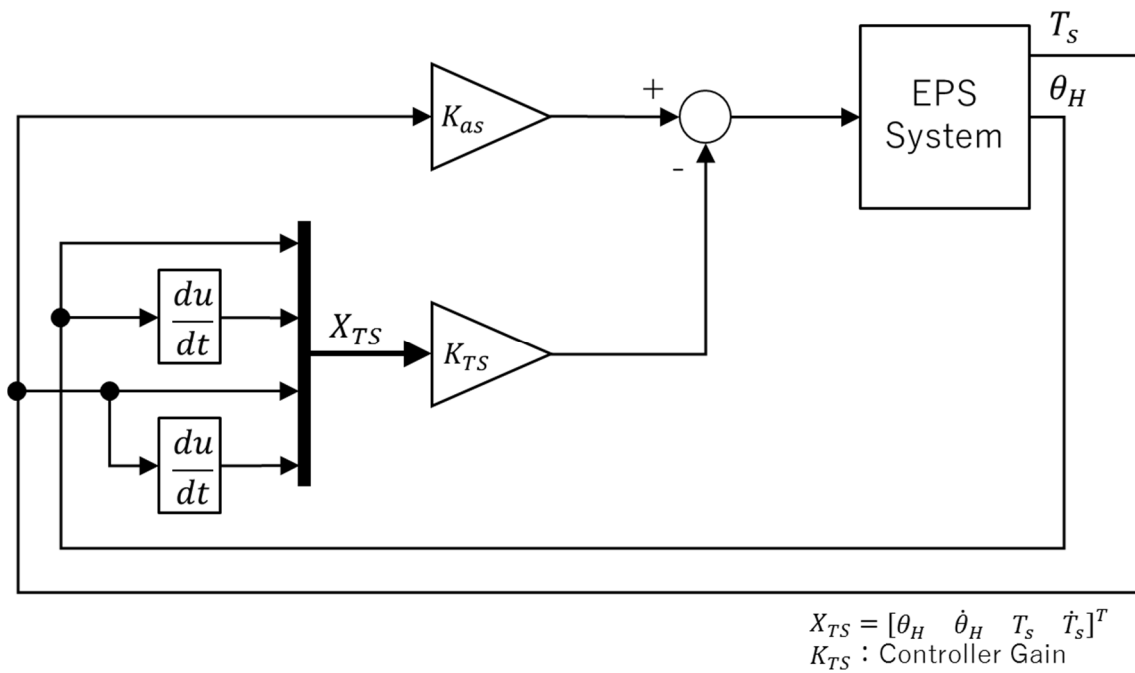


図 4.3.1 制御器に出力に重みを与えた LQR を用いた EPS 制御系のブロック図

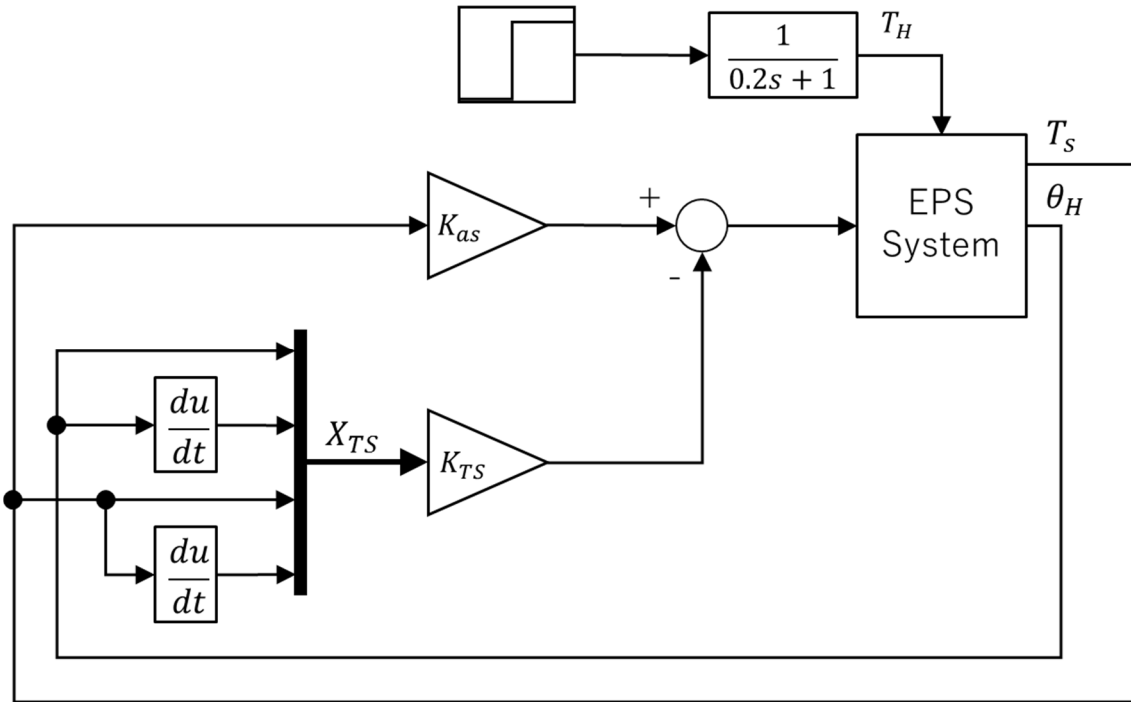


図 4.3.2 シミュレーションブロック図

4.3.1. 状態空間モデルの変換

状態量および制御量に \dot{T}_s を組み込むため、状態空間モデルの変換を行う。この変換を可能とするために、3.2.3 節では物理パラメータ推定を行った。

まず、3.2.3 節で求めた EPS の状態方程式である(3.1.13)式を各行ごとに分解すると、

$$\ddot{\theta}_H = -\frac{K_H}{I_H}\theta_H + \frac{K_H}{I_H}\theta_M \quad (4.3.1)$$

$$\ddot{\theta}_M = \frac{K_H}{I_M}\theta_H - \frac{K_H + K_T}{I_M}\theta_M - \frac{C_T}{I_M}\dot{\theta}_M + \frac{1}{I_M}u \quad (4.3.2)$$

となる。次に、(4.3.1)式と(4.3.2)式の θ_M 、 $\dot{\theta}_M$ および $\ddot{\theta}_M$ に対して

$$T_s = (\theta_H - \theta_M)K_H \quad (4.3.3)$$

を代入すると、それぞれ

$$\ddot{\theta}_H = -\frac{K_H}{I_H}\theta_H + \frac{K_H}{I_H}(\theta_H - T_s K_H^{-1}) \quad (4.3.4)$$

$$\ddot{\theta}_H - \ddot{T}_s K_H^{-1} = \frac{K_H}{I_M} \theta_H - \frac{K_H + K_T}{I_M} (\theta_H - T_s K_H^{-1}) - \frac{C_T}{I_M} (\dot{\theta}_H - \dot{T}_s K_H^{-1}) + \frac{1}{I_M} u \quad (4.3.5)$$

となる。これらを整理すると

$$\ddot{\theta}_H = -\frac{1}{I_H} T_s \quad (4.3.6)$$

$$\ddot{T}_s = \frac{K_H K_T}{I_M} \theta_H + \frac{C_T}{I_M} \dot{\theta}_H - \left(\frac{K_H}{I_H} + \frac{K_H + K_T}{I_M} \right) T_s - \frac{C_T}{I_M} \dot{T}_s - \frac{K_H}{I_M} u \quad (4.3.7)$$

となり、状態方程式の形に変換すると

$$\dot{X}_{TS} = A_{TS} \cdot X_{TS} + B_{TS} \cdot u \quad (4.3.8)$$

$$y_{TS} = C_{TS} \cdot X_{TS} \quad (4.3.9)$$

ただし、

$$X_{TS} = [\theta_H \quad \dot{\theta}_H \quad T_s \quad \dot{T}_s]^T,$$

$$A_{TS} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{I_H} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_H K_T}{I_M} & \frac{C_T}{I_M} & -\left(\frac{K_H}{I_H} + \frac{K_H + K_T}{I_M} \right) & -\frac{C_T}{I_M} \end{bmatrix},$$

$$B_{TS} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{K_H}{I_M} \end{bmatrix}^T,$$

$$C_{TS} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1],$$

$u = T_M$ である。

4.3.2. 制御器の設計

4.2節と同様に出力に重みを与えた線形二次レギュレータ設計を用いて設計を行った。設計時に用いた調整パラメータおよびフィードバック系の極は、表 4.3.1 に示す通りである。また、状態量の変更に伴い全ての状態量が測定可能となるためオブザーバは使用しない。

4.3.3. シミュレーションによる性能評価

設計した制御器に対するシミュレーション条件を表 4.3.2 に示す。シミュレーション結果は図 4.3.3 に示す通りである。シミュレーションの結果、図中(a)の操舵角度の値が図 4.2.3 と比較し各モデルのばらつきが少なくなっていることから、より安定していることがわかる。

表 4.3.1 制御器の設計パラメータ

出力の重み Q	入力の重み R	フィードバック系の極
$1e^{-2}$	1	[-3447 -13.07 -13.07 -0.497]

表 4.3.2 シミュレーション条件

入力(T_h)	1 s で振幅 0.5 V のステップ信号 ただし、低速操舵を仮定し $\frac{1}{0.2s+1}$ のLPF付き
制御対象	ノミナルおよび上下限モデル
アシストゲイン(K_{as})	40

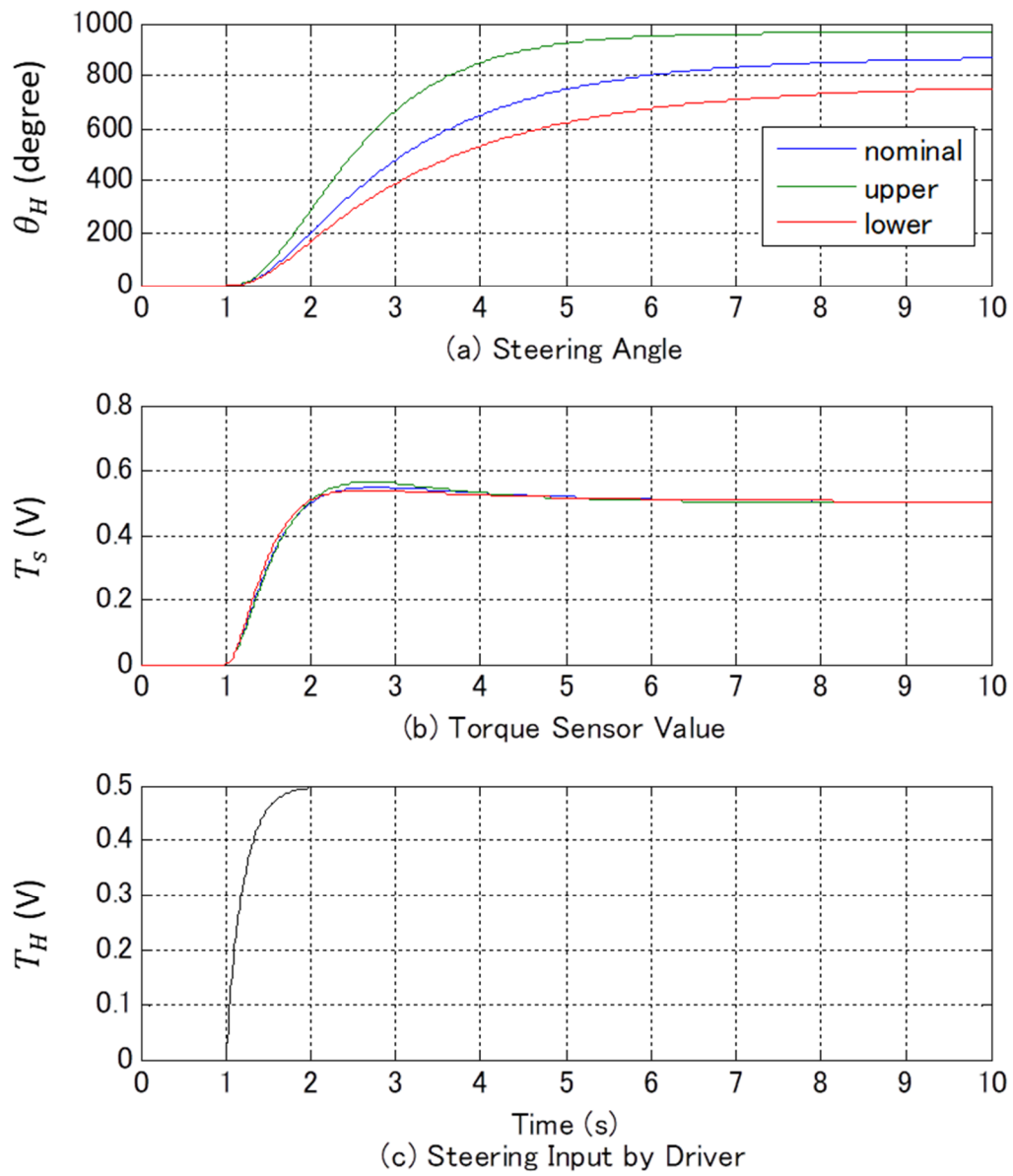


図 4.3.3 シミュレーション結果

4.3.4. 実機による性能評価

設計した制御器の実機による性能評価結果を図 4.3.4 に示す。なお、実験条件は表 4.3.3 の通りである。4.2 節での問題である約 1.5 Hz の大きな振動は解消されていることがわかる。しかし、図 4.3.5 にトルクセンサ値の周波数分析結果を示すが、1.5 Hz の振動が無くなったことにより、C 部に示すような約 10Hz の小さな振動もドライバに不快感を与えていることがわかった。

表 4.3.3 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵（低速操舵）
制御対象	実機 EPS システム
状態量の重み Q	$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1.5e^{-2}$
アシストゲイン(K_{as})	40
路面	コンクリート路面

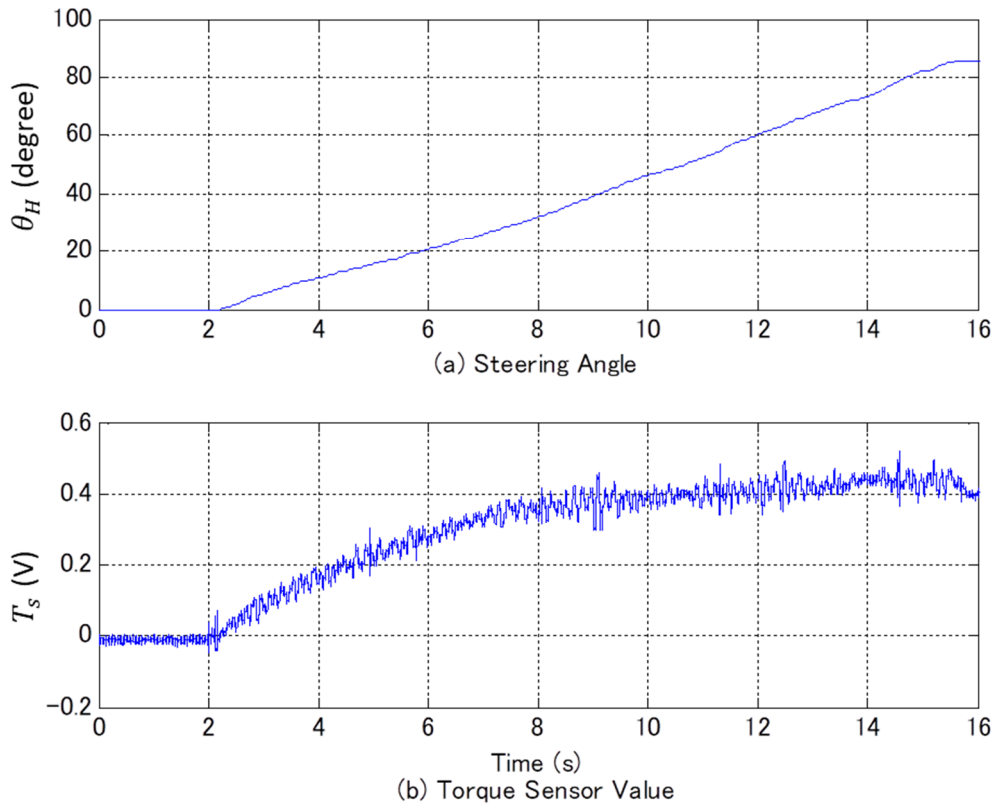


図 4.3.4 実験結果

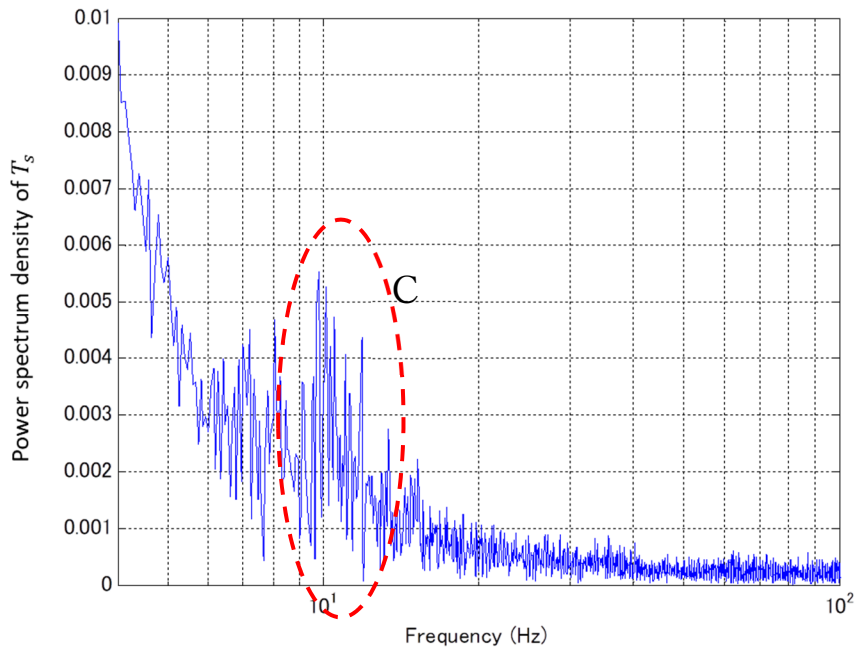


図 4.3.5 トルクセンサ値の周波数分析

4.3.5. 原因解析

10 Hz の振動の原因解析を行う。図 4.3.6 に実験時のトルクセンサ値とモータ電流値を示す。今回の実験条件では、定常のモータ電流が 20 A 以下であることがわかる。このことから、システム同定では励起できていないモードがモータ電流 20 A 以下の領域にあると考え、目標電流 10 A で実験を行った。システム同定を行い導出したモデルのボード線図を図 4.3.7 に示す。なお、比較として 30 A での同定試験によるノミナルモデルも併記する。約 10 Hz に大きな共振が存在しており、このモデル化誤差が振動の原因であると考えられる。

