HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	自動車駆動系における非線形性と制御周期制約を考慮した振動制御手法に関する研究
Author(s)	米沢, 平成
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第14437号
Issue Date	2021-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k14437
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/91549
Type	doctoral thesis
File Information	Heisei_Yonezawa.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

博士学位論文

自動車駆動系における非線形性と制御周期制約を考慮した振動制御手法に関する研究

A Study on Vibration Control Considering Nonlinearity and Control Period Constraint in Automotive Drive System

令和 2 年度

北海道大学　大学院工学院

博士後期課程　人間機械システムデザイン専攻

米沢　平成

目次

目次 i
第 1 章　緒論 1
1. 1　研究の背景[1]-[23] 1
1. 2　本研究の有用性 4
1. 2. 1　基礎実験装置と検証システム 4
1. 2. 2　実装に適した簡便なバックラッシの補償手法 5
1. 2. 3　サンプル値制御理論の応用領域の拡張 8
1. 2. 4　物理機能モデルの応用領域の拡張 13
1. 2. 5　バックラッシと制御周期制約に対する同時補償 14
1. 3　本論文の構成 16
第 2 章　制御対象のモデルと基礎実験装置 18
2. 1　本章の緒言 18
2. 2　簡略化された自動車駆動系の並進運動モデル 19
2. 3　基礎実験装置の構成 23
2. 4　制御系設計に用いるためのモデル化 26
2. 4. 1　物理機能モデルについて 26
2. 4. 2　時変線形状態方程式によるモデル化 30
2. 5　DSP とプログラム処理によるエンジン制約の設定 33
2. 6　本章の結言 35
第 3 章　バックラッシを補償する簡便な制御手法 37
3. 1　本章の緒言 37
3. 2　混合$\boldsymbol{H2/H\infty}$制御理論 39
3. 3　線形モデルベース制御器に対する制御モード切換え手法 44
3. 4　シミュレーションおよび実験による検証 50
3. 5　本章の結言 61
第 4 章　固定制御周期制約に対する補償 62
4. 1　本章の緒言 62
4. 2　アクチュエータとして用いられるエンジンの制約 64
4. 3　サンプル値制御理論[39]-[55] 65
4. 4　サーボ型サンプル値$\boldsymbol{H2}$制御器の設計 72
4. 5　実験による検証 75
4. 6　本章の結言 85
第 5 章　非線形機械システムの状態量推定に対する物理機能モデルの応用手法 87

5. 1　本章の緒言[63]-[65][118][123]-[128][79] 87
5. 2　物理機能モデルの概要 89
5. 3　物理機能モデルに基づく時変線形カルマンフィルタ 91
5. 3. 1　拡張カルマンフィルタ 91
5. 3. 2　時変線形カルマンフィルタ 92
5. 4　シミュレーションおよび実験による検証 95
5. 5　本章の結言 106
第 6 章　時変制御周期制約に対する補償 107
6. 1　本章の緒言 107
6. 2　本実験システムにおける時変制御周期制約の設定 109
6. 3　サンプル値$\boldsymbol{H2}$制御器の設計 111
6. 4　サンプル値制御器を用いた予測制御手法 114
6. 4. 1　時変周期による制御入力の位相遅れ 114
6. 4. 2　1 ステップ先に対する予測処理 115
6. 4. 3　バックラッシ補償との結合 118
6. 5　制御実験による検証（制御周期制約（C2）と（C3））..... 120
6. 5. 1　制御周期が一定である場合の検証（(C2）のみ適用）..... 120
6. 5. 2　制御周期が時変動する場合の検証（(C2）と（C3）を適用）..... 121
6. 5. 3　制御性能に対する考察 122
6. 6　本章の結言 124
第 7 章　結論 126
7. 1　本論文の結論 126
7. 2　今後の展望 128
7. 2. 1　本研究の将来性 128
7. 2. 2　今後の課題 130
参考文献 132
謝辞 143
業績目録 145

第1章　　緒論

1. 1　研究の背景[1]-[23]