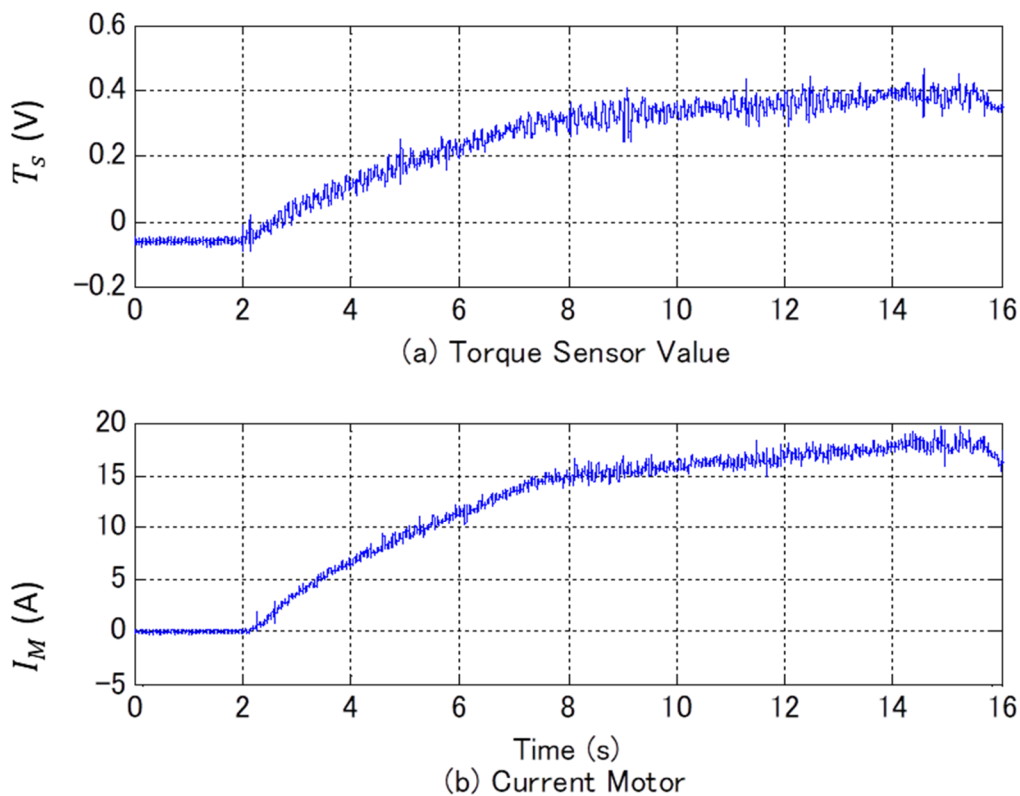


図 4.3.6 実験結果(トルクセンサ値とアシストモータ電流)

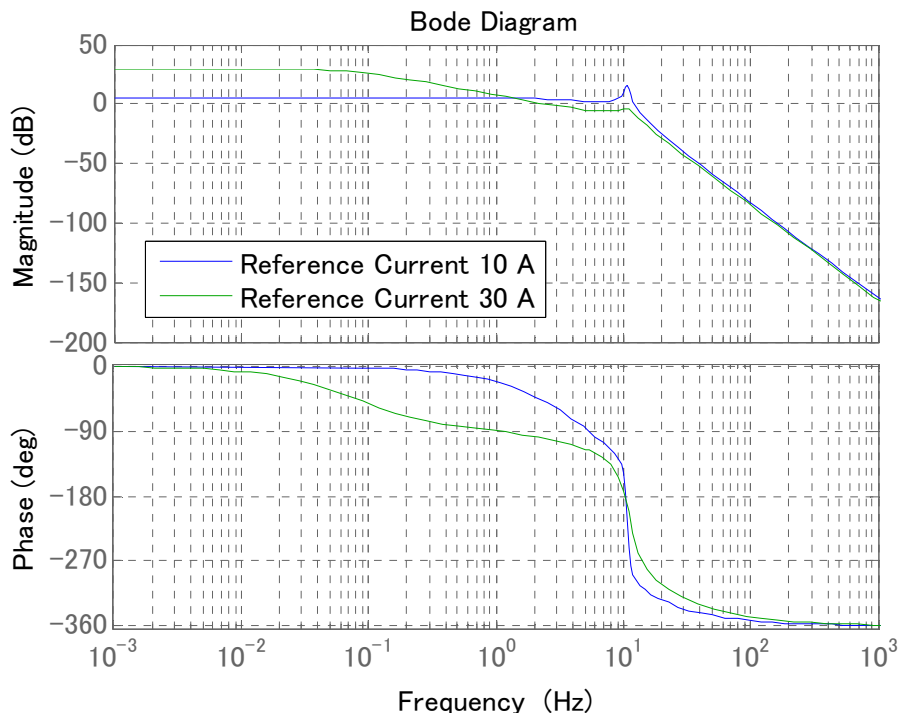


図 4.3.7 目標電流 10 A および 30 A モデルのボード線図

4.4. 変換モデルに対する出力に重みを与えたスライディングモード制御での検討

4.3 節でのモデル化誤差の問題を解決するために、十分な応答速度を維持しつつモデル化誤差を補償できるスライディングモード制御(SMC: Sliding-Mode Control)を用いたレギュレータを構築する。設計した制御器およびシミュレーションに用いたブロック線図を図 4.4.1 および図 4.4.2 に示す。

4.4.1. スライディングモード制御器の設計

SMC の設計^[4]には 4.2 および 4.3 節と同様に出力に重みを与えた最適レギュレータ設計手法を用いた。本研究で用いた SMC の設計手順については、状態量を拘束する切換超平面の設計、超平面に拘束するための制御入力の設計及びチャタリング防止の設計より構成されるので、それらを要約し以下に示す。

A) 超平面の設計

切換関数を(4.4.1)式のように定義し、(3.1.13)式がスライディングモードを生じているときに安定となるように超平面 S を設計する。

$$\sigma = S \cdot X_{TS} \quad (4.4.1)$$

状態が超平面に拘束されているとき、 $\sigma = \dot{\sigma} = 0$ なので次式が成立する。

$$\dot{\sigma} = S \cdot \dot{X}_{TS} = S(A_{TS} \cdot X_{TS} + B_{TS} \cdot u) = 0 \quad (4.4.2)$$

よって、スライディングモードが生じているときは、

$$u = -(S \cdot B_{TS})^{-1} S \cdot A_{TS} \cdot X_{TS} \quad (4.4.3)$$

の入力が発生している次式の等価制御系とみなせる。

$$\dot{X}_{TS} = (A_{TS} - (S \cdot B_{TS})^{-1} S \cdot A_{TS} \cdot B_{TS}) X_{TS} \quad (4.4.4)$$

この系に対して、次式の評価関数が最小となるように、フィードバックゲインを求めそれを超平面 S とする。

$$J = \int (y_{TS}^T \cdot Q \cdot y_{TS} + u^T \cdot R \cdot u) dt \quad (4.4.5)$$

ただし、 $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $R = 1$ である。

B) 制御入力の設計

最終スライディングモード法^{[4], [6]}を用いて設計する。最終スライディングモード法の場合、制御入力は線形入力 u_L と非線形制御入力 u_{NL} の二つの独立した項から構成されている。

$$u = u_L + u_{NL} = -F_b \cdot X_{new} - f_{NL} \cdot \frac{\sigma}{|\sigma|} \quad (4.4.6)$$

リアプノフの定理より F_b および f_{NL} を導出する。 σ に関するリアプノフ関数の候補を(4.4.7)式とし、微分すると(4.4.8)式となる。

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (4.4.7)$$

$$\dot{V} = \sigma \cdot \dot{\sigma} = \sigma \{S(A_{TS} \cdot X_{TS} + B_{TS} \cdot u)\} \quad (4.4.8)$$

ここで F_b を(4.4.9)式とすると \dot{V} は(4.4.10)式となる。

$$F_b = -(S \cdot B_{TS})^{-1} S \cdot A_{TS} \quad (4.4.9)$$

$$\dot{V} = -f_{NL} \cdot S \cdot B_{TS} \cdot \frac{\sigma^2}{|\sigma|} \quad (4.4.10)$$

(4.4.10)式の f_{NL} を $f_{NL} \cdot (S \cdot B)^{-1}$ として置換すると、

$$\dot{V} = -f_{NL} \cdot \frac{\sigma}{|\sigma|} \quad (4.4.11)$$

となる。よって、 $f_{NL} > 0$ とすると $\dot{V} < 0$ となり、スライディングモードの存在が保証される。

C) チャタリング防止の設計

チャタリング防止には、状態が超平面までの距離が遠いときは収束速度が速く、超平面近傍では収束速度が遅くなるように次式の切替則を適用した。

$$u = u_L + u_{NL} = -F_b \cdot X - f_{NL} \cdot \frac{\sigma}{|\sigma| + \eta} \quad (4.4.12)$$

ただし、 $\eta > 0$ である。

以上の手法を用いて設計した制御器の調整パラメータおよび極を表 4.4.1 に示す。

4.4.2. シミュレーションによる性能評価

設計した制御器に対するシミュレーション条件を表 4.4.2 に示す。シミュレーション結果は図 4.4.3 に示す通りである。シミュレーションの結果、各モデルの図中(b)のトルクセン

サ値が一致していることから、モデル化誤差を補償しロバストな制御ができていることがわかる。

表 4.4.1 制御器の調整パラメータ

出力の重み Q	入力重み R	非線形ゲイン f_{NL}	η	フィードバック系の極
$1e^{-2}$	1	50	$8e^{-2}$	[-449 -65.5 -65.5 -0.15]

表 4.4.2 シミュレーション条件

入力(T_h)	1 s で振幅 0.5 V のステップ信号 ただし、低速操舵を仮定し $\frac{1}{0.2s + 1}$ のLPF付き
制御対象	ノミナルおよび上下限モデル
アシストゲイン(K_{as})	40

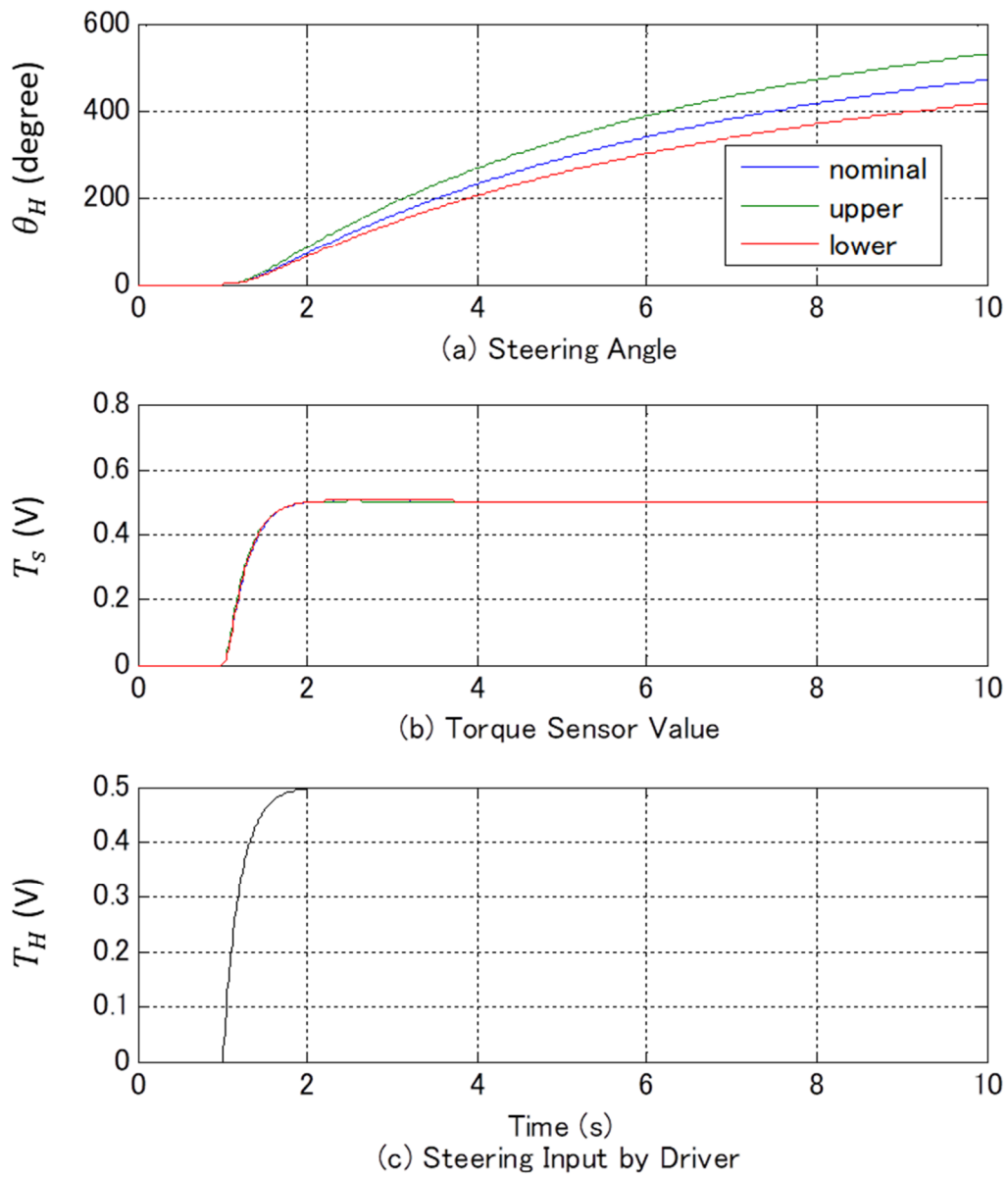


図 4.4.3 シミュレーション結果

4.4.3. 実機による性能評価

設計した制御器の実機による実験条件を表 4.4.3 に示す。実験結果を図 4.4.4 に示す。また、トルクセンサ値のパワースペクトルを図 4.4.5 に示す。実験の結果、図 4.4.5 に示す通り 10 Hz の振動は十分抑制できており、低速操舵時において市販車両と同等の操舵感を得ることができた。

表 4.4.3 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵（低速操舵）
制御対象	実機 EPS システム
状態量の重み Q	$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1.5e^{-2}$
アシストゲイン(K_{as})	40
路面	コンクリート路面

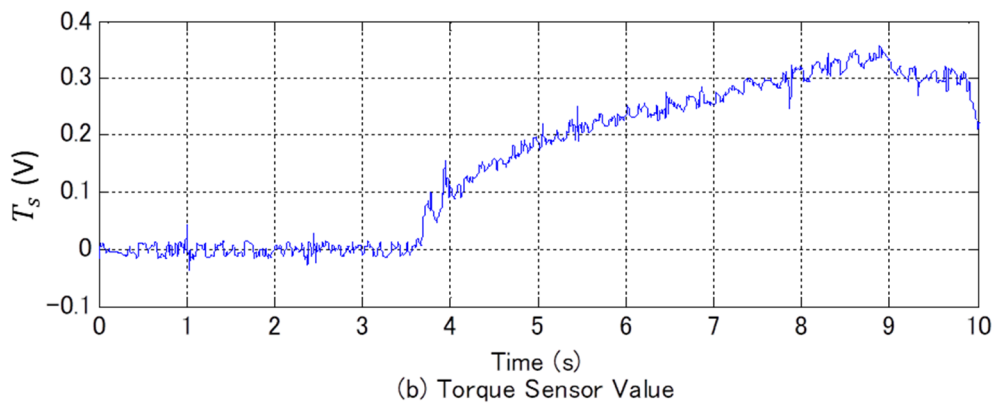
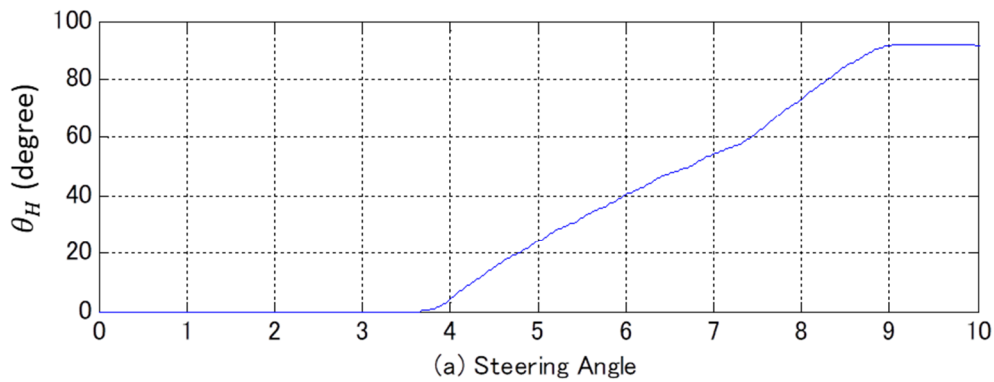


図 4.4.4 実験結果

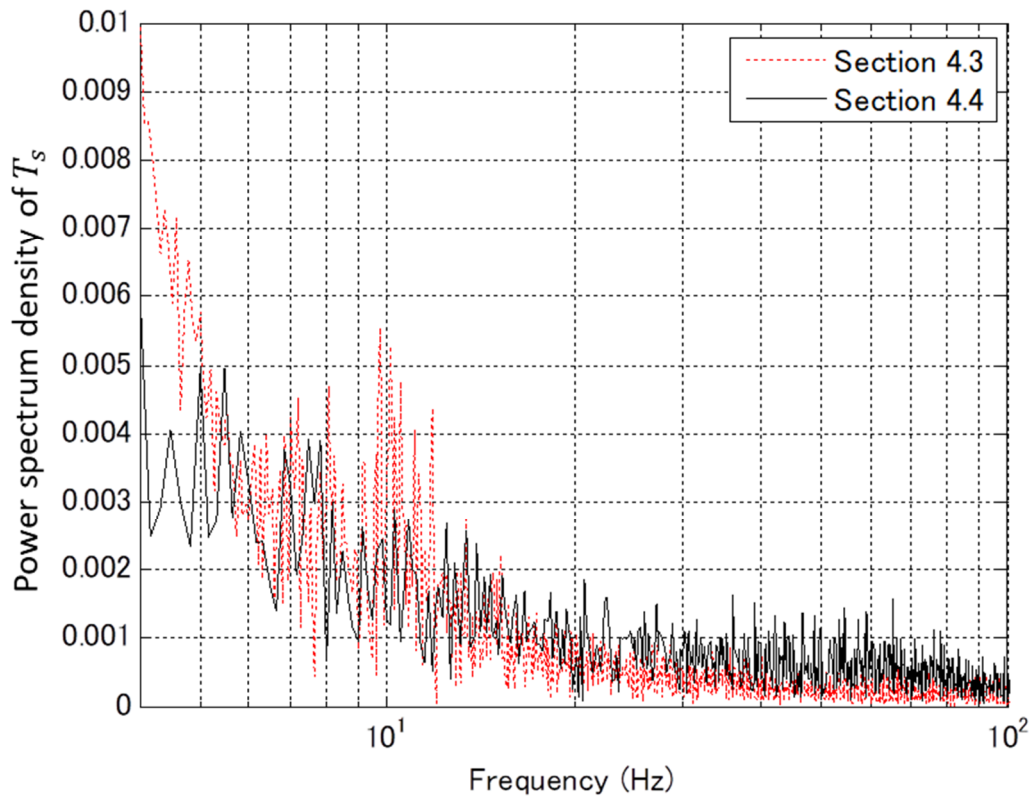


図 4.4.5 トルクセンサ値のパワースペクトル

4.5. 従来研究との比較

市販車両と同等の操舵感を低速(0.1 Hz 以下)で実現できたため、操舵速度を低速、高速操舵(1 Hz 以上)および切り返しを含む中速操舵(0.3 から 1 Hz)に変更し総合的な評価実験を行った。実験結果を図 4.5.1 に示す。8~16 s までの摩擦の影響が大きい低速操舵時は先ほどと同様に振動無く制御できている。また、17 s 以降の切り返しを含む中速操舵では、2.2.3 節で述べた文献^[7]では、振動が残存していたが本研究では振動無く制御できていることがわかる。以上のことから、EPS の基礎制御の研究を一步前進させることができたと考ええる。

しかし、図 4.5.1 では慣性補償が含まれていないため高速操舵時(5 s から 6 s)にトルクのアンダーシュートが存在しており操舵感に影響がある。この問題については、次章で対策

を行う。

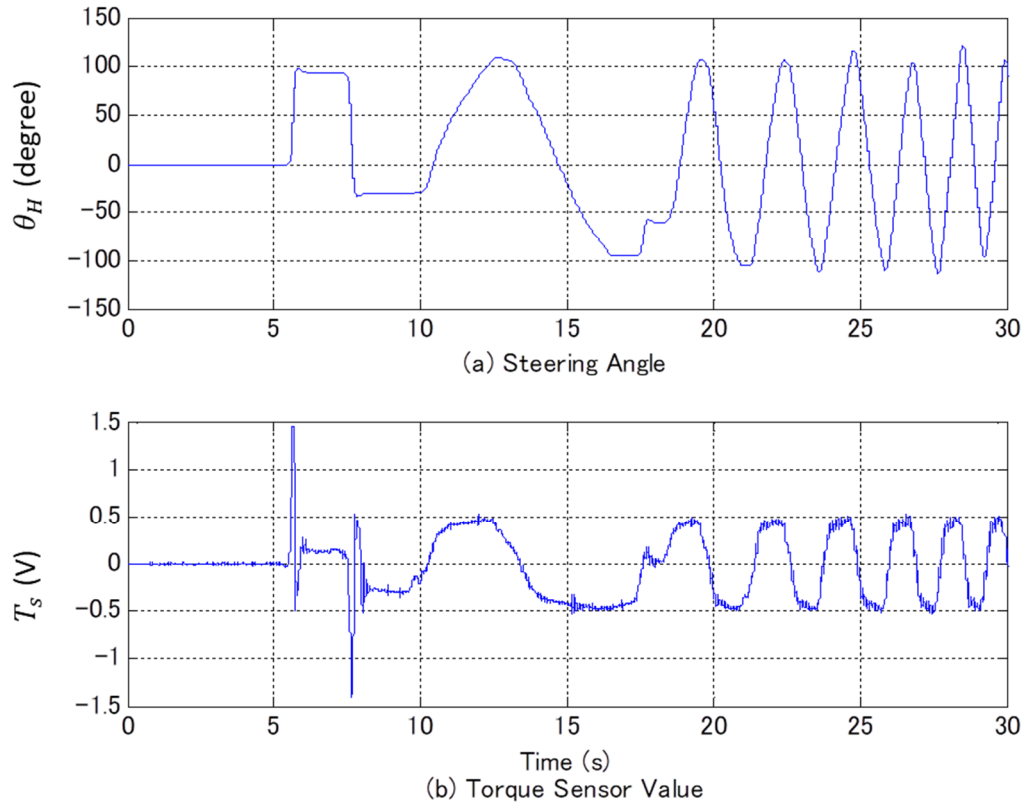


図 4.5.1 全操舵速度での実験結果

参考文献

- [1] 野波健蔵, 西村秀和, MATLAB による制御理論の基礎, 東京電機大学出版局, 1998.
- [2] 松岡浩史, “ステアリングシステムの発展と今後の展望,” JTEKT ENGINEERING JOURNAL, No. 1013, 2015.
- [3] 梶谷満信, モータ制御設計の基礎と実践ポイント, (株)日本テクノセンター 技術セミナー, 2016.
- [4] 野波健蔵, 西村秀和, 平田光男, MATLAB による制御系設計, 東京電機大学出版局, 1998.
- [5] MathWorks, “Control System Toolbox ユーザーガイド,” MathWorks.
- [6] 梶谷 満信, 野波 健蔵, “スライディングモード制御を用いた高性能アイドル回転制御,” 日本機械学会論文集(C編), 67 巻, 655 号, pp. 718-724, 2001.
- [7] A.T. Zaremba, M.K. Liubakka, R.M. Stuntz, “Control and Steering Feel Issues in the Design of an Electric Power Steering,” Proc. of IEEE ACC'98, Vol. 1, pp. 36-40, 1998.

第5章

マーケットニーズを考慮した供試装置の変更と
慣性補償の理論化

5. マーケットニーズを考慮した供試装置の変更と慣性補償の理論化

5.1. 軽自動車への移行

図 5.1.1^[1]に示す通り、小型および軽自動車のマーケットが拡大している。そこで、本研究の対象を普通自動車からより需要の高い軽自動車へと変更した。なお、本研究での提案は EPS 制御の理論的設計であるため、変更した対象に対しても十分に適用可能であることを示す。変更後の実験に供した装置の外観とスペックを図 5.1.2 および表 5.1.1 に示す。

表 5.1.1 供試装置のスペック

車両重量	おおよそ 1200 Kg
EPS 方式	コラムアシスト方式
最大アシストモータ電流	40 A
制御システム	前供試装置と同様

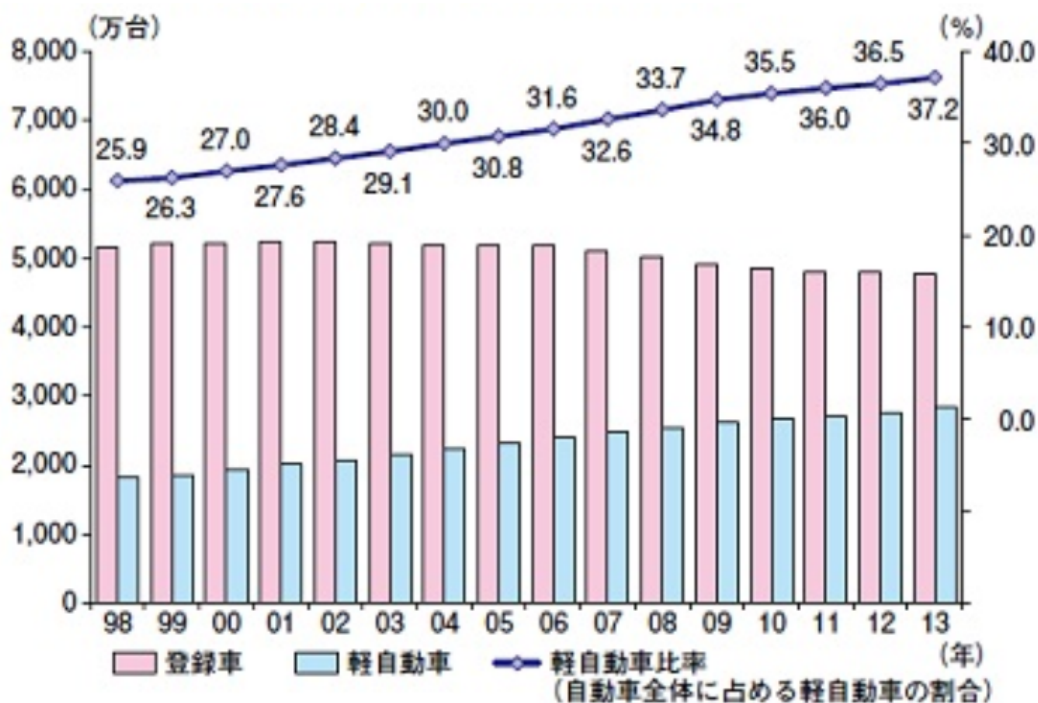


図 5.1.1 軽自動車の販売台数推移 [1]



図 5.1.2 供試装置の外観図

5.1.1. 供試車両の実験によるモデル化

新たな供試装置のシステム同定を 3.2.3 項と同様の物理パラメータ推定を用いて行う。普通自動車とはモータの最大アシスト電流が異なるため、モータの目標電流は 5 A, 10 A および 15 A とした。システム同定に用いた入出力データを図 5.1.3 から図 5.1.5 に示す。図 5.1.3 から図 5.1.5 に示した入出力データを用いてシステム同定を行った結果を図 5.1.6 から図 5.1.8 に示す。全ての結果で実出力と 9 割以上の一致率であり信頼できる結果だと考える。次にシステム同定結果のボード線図を重ねた図を図 5.1.9 に示す。この図より定常ゲインが中央値となる目標電流 10 A をノミナルモデルとし、目標電流 5 A と 10 A のモデルをそれぞれ下限および上限モデルと呼ぶこととする。なお、表 5.1.2 はシステム同定結果により得られた状態空間モデルのまとめである。

表 5.1.2 システム同定結果一覧

目標電流 (A)	A	B	一致率(%)
5	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -4.25e^4 & 0 & 4.25e^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 8.58e^5 & 0 & -9.35e^5 & -2.21e^3 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 1.93e^4]^T$	93.84%
10	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -4.08e^3 & 0 & 4.08e^3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 6.53e^3 & 0 & -6.83e^3 & -57.1 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 1.356e^3]^T$	99.04%
15	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -6.51e^3 & 0 & 6.51e^3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 2.07e^4 & 0 & -2.07e^4 & -203 \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 5.88e^3]^T$	99.06%

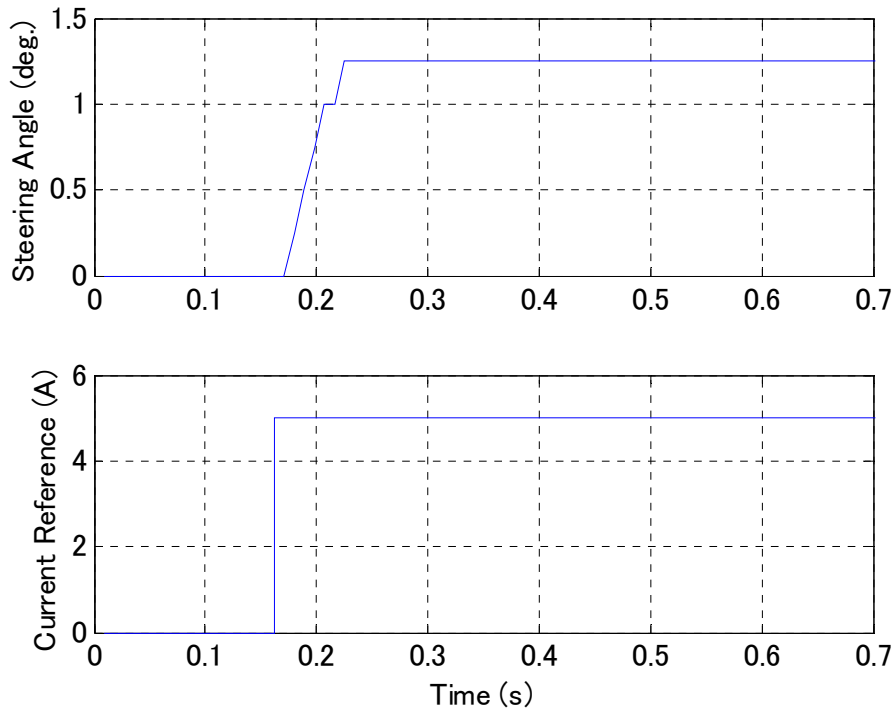


図 5.1.3 システム同定用入出力データ(目標電流 5 A)

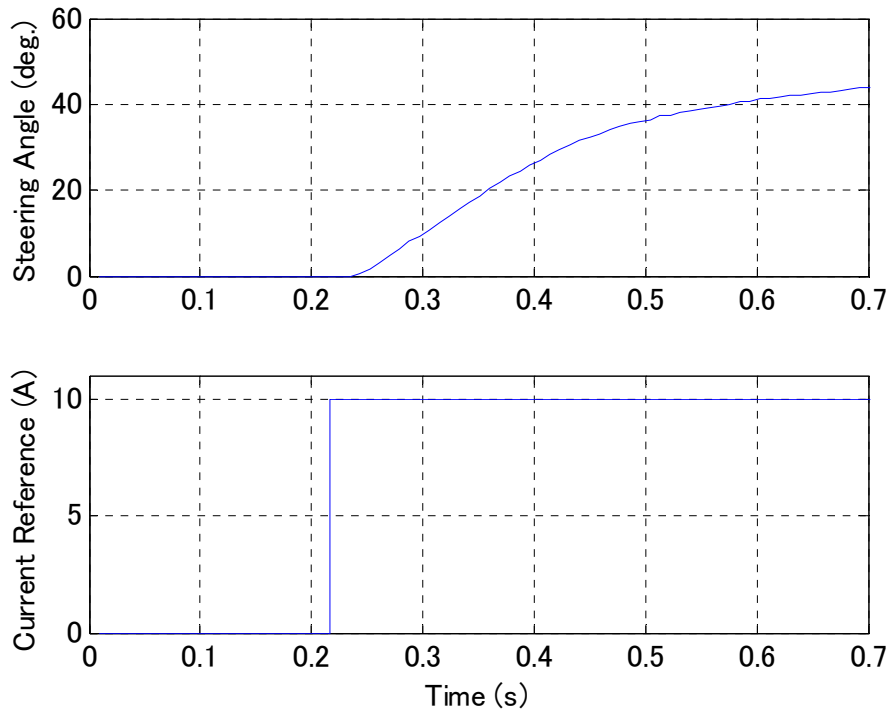


図 5.1.4 システム同定用入出力データ(目標電流 10 A)

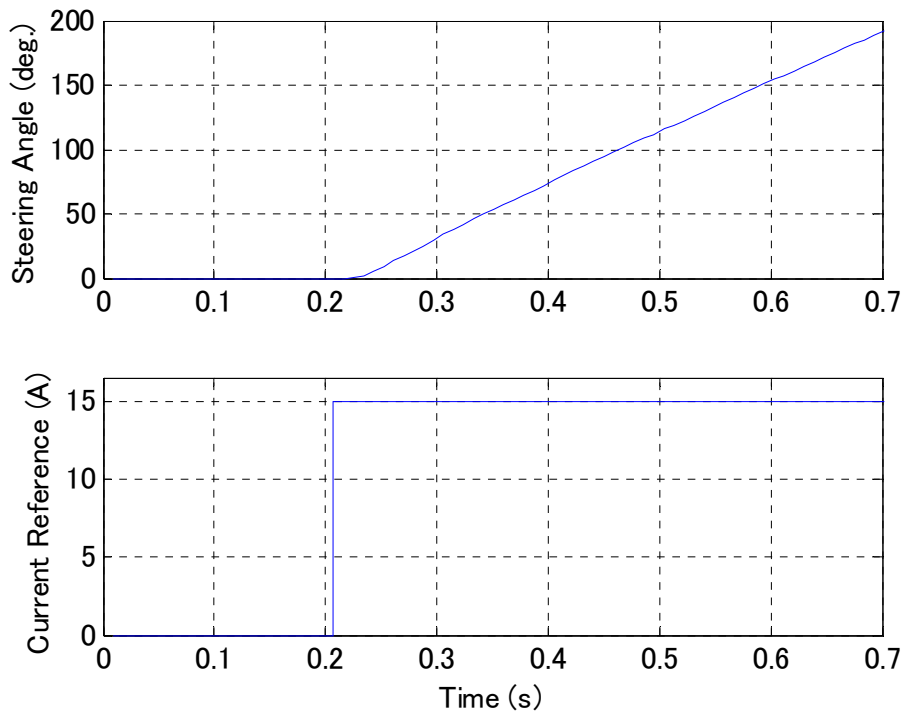


図 5.1.5 システム同定用入出力データ(目標電流 15 A)

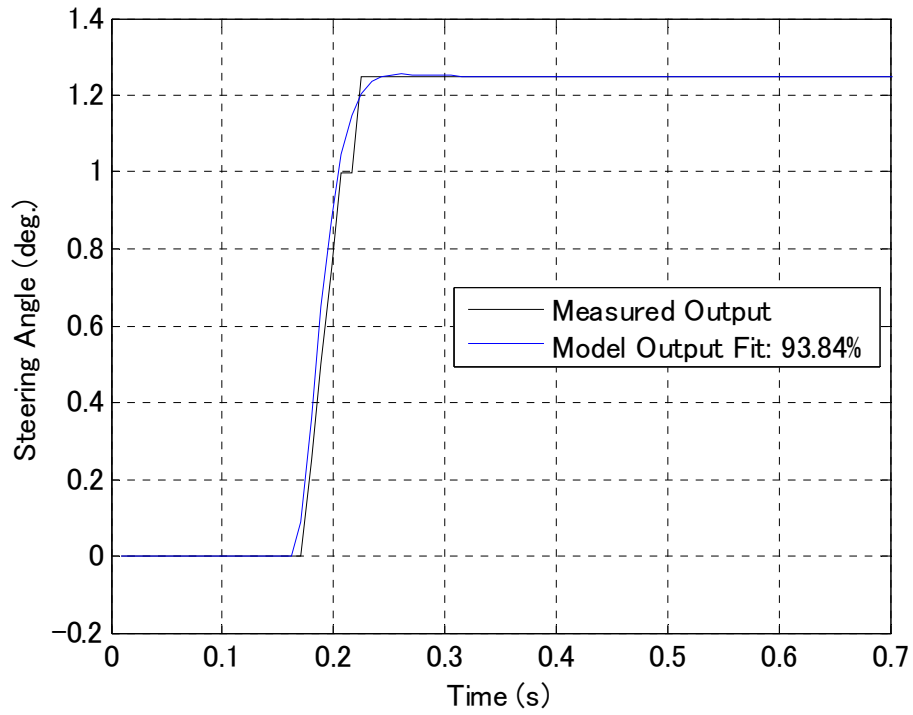


図 5.1.6 システム同定結果 (目標電流 5 A)

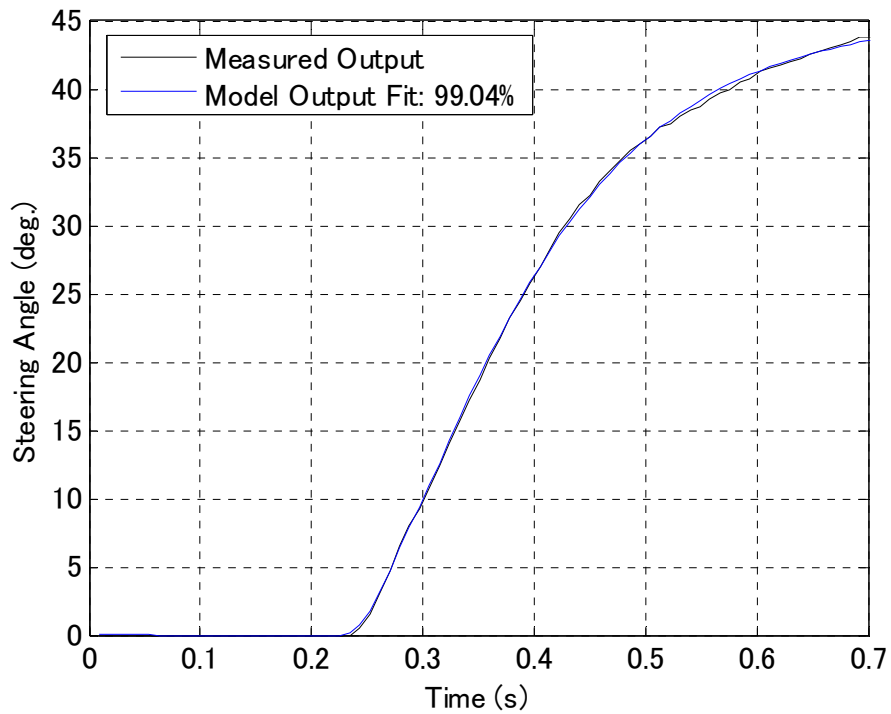


図 5.1.7 システム同定結果 (目標電流 10 A)

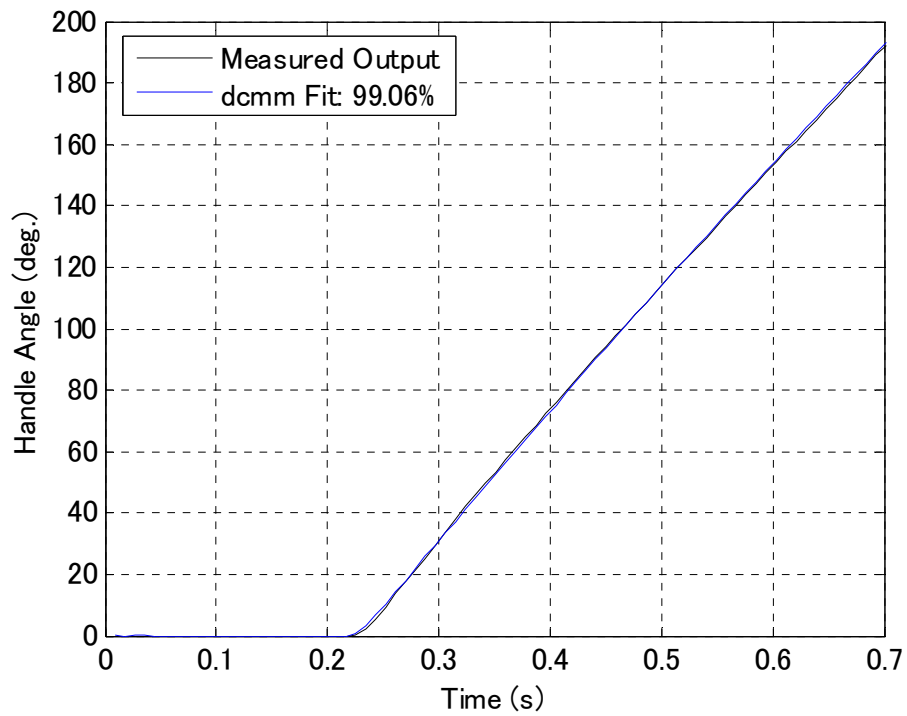


図 5.1.8 システム同定結果 (目標電流 15 A)

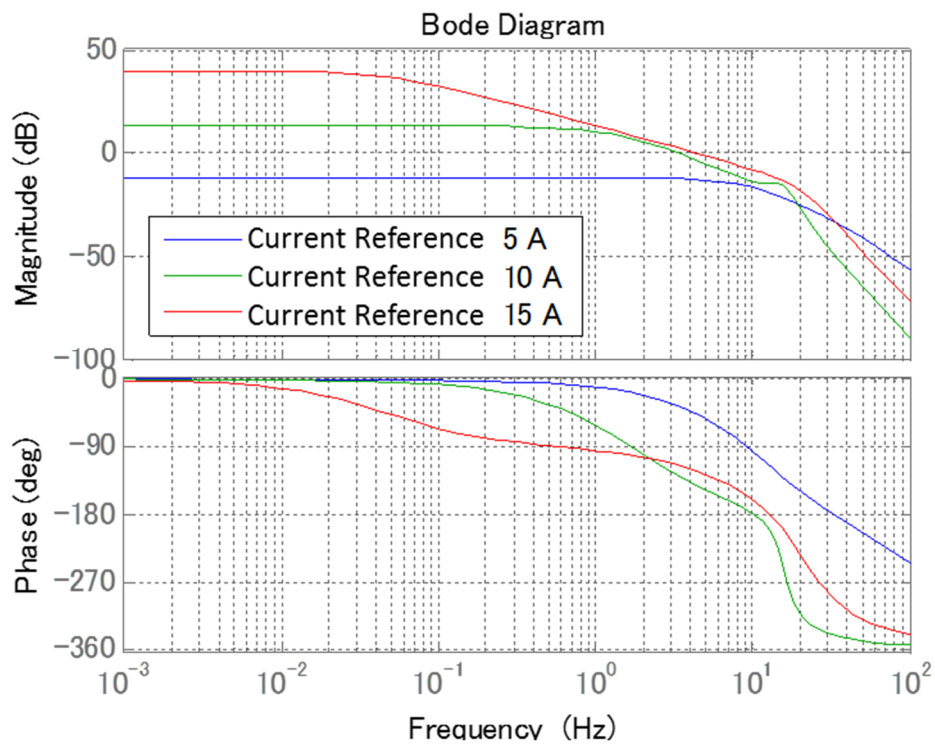


図 5.1.9 各モデルのボード線図

5.1.2. 制御器の設計

4.4節と同様に出力に重みを与えた線形二次レギュレータ(LQR)設計を用いた SMC の設計を行う。設計時に用いた調整パラメータおよびフィードバック系の極は、表 5.1.4 に示す通りである。

5.1.3. シミュレーションによる性能評価

設計した制御器に対するシミュレーション条件を表 5.1.4 に示す。シミュレーション結果を図 5.1.10 に示す通りである。同じ制御器を用いている 4.4節と同様に各モデルの図中(b)のトルクセンサ値が一致しており、十分モデル化誤差を補償しロバストな制御ができていることがわかる。

表 5.1.3 制御器の設計パラメータ

出力の重み Q	入力の重み R	非線形ゲイン f_{NL}	η	フィードバック系の極
$1e^{-1}$	1	50	$8e^{-3}$	$[-342 \quad -62.8 \quad -62.8 \quad -0.90]$

表 5.1.4 シミュレーション条件

入力(T_h)	1 s で振幅 0.5 V のステップ信号
制御対象	ノミナルおよび上下限モデル
アシストゲイン(K_{as})	40

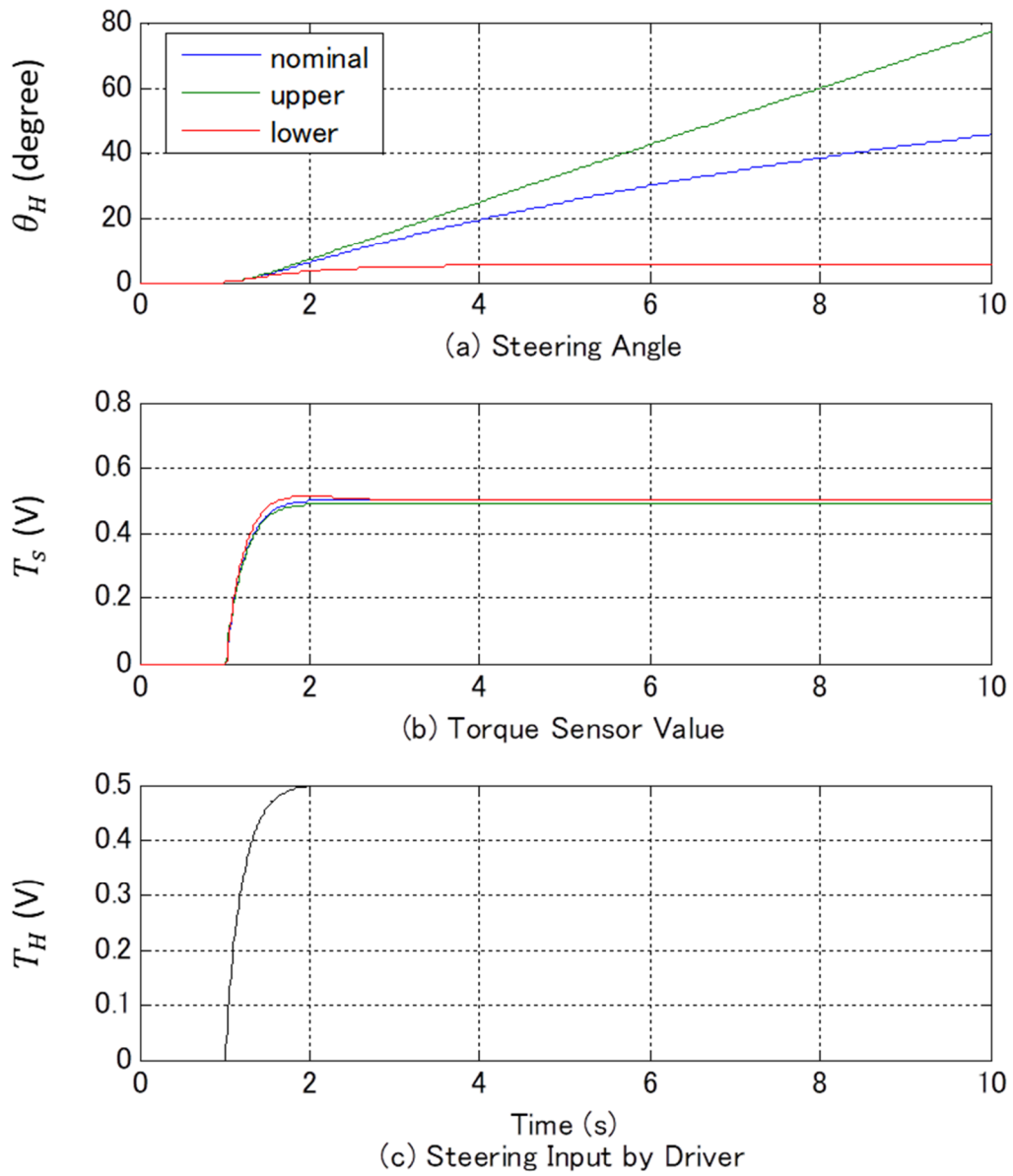


図 5.1.10 シミュレーション結果

5.1.4. 実機による性能評価

設計した制御器に対する実験条件を表 5.1.5 に示す。実験結果は図 5.1.11 に示す通りである。実験の結果、4.4 節と同様に 1.5 Hz および 10 Hz の振動が抑制された制御性能となっていることから、軽車両の供試装置でも十分に提案手法が応用できており、これまでの提案手法の移行は完了できたと考える。ただし、4.5 節で残されていた課題である図 5.1.11 中の A 部に見られる高速操舵時のトルクのアンダーシュートについての改善手法は、次節以降で示す。

表 5.1.5 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵 (切り返しを含む低速から高速操舵)
制御対象	実機 EPS システム
状態量の重み Q	$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1.5e^{-2}$
アシストゲイン(K_{as})	40
路面	コンクリート路面

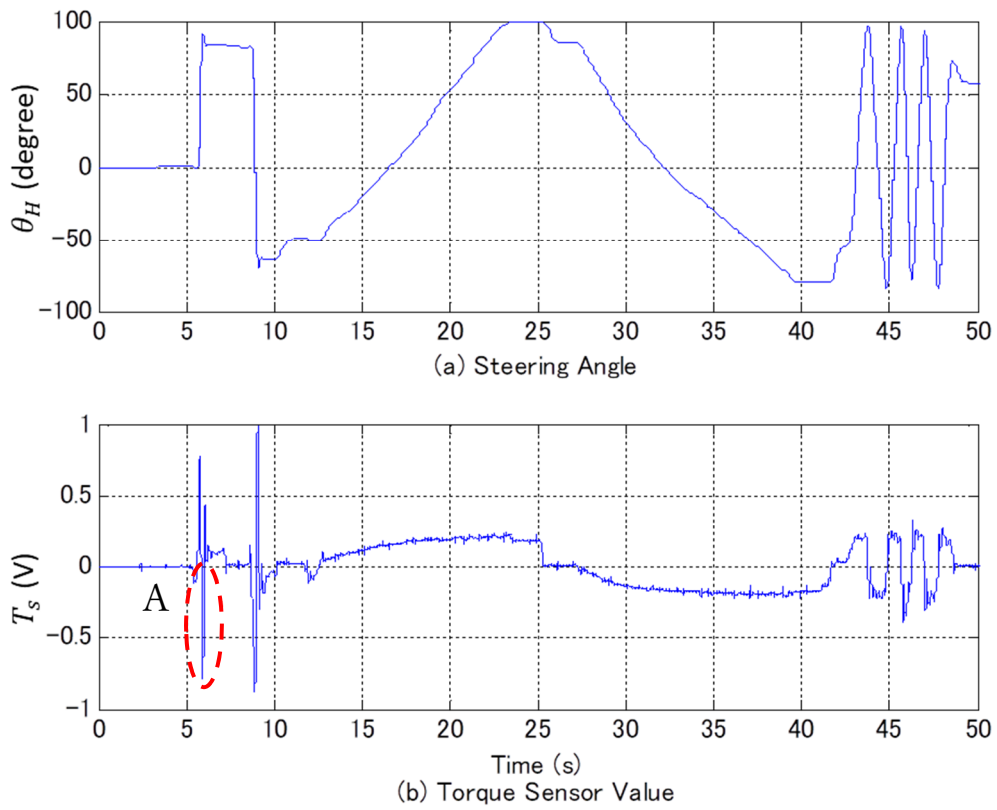


図 5.1.11 実験結果

5.2. 1入力2出力スライディングモード制御による検討

4.5節および5.1節での高速操舵時にトルクがアンダーシュートする問題を解決するために、本節では慣性力に該当する補償 $\ddot{\theta}_M$ を制御量として状態空間モデルに組み込むことを提案する。設計した制御器およびシミュレーションに用いたブロック図を図5.2.1および図5.2.2に示す。

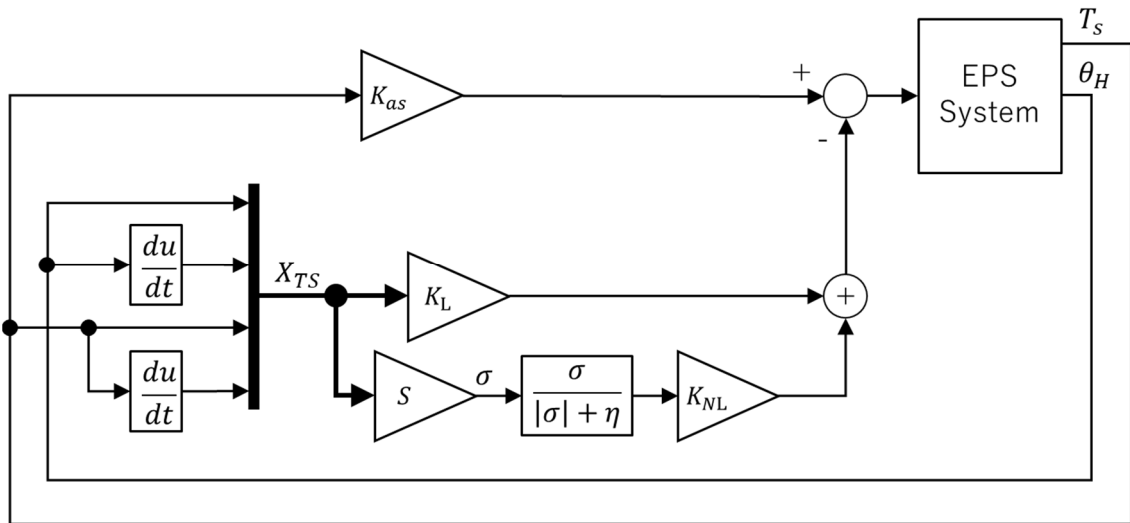


図 5.2.1 制御器に1入力2出力 SMC レギュレータを用いた EPS 制御系のブロック図

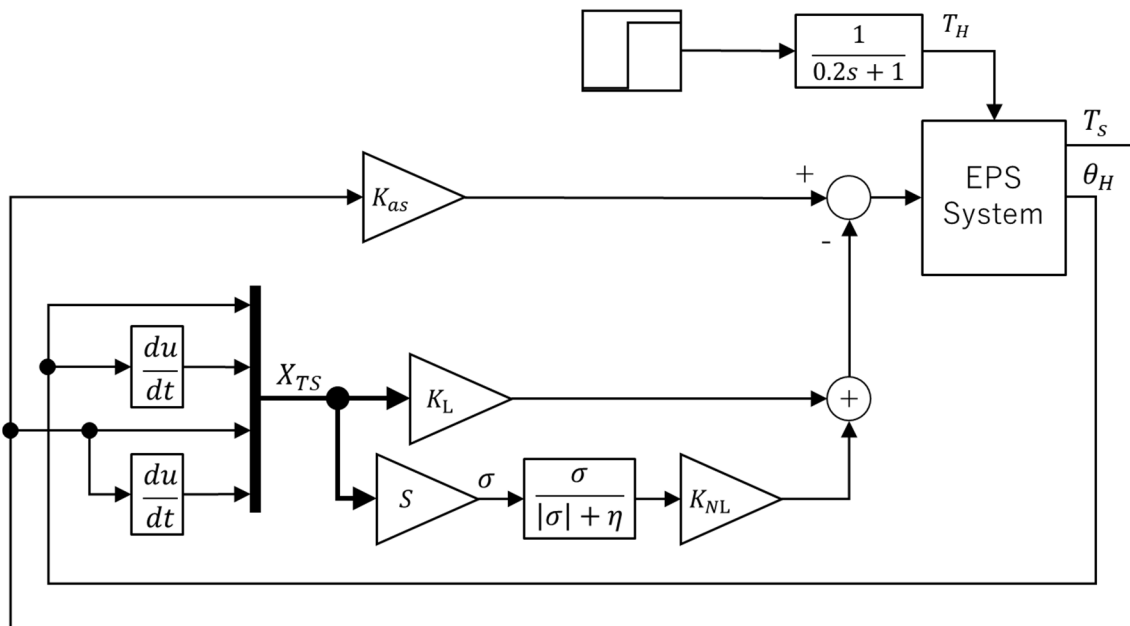


図 5.2.2 シミュレーションブロック図

5.2.1. 制御器の設計

高速操舵時のトルクのアンダーシュートを抑制するため、慣性に該当する θ_M を4.3節で変換した(4.3.9)式の C_{TS} 行列に追加した(5.2.1)式を用いて5.1節と同様に制御器の設計を行う^[2]。なお、設計時に用いた調整パラメータおよびフィードバック系の極は、表5.2.1に示す通りである。

$$C_{TS} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ (a_{41} + a_{43}) & a_{44} & -a_{43}K_H^{-1} & -a_{44}K_H^{-1} \end{bmatrix} \cdot X_{TS} \quad (5.2.1)$$

5.2.2. シミュレーションによる性能評価

設計した制御器に対するシミュレーション条件を表5.2.2に示す。シミュレーション結果は図5.2.3に示す通りである。操舵速度を高速にした影響で過渡時に図中(b)のトルクセンサ値にオーバーシュートが見られるが、振動等はなく安定している。

表 5.2.1 制御器の調整パラメータ

Q	R	f_{NL}	η	フィードバック系の極
$1e^{-1}$	1	50	$8e^{-3}$	[-342 -62.8 -62.8 -0.90]

表 5.2.2 シミュレーション条件

入力(T_h)	1 sで振幅0.5 Vのステップ信号
制御対象	ノミナルおよび上下限モデル
アシストゲイン(K_{as})	40

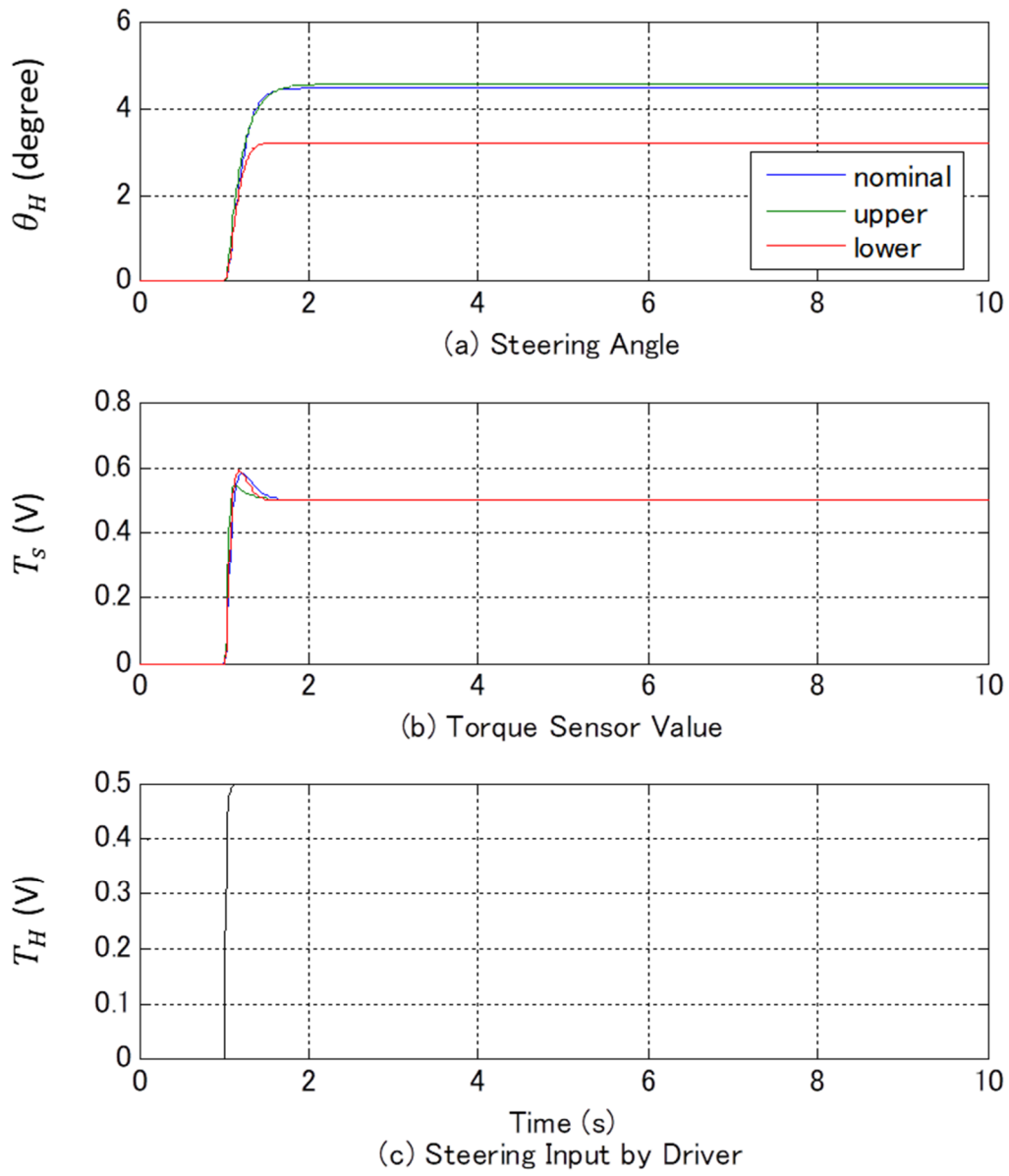


図 5.2.3 シミュレーション結果

5.2.3. 実機による性能評価

設計した制御器の実験条件を表 5.2.3 に示す。実験結果は図 5.2.4 に示す通りである。高速操舵時(5 s から 7 s)に問題であるトルクセンサ値のアンダーシュートは見られない。また、13 s以降の低速および切り返しを含む中速操舵でも 5.1 節と同様に問題なく制御できており、フィーリングでも市販車両と同等な操舵感を得ることができた。

表 5.2.3 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵 (切り返しを含む低速から高速操舵)
制御対象	実機 EPS システム
状態量の重み Q	$[1 \ 1 \ 1 \ 1] * 1.5e^{-2}$
アシストゲイン(K_{as})	40
路面	コンクリート路面

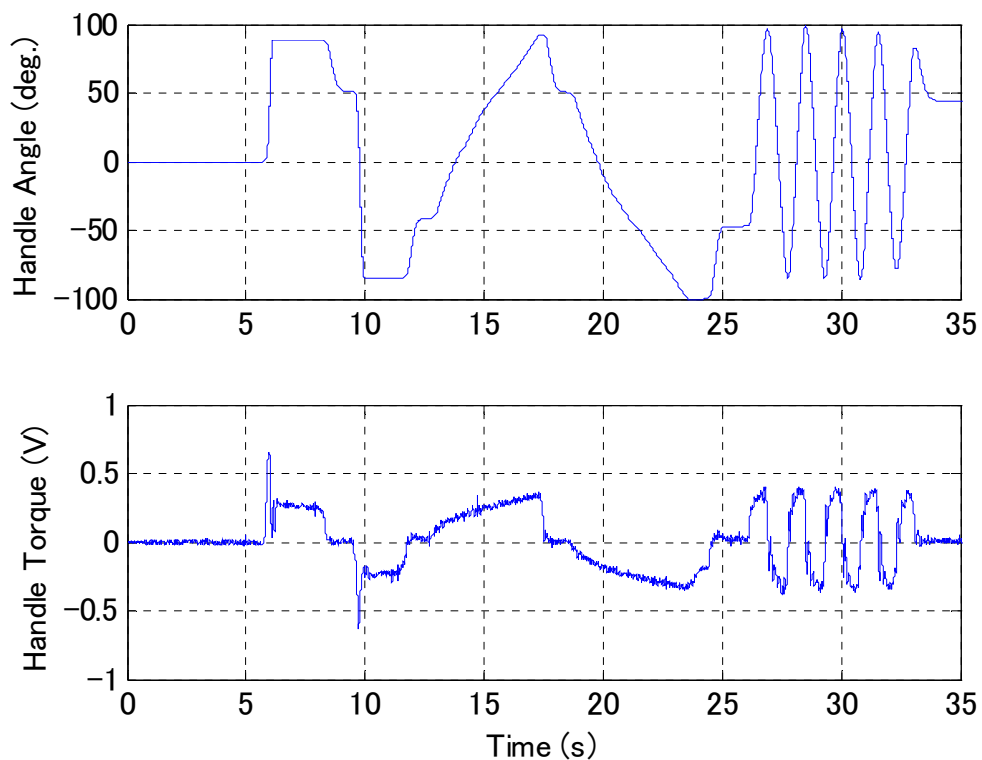


図 5.2.4 実験結果

5.3. 現状の EPS 制御との比較

2.2 節で述べた通り、現状の EPS 制御のブロック図は図 5.3.1 の通りであり、この制御の設計には多くの時間が必要である。その原因は、試行錯誤による設計によって 2 次元または 3 次元の MAP 制御のゲインを様々な条件で決定しているためであった。そこで、本研究では EPS 制御系設計の理論化を図った。5.2 節でも示したが、本論文の制御ブロック図は図 5.3.2 に示す通りである。図 5.3.1 のアシストゲイン以外の各補償制御を単純な 1 つの制御器に置換し、現状の EPS 制御と同等の操舵結果を得ることができた。以上のことから、本研究の目標は達成できたと考える。

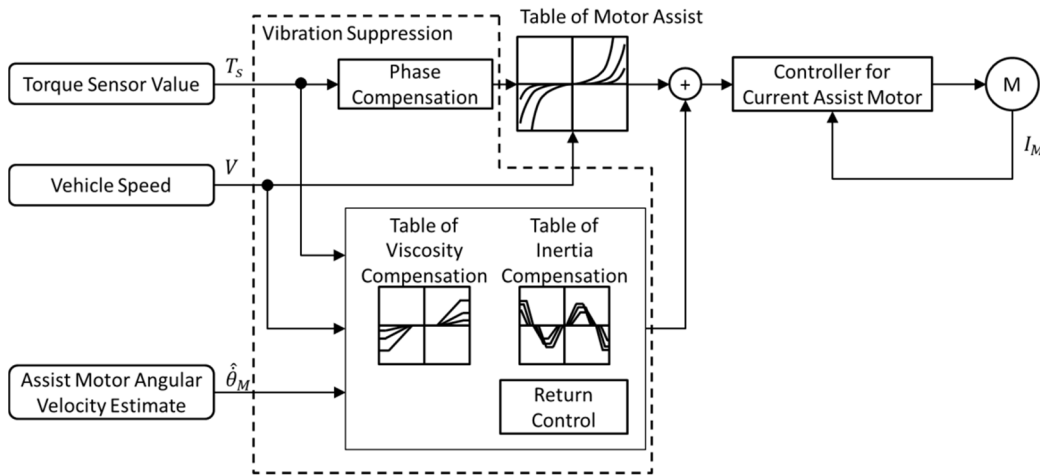


図 5.3.1 市販車両の EPS 制御ブロック図

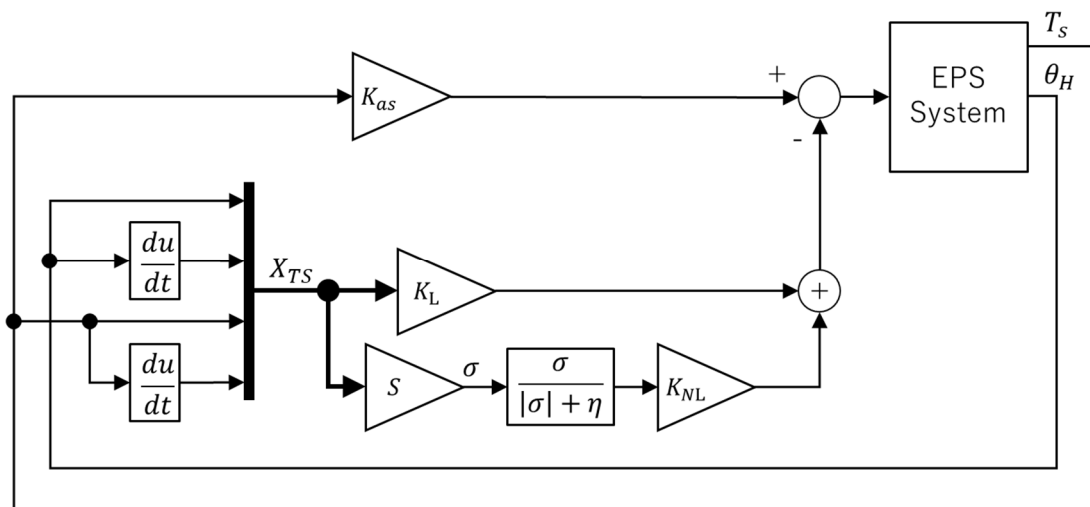


図 5.3.2 本論文の制御ブロック図

参考文献

- [1] みなとコンサルティング株式会社, “【調査】変化する自動車の保有状況 ～ 軽自動車の増加に着目 ～ | 各種情報 | 神戸のセミナー・研修・コンサルティング,” みなとコンサルティング株式会社, [オンライン]. Available: <http://www.minato-consul.co.jp/various-information/2014/20140417-hyogo.html>. [アクセス日: 16 2018].
- [2] 岩本浩祐, 小池裕二, 波健蔵, 谷田宏次, 岩崎到, “出力フィードバック形スライディングモード制御による六層柔軟構造物の曲げ・ねじり振動制御,” 日本機械学会論文集(C編), 65 巻, 635 号, pp. 2672-2679, 1999.

第6章

より安全な電動パワーステアリングシステムの検討

6. より安全な電動パワーステアリングシステムの検討

近年、画像処理技術を用いた自動車の安全技術として緊急時のブレーキアシストに関するものが多く発表されている [1] - [3]。これらは、次の3つのレベルを連続的に判断しアシストを行っている。まず、ドライバへの警告を行いドライバのブレーキ操作のみで制動させるレベル、次にドライバのブレーキ操作量を計測し不足分のみのアシストを行うレベル、最後に自動ブレーキによる車両の停止である。このブレーキアシストと同様に緊急時にステアリングアシストを行うことが可能であれば、自動車はより安全になると考えられる。しかし、EPS ではドライバの操舵力のみを測定することができない。この原因は、トルクセンサに入力されているドライバの操舵力、モータアシスト力および路面反力を区別できないためである。その解決策としてオブザーバによりドライバの操舵力を推定することが考えられる。しかし、同次元オブザーバや最小次元オブザーバ等の一般に広く知られているオブザーバでは、ドライバの操舵も外乱として扱われるため推定誤差が大きく、また同じ外乱である路面反力との区別もできないため実用的ではない。そこで、ドライバの操舵に起因する外乱の影響を受けにくく外乱の分解が可能な未知入力オブザーバ(UIO : Unknown Input Observer)理論を用いたドライバの操舵力の推定法を提案する。

6.1. 一般的な同次元オブザーバによる推定

まずは、一般的なオブザーバである同次元オブザーバによる推定についてシミュレーションと実験により検証する。設計したオブザーバおよびシミュレーションに用いたブロック線図を図 6.1.1 および図 6.1.2 に示す。

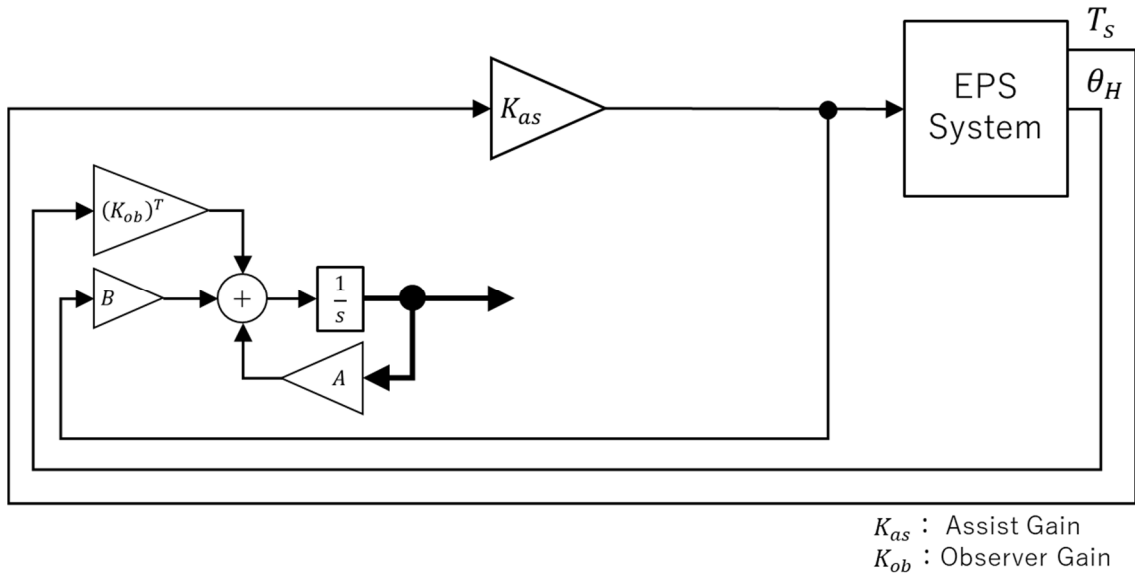


図 6.1.1 同次元オブザーバを用いた EPS システムのブロック図

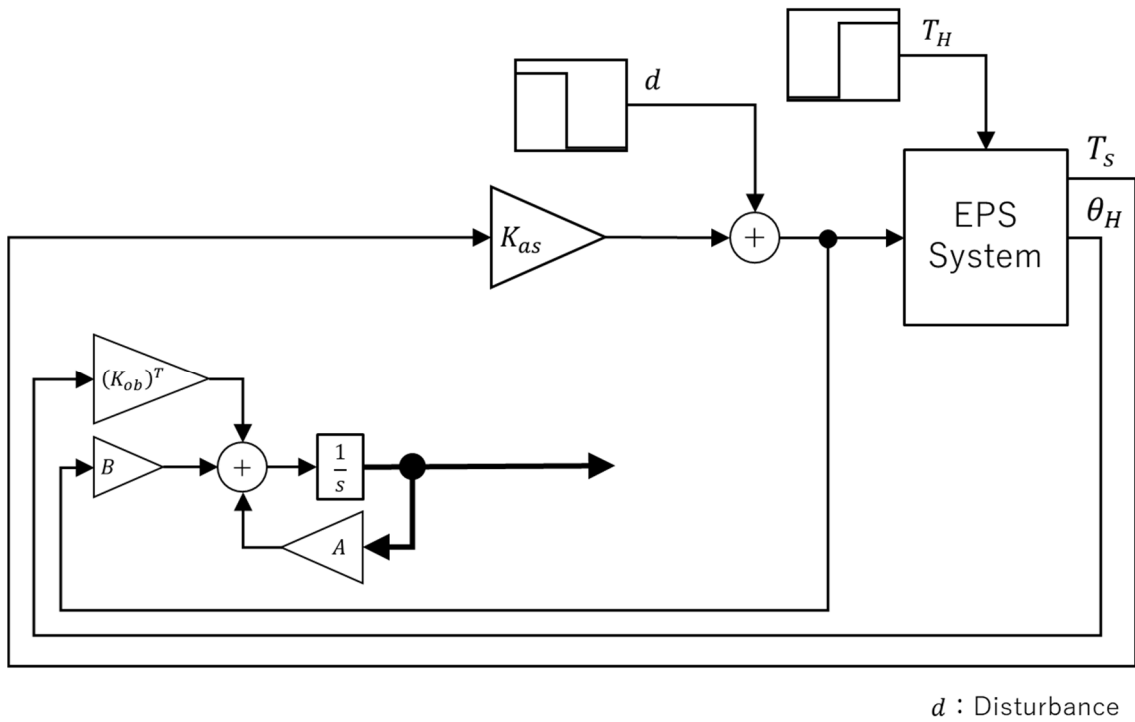


図 6.1.2 シミュレーションブロック図

6.1.1. 同次元オブザーバの設計

3章でシステム同定を行い導出したノミナルモデルを用いて、同次元オブザーバの設計を行った。設計手法は極配置法とし、設定した極およびオブザーバのゲインは表 6.1.1 に示す通りである。極については5章で設計した制御器を動作させることを考え、設計した制御器の最も絶対値の大きい極の2倍程度とした。

表 6.1.1 オブザーバの設計パラメータ

設定した極	オブザーバのゲイン
[-700 -710 -720 -730]	[2.04e ³ 1.54e ⁶ 1.40e ⁵ 1.59e ⁷]

6.1.2. シミュレーションによる性能評価

設計したオブザーバを用いてシミュレーションによる性能評価を行った。シミュレーション条件は表 6.1.2 に示す通りである。推定される状態量に操舵角(θ_H)、操舵角速度($\dot{\theta}_H$)、トルクセンサ値(T_s)およびトルクセンサ値の変動(\dot{T}_s)に対するシミュレーション結果を図 6.1.3 に示す。ドライバ入力が存在する3s以降は図中(d)のドライバの操舵力の推定値に最大1.1Vの誤差が存在している。この原因は、路面外乱とドライバの操舵力を区別できないためである。

表 6.1.2 シミュレーション条件

外乱入力	1sで-20Aのステップ信号
ドライバ入力(T_h)	3sで1Vのステップ信号
制御対象	ノミナルモデル
アシストゲイン(K_{as})	0

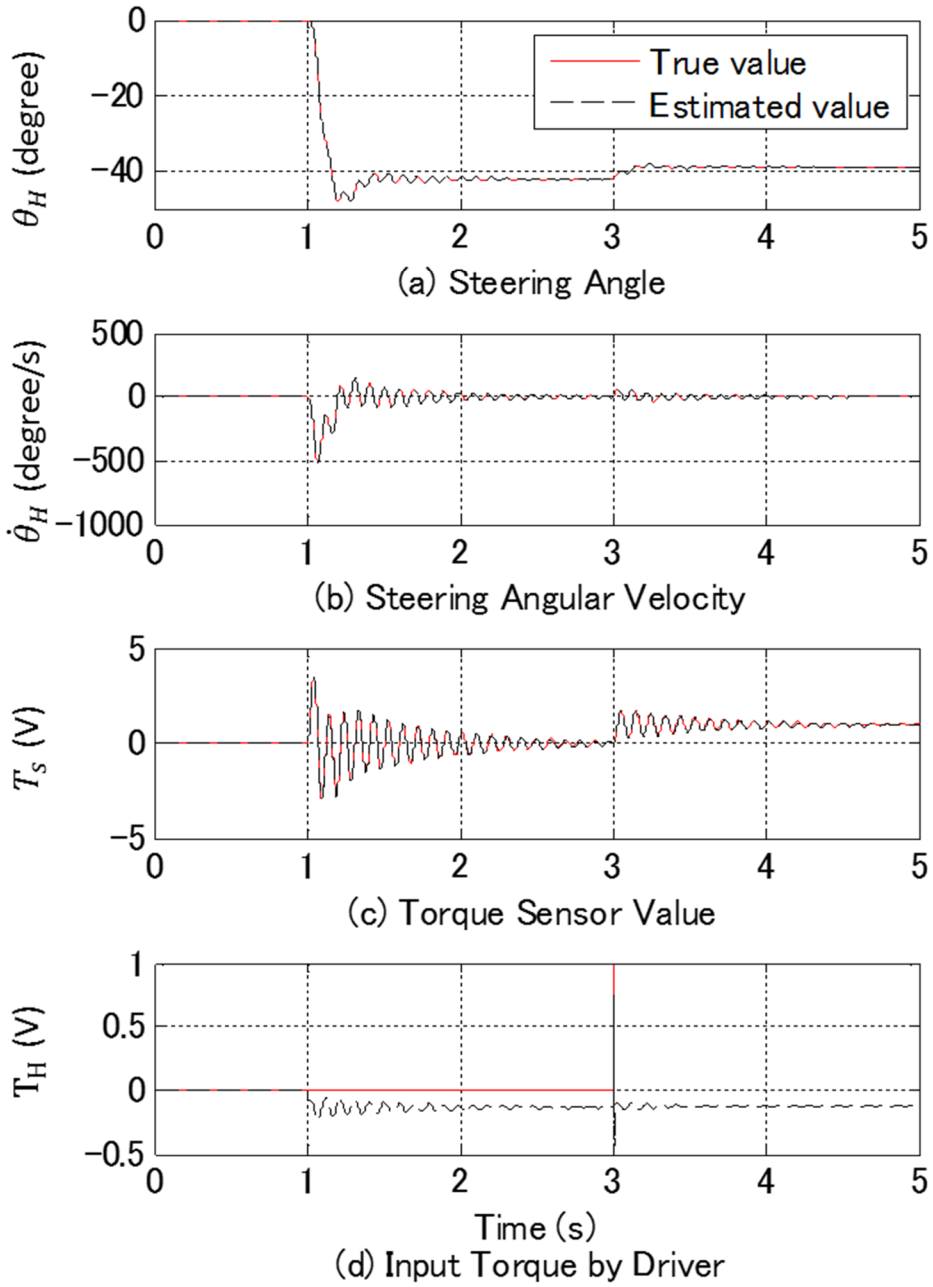


図 6.1.3 シミュレーション結果

6.1.3. 実験による性能評価

設計したオブザーバに対して実機により性能評価を行った。実験条件を表 6.1.3 に示す。実験結果を図 6.1.4 に示す。ただし、実験ではドライバの操舵力が測定不能であるため、ドライバの操舵力の推定に用いられる4つの状態量(θ_H $\dot{\theta}_H$ T_s \dot{T}_s)について評価を行う。シミュレーションとは異なり、図中(a)の θ_H 以外の状態量に推定誤差が生じている。これはモデル化誤差や摩擦等のシミュレーションでは再現できていない外乱の影響であると考えられる。

表 6.1.3 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵 (切り返しを含む低速～中速操舵)
制御対象	実機 EPS システム
アシストゲイン(K_{as})	0
路面	コンクリート路面

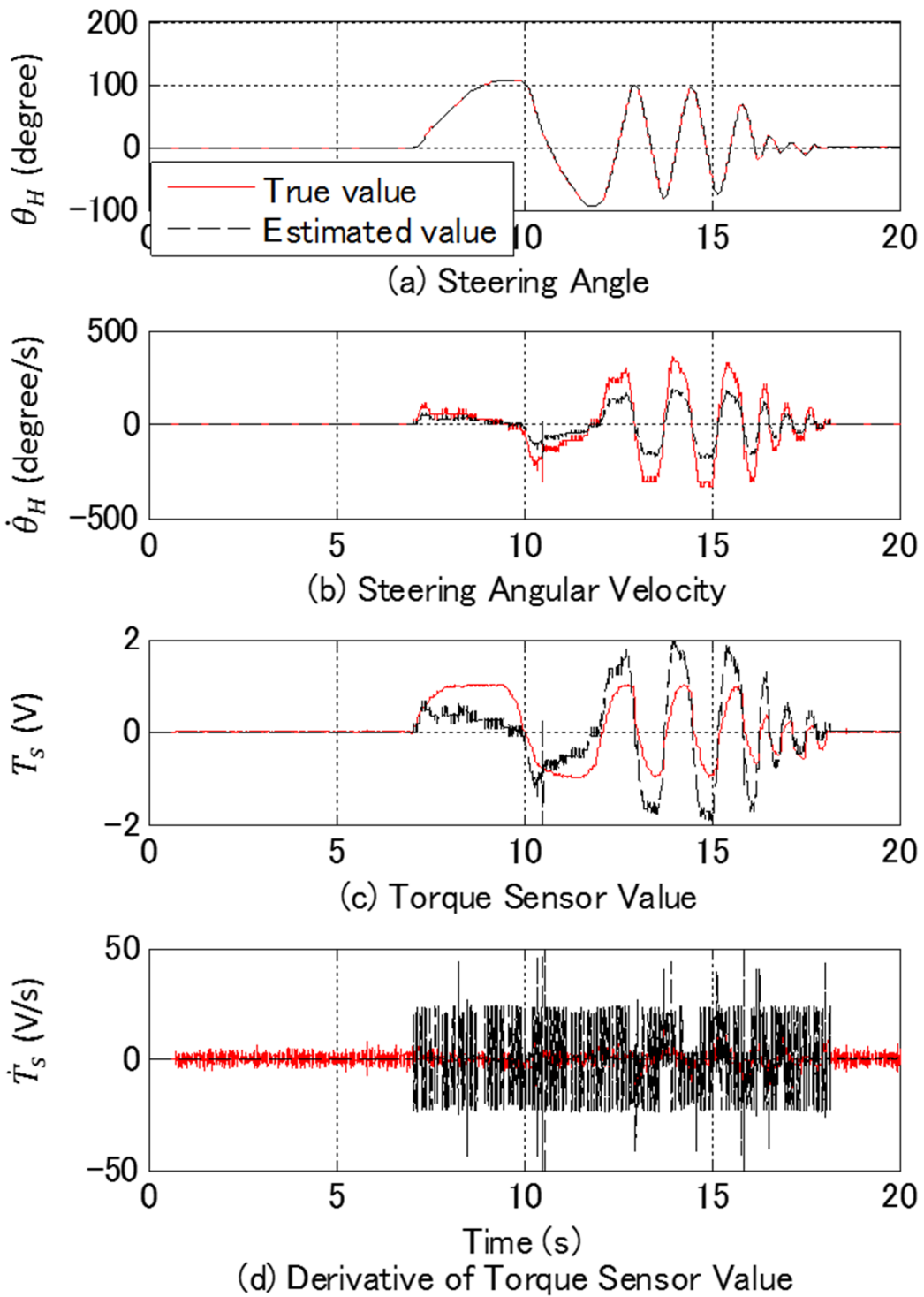


図 6.1.4 同一次元オブザーバに対する実験結果

6.2. 未知入力オブザーバによる推定

6.1 節での推定誤差の問題に対する対策として、ドライバの操舵入力を未知入力と捉えた未知入力オブザーバ(UIO : Unknown Input Observer)を構築・設計しシミュレーションと実験により検証を行う

6.2.1. 未知入力オブザーバの設計

未知入力がある系の状態推定問題に対して、様々な未知入力オブザーバ(UIO)が構築されてきた [4] - [6]。本研究では、次に示す方法を用いて UIO を設計する。

まず、次式のオブザーバを設計する。

$$\dot{z}(t) = Fz(t) + TB_{TS}u(t) + Ky(t) \quad (6.2.1)$$

$$\hat{x} = z(t) + Hy(t) \quad (6.2.2)$$

ここで、 $\hat{x} \in R^n$ は推定される状態変数、 $z \in R^n$ は構築される同次元オブザーバ、 H 、 T 、 F および K は UIO を構築するための係数行列である。構築した UIO のブロック図を図 6.2.1 に示す。

次に、3章でシステム同定を行い導出したノミナルモデルを用いて H 、 T 、 F および K の設計を行う。設計に用いた式は次の通りである。なお、UIO の極を決める調整パラメータ K_1 は極配置を用いて設計し、設定した極およびオブザーバのゲインは表 6.2.1 に示す通りである。

$$H = E((CE)^{-1}CE)^{-1}(CE)^T \quad (6.2.3)$$

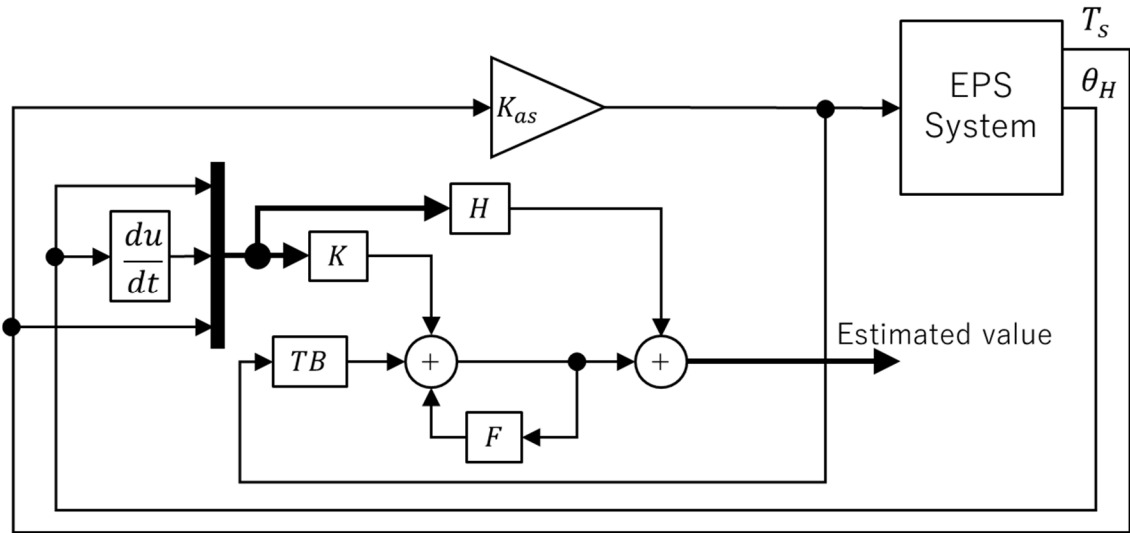
$$T = I - HC \quad (6.2.4)$$

$$F = TA_{TS} - K_1C \quad (6.2.5)$$

$$K = K_1 + FH \quad (6.2.6)$$

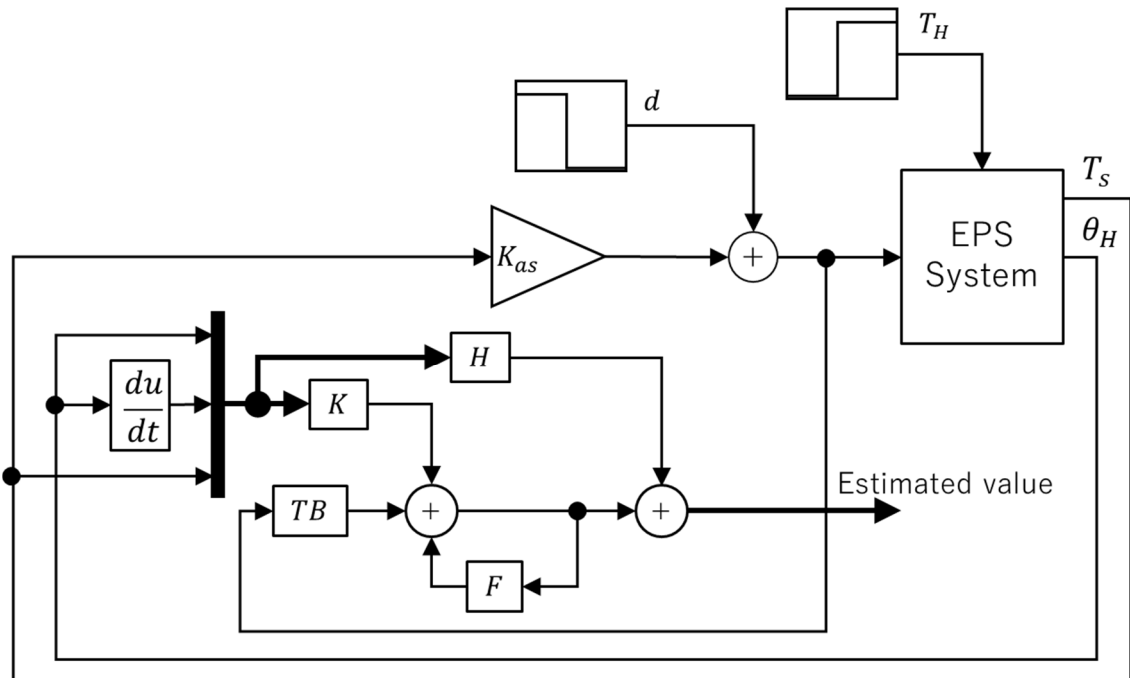
表 6.2.1 オブザーバの設計パラメータ

設定した極	オブザーバのゲイン
$[-700 \quad -710 \quad -720 \quad -730]$	$[2.04e^3 \quad 1.54e^6 \quad 1.40e^5 \quad 1.59e^7]$



F, H, K, T : Coefficient Matrix

図 6.2.1 未知入力オブザーバを用いた EPS システムのブロック図



d : Disturbance

図 6.2.2 シミュレーションブロック図

6.2.2. シミュレーションによる性能評価

設計したオブザーバを用いてシミュレーションによる性能評価を行った。シミュレーション条件は表 6.2.2 に示す通りである。シミュレーション結果を図 6.2.3 に示すが、同一次元オブザーバではドライバ入力が存在する 3 s以降で最大 1.1 Vの誤差が図中(d)のドライバの操舵力の推定値に存在していたが、今回設計したオブザーバでは最大で 0.086 Vの誤差にとどまっており、十分実用的な誤差で推定できていることがわかる。

表 6.2.2 シミュレーション条件

外乱入力	1 s で-20 A のステップ信号
ドライバ入力(T_h)	3 s で 1 V のステップ信号
制御対象	ノミナルモデル
アシストゲイン(K_{as})	0

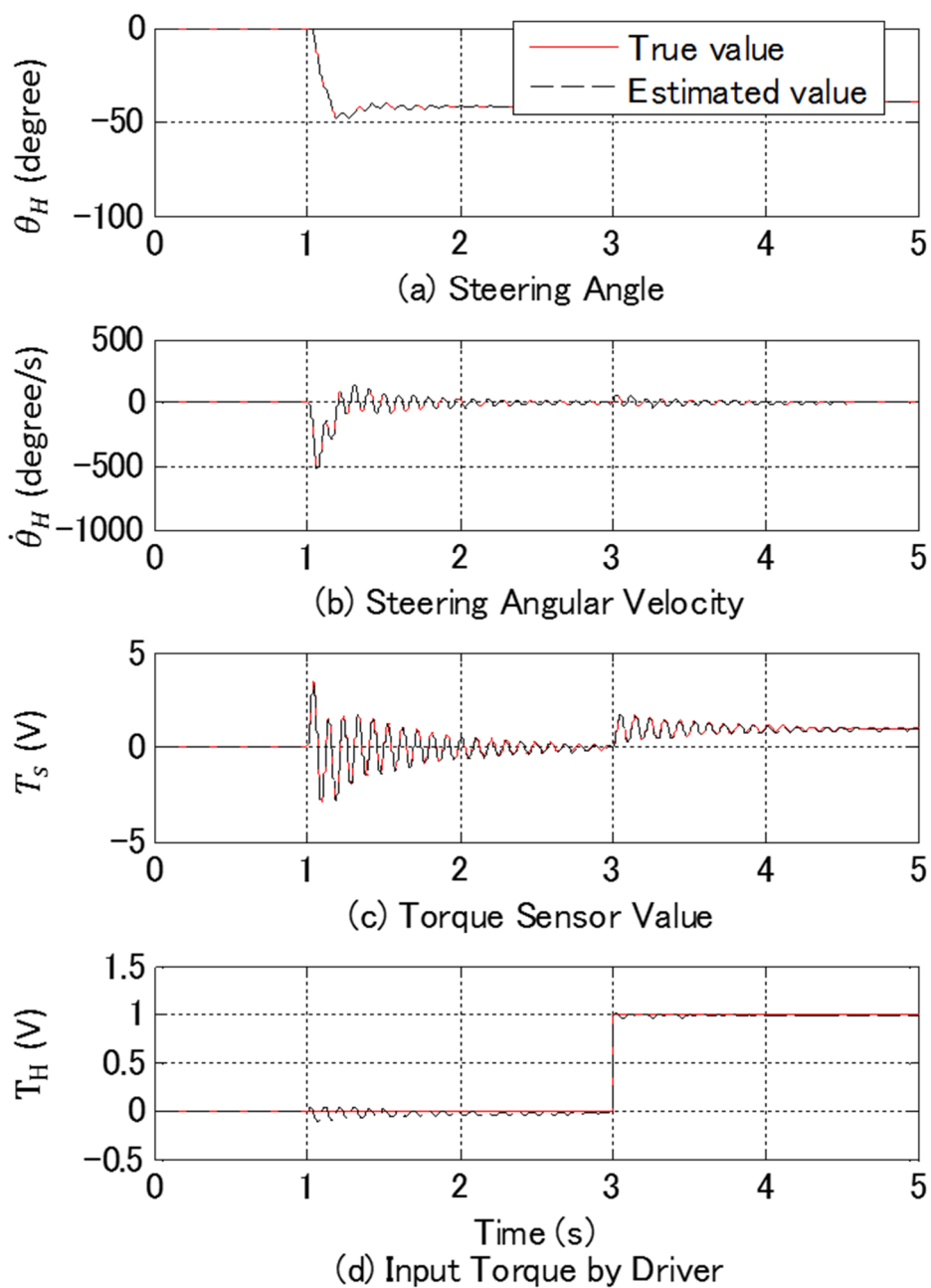


図 6.2.3 シミュレーション結果

6.2.3. 実験による性能評価

設計した UIO を用いて実車により性能評価を行った。実験条件を表 6.2.3 に示す。実験結果を図 6.2.4 に示す。ただし、実験ではドライバの操舵力が測定不能であるため、ドライバの操舵力の推定に用いられる4つの状態量(θ_H , $\dot{\theta}_H$, T_s , \dot{T}_s)について評価を行う。一般的な同次元オブザーバの結果図 6.1.4 と比較し、図中(b)から(d)までの状態量で推定誤差が減少していることが確認できる。このことから、UIO によるドライバの操舵力の推定は可能であり、衝突回避システムへの利用も可能であると考ええる。

表 6.2.3 実験条件

入力(T_h)	ドライバによる操舵 (切り返しを含む低速～中速操舵)
制御対象	実機 EPS システム
アシストゲイン(K_{as})	0
路面	コンクリート路面

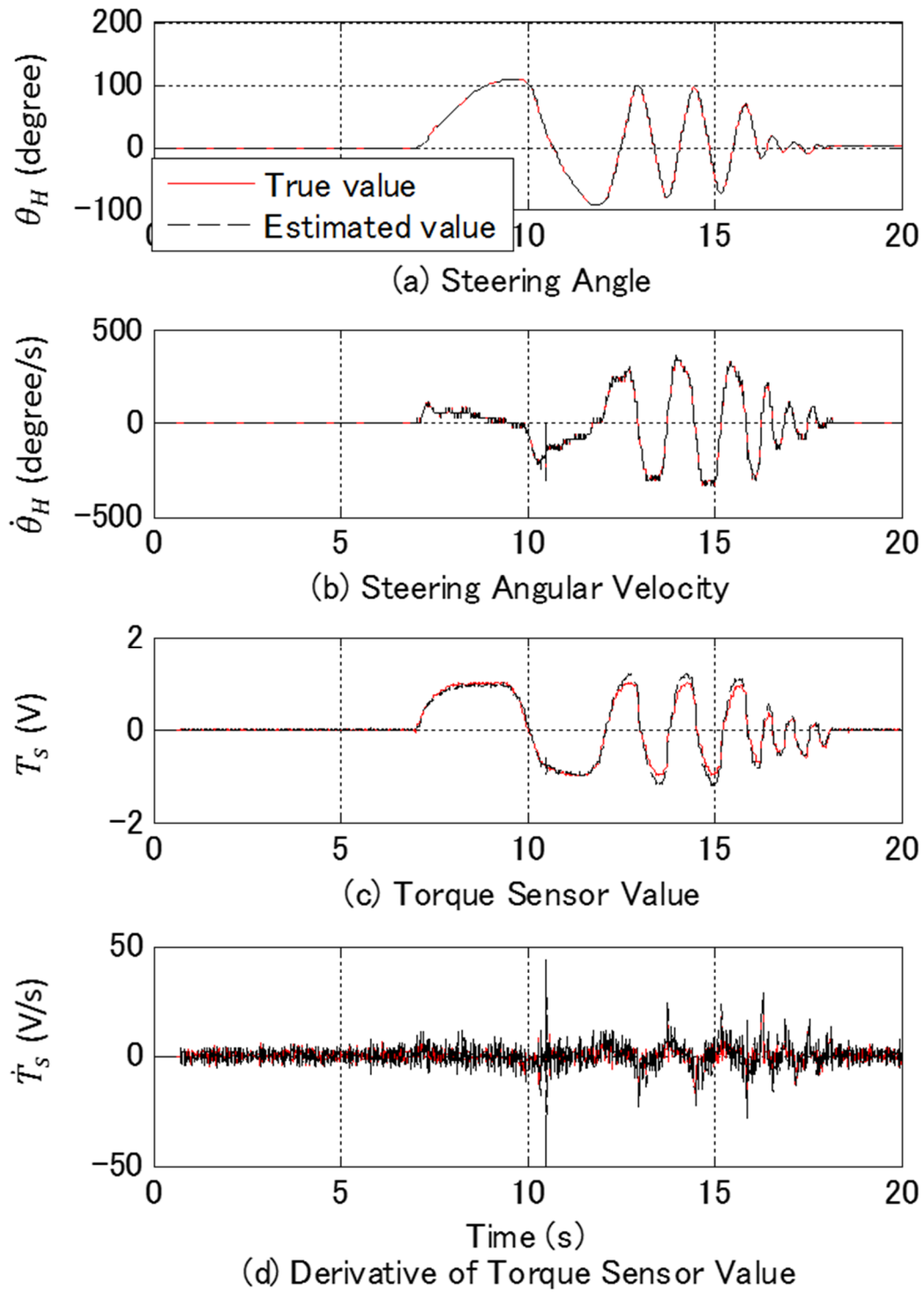


図 6.2.4 実験結果

参考文献

- [1] JNCAP, “JNCAP | 予防安全性能アセスメント - 衝突被害軽減制動制御装置,” JNCAP, [オンライン]. Available: http://www.nasva.go.jp/mamoru/active_safety_search/collision_avoidance_system.html. [アクセス日: 16 2018].
- [2] 国土交通省, “衝突被害軽減ブレーキについて | 自動車総合安全情報,” 国土交通省, [オンライン]. Available: <http://www.mlit.go.jp/jidosha/anzen/01asv/esc.html>. [アクセス日: 16 2018].
- [3] トヨタ, “トヨタ 安全安心機能サイト | Toyota Safety Sense トヨタセーフティセンス | トヨタ自動車 WEB サイト,” トヨタ, [オンライン]. Available: <https://toyota.jp/safety/tss/>. [アクセス日: 16 2018].
- [4] Shigeyasu KAWAJI, Kazufumi SAWADA, “Observer Design for Linear Descriptor Systems with Unknown Inputs,” Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers Vol.31, Issue 2, 1995.
- [5] Setsuo SAGARA, Takami MATSUO, Kazushi NAKANO, “Design of Unknown Input Observer by Spectral Decomposition Approach,” Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers Vol.21, Issue 3, 1985.
- [6] H. HIKITA, “A Solution of an Exact Model Matching Problem and an Unknown Input Observer by Transfer Function Approach,” Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers Vol.16, Issue 5, 1980.

第 7 章

結論

7. 結論

現状の EPS 制御では、2 慣性系に起因する振動を抑制するために多くのテーブルを用いた制御器を用いて抑制している。しかし、この制御器に用いているテーブルが 3 次元以上であるため適合に多くの時間が必要となっていた。本研究ではこの問題を回避するために、体系的な制御のための EPS 制御系の開発を行い下記の知見を得た。

1 章では、本研究の研究背景として次の電動パワーステアリング(EPS)の現状と問題点および本研究の目標を述べた。EPS は 2013 年以降には生産されている自動車の半数以上に搭載されており、現代の自動車にとって不可欠な存在となっている。しかし、EPS は 2 慣性の振動系であるため振動を生じやすい。この振動を抑制するために多くの異なる機能を有する補償制御とテーブルを用いた振動抑制制御が適用されているが、このテーブルの適合には多くの時間がかかり開発期間の短縮が困難であるといった問題がある。そこで、本研究ではテーブルを必要としない理論的な振動抑制制御の提案および実車による有効性の検討を目標とした。

2 章では、EPS の種類および生産比率について調査し研究対象を設定し、現状の EPS 制御、振動抑制制御に関する既存論文の歴史および問題点について記述した。EPS はアシストモータの取り付け位置によりコラム式 EPS、ピニオン式 EPS および、ラック式 EPS に分類できる。これら 3 つの生産比率は小型自動車に多く採用されているコラム式 EPS が最も多いため、本研究ではコラム式 EPS を研究対象とした。EPS は 1 章で述べた通り 2 慣性の振動系である。しかしそれだけでなく、タイヤを含んだ系であるため外部の影響を受けやすい。そのため、特性が大きく変化する非線形性も有している。更に入力であるドライブの操舵力も非定常であるため制御が難しい対象である。そのため、現状の EPS 制御は非線

形性および2慣性系に起因する振動を抑制するための振動抑制制御部とEPS本来の目的であるモータアシスト力の演算を行うモータアシスト演算部で構成されている。1章でも述べた通り、振動抑制制御部は異なる機能を有する多くの各補償制御とテーブルにより構成されており、制御器の適合に多くの時間が必要となっている。この問題の対策に関する研究は、2000年ごろに集中的に行われていたが、現状のEPS制御に置換できる性能は得られていない。それにもかかわらず、その後はドライバの負荷低減および自動運転のための研究に移行している。既存研究は、1条件では良好な結果が得られているが、操舵速度等が変更された場合現状のEPS制御に置換するのに十分な性能を得られておらず、現状のEPS制御がテーブルを用いる要因となっている。

3章では、実験に供した装置のモデル構造の導出およびシステム同定によるモデリングを行った。EPSのハンドル、モータ、タイヤ系の各ダイナミクスを示し、タイヤ軸を基準軸とし、ギア比変換を行い、モデル構造を導出した。システム同定では、予測誤差法を用いた状態空間モデルを求める手法では極所解の問題が発生したが、一度伝達関数モデルでシステム同定を行い状態空間モデルに変換することでこの問題を回避することができた。しかし、4章以降でEPSのバネ剛性やタイヤの減衰係数等が必要になるため、物理パラメータ推定を用いて再度システム同定を行った。このとき、局所解の問題を回避するため、システム同定に用いる初期値は伝達関数モデルでシステム同定を行った際に得た値とした。その結果、実データとの比較において90%以上の一致率を有するモデルを得ることができた。

4章では、レギュレータを用いて現状の振動抑制制御に含まれている粘性および位相補償を理論化した。まず一般的な二次線形レギュレータを用いて体系化を図った。しかし、状態量にハンドルおよびモータの角度が含まれているため、ハンドルが重くなるという問題

が発生した。そのため、抑制する対象を全ての状態量ではなくハンドルおよびモータの角速度のみとした。その結果、ハンドルが重くなるという問題は解消されたが、EPS 本来の 2 慣性系に起因する振動が明確化した。振動の原因は、制御量であるモータ角と抑制したいトルクセンサ値に存在する位相差であった。そこで、直接トルクセンサ値を抑制するために EPS モデルを物理変換し、トルクセンサ値を抑制するレギュレータを検討したが、モデル化誤差が大きく十分な効果が得られなかった。その対策として、モデル化誤差を補償できるスライディングモード制御をレギュレータに検討した。その結果、低速から中速操舵時において十分な振動抑制効果を得ることができた。

5 章では、マーケットのニーズを考慮した供試装置の変更と慣性補償制御を理論化した。供試装置の変更では、本研究で提案している EPS 制御の理論的設計が、変更した対象に対しても十分に適用可能であることを示した。慣性補償の理論化では、レギュレータに慣性力を制御量に追加した 2 出力のスライディングモード制御を検討した。その結果、低中速操舵のみならず高速操舵の場合でも十分な制振効果が得られた。

6 章では、操舵角とトルクセンサ値を用いてドライバの操舵力を推定可能なオブザーバを提案した。EPS はハンドルからタイヤまで機械的に接続されている。そのため、ドライバの操舵力のみを計測することは困難である。そこで、同次元オブザーバによるドライバの操舵力の推定を検討したが、ドライバの操舵も外乱として扱われるため推定誤差が大きく、また同じ外乱である路面反力との区別が不可能であった。そこで、ドライバの操舵力を未知入力と捉えた未知入力オブザーバを構築、設計した。これにより、外乱にかかわらず高精度にドライバの操舵力を推定することが可能となった。

謝辞

最後になりましたが、本論文を作成するに当たり、理論展開から論文構成の細部に至るまで終始熱心なご指導を頂いた群馬大学大学院理工学府の橋本誠司教授に感謝の意を表します。

また、調査の実施及び実験にあたり、愛知工科大学システム工学科の梶谷満信教授には細部にわたるご指導をいただいた上、折に触れ激励していただきました。心より感謝申し上げます。

学位取得に当たりダイヤモンド電機の佐藤健氏には在職中ご理解と励ましをいただきました。ここに改めて感謝いたします。

また、本論文の主査である群馬大学の石川赴夫教授、副査である群馬大学の小林春夫教授、高橋俊樹准教授、栗田伸幸准教授には、貴重なお時間を割いて本論文の審査、査読をしていただき心より感謝申し上げます。

このほかにも多くの方々にご指導、ご協力をいただくことで研究を進めることができました。この場を借りて感謝申し上げます。

最後になりましたが、ふがいない私を明るく励まし続け、時には激励してくれた妻 未来に心より感謝する次第です。

発表論文

■関連論文

[1] T. Abe, Y. Fujimura, T. Hirose, S. Hashimoto, M. Kajitani, K. Sato and K. Gonpei, “Electric Power Steering System Design Based on Linear Quadratic Control,” Journal of Technology and Social Science (JTSS), Vol. 1, No. 2, pp. 37-46, 2017.

[2] 阿部己和, 橋本誠司, 梶谷満信: 「1 入力 2 出力 SMC 適用による EPS 制御の高性能化」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 4, pp. 346-351, 2018 年 4 月

■参考論文

[1] J. Lu, W. Jiang, T. Abe, Y. Fujimura, S. Hashimoto and M. Kajitani, “An Observer Design Strategy in Electric Power Steering System,” Journal of Technology and Social Science (JTSS), Vol.1, No.2, pp.47-53, 2017.

■関連発表

[1] T. Abe, Y. Fujimura, T. Hirose, S. Hashimoto, M. Kajitani, K. Sato and K. Gonpei, “Linear Quadratic Control Design in Electric Power Steering System,” Proc. of ICAMechs2016, ThuM03-04, pp. 73-78, Melbourne, Australia (Nov. 2016)

[2] Y. Fujimura, T. Abe, S. Hashimoto, M. Kajitani, J. Lu and W. Jiang, “Two-input Disturbance Observer Design in Electric Power Steering System,” Proc. of ICTSS2017, A034, Gunma, Japan (May 2017)

[3] J. Lu, W. Jiang, Y. Fujimura, T. Abe, S. Hashimoto and M. Kajitani, Observer Design in Electric Power Steering System, 電気学会第 7 回栃木支所・群馬支所合同研究発表会資料, ETT-17-38, pp.94-97, 2017

[4] T. Abe, S. Hashimoto, M. Kajitani, “Unknown Input Observer-based State Estimation for EPS Systems”, Proc. of International Conference on Mechanical, Electrical and Medical Intelligent System 2017 (ICMEMIS2017), IPS08-03, Gunma, Japan (Nov. 2017)

出願特許

平成 30 年 3 月 1 日 特願 2018-036899 「E P S 用制御装置」, 発明者 : 梶谷満信, 橋本誠司, 阿部己和