振動に対して，制御理論に基づいてアクチュエータから発生した動力を付与することで低減を図るアクティブ制御は，1990 年代に実用化されて以来，自動車に必須のキーテクノロジーである．車の快適性の向上は，日本経済の屋台骨である自動車産業の競争力を左右し，また燃費改善を補助するため，環境問題に対する貢献にもつながる．よって自動車のアクティブ振動制御技術は，さらなる高性能化を求められる．本研究は，これについて，非線形要素であるギヤバックラッシの悪影響を簡便に抑制し，また実際の機械構造とコンピュータ上のソフトウェア間の動作速度の違いに起因する制御周期の制約を補償した革新的かつ有用な制御手法を提案する．

1765 年の James Watt による蒸気機関の発明に端を発し，ヨーロッパを中心に産業革命が隆盛を極めた．この中の 1 つの応用技術として 1769 年に蒸気三輪車，後の自動車は発明された．そして 1876 年の Nikolaus August Otto による内燃機関の発明，1900 年代アメリカにおける Henry Ford の大量生産による低価格化と品質向上，その後の自動変速機やパワーステアリングに代表されるイージードライブ技術の発明を経て，現在の形と大衆化(モータリゼーション)へたどり着いた[1]．これまでの歴史が証明しているように，自動車は人類が織りなす文明の利器の中で中核をなすものの 1 つである．インターネットの普及や人工知能(Artificial Intelligence; AI)の台頭により，近年の産業や社会情勢は大きく様変わりしつつあるが，人間が移動を伴う社会活動を営む限り，今後も車の存在意義に変わりはない．

しかし，環境に対する負荷の軽減や，有限資源を懸念した省エネの推進，すなわち持続可能な社会を追求する観点からは，自動車は負の側面を有しており，これを解決する技術が生き残りの鍵となる．CO2 排出量を削減し，気候変動・地球温暖化を食い止めることは，最早人類共通の最重要課題として認識されている．英国政府のスターンレビューは，気候変動を放置すれば両大戦や世界大恐慌なみの悪影響が生じることを指摘しており[3][4]，国際的枠組みで温暖化対策が取り組まれている．日本では，2016 年に発効した「パリ協定」において，温室効果ガスを 2030 年度に 2013 年度比で 26%削減する目標を掲げている[2]．とりわけ乗用車分野は，2016 年度の国内における CO2 排出量の約 15%を占めており[5]，2017 年度には自動車等輸送部門が約 17%を占める[6]．よって自動車は，温暖化対策を講じるべき主要な対象であり，その改善効果による全体への貢献が極めて大きい．上記のパリ協定への対応として，国内の運輸部門では約 28%の CO2 排出量削減が求められ[2]，一方欧州では 2030 年までの車からの CO2 排出量を 40%程度まで削減する議論までなされている[7]．これらを達成するために，自動車の燃費改善が古くから取り組まれており，その技術革新は日進月歩である．1970 年代に勃発した二度にわたる石油危機が世界の自動車産業を大きく揺るがしたように，有限資源の節約という観点からも，燃費改善に関わる先端技術の向

上は急務である[1].

上記の環境・資源問題に対応する上で，電気自動車(Electric vehicle; EV)や燃料電池自動車(Fuel Cell Vehicle; FCV)等の次世代車に注目が集まっているが，現状のコストや普及率，国際市場戦略，将来への不確かさを考慮すると，既存のガソリン自動車(Internal Combustion Engine Vehicle; ICEV)やハイブリッド車(Hybrid Electric Vehicle; HEV)の枠組みで燃費を一層改善させる努力も怠ってはならない．これらの燃費性能の向上には，複数の因子が絡んでいる．具体的には，エンジン効率の向上，駆動・伝達系のような動力系の改良，転動・空気抵抗の低減，そして車両の軽量化に大別できる[1][8][9]．中でも，車両の軽量化による燃費改善効果は極めて大きく，例えば材料等を工夫することで 10%以上の燃費改善率が見込める[8]．また，軽量化は駆動・伝達系を除いた他の因子全てに寄与できる点[9]，および車が完成するまでにかかる資源と CO2 排出を削減できるという単純な観点からも，燃費改善に必須のアプローチである．

しかし，燃費改善のための車両の軽量化は，振動・騒音問題の悪化という別の技術的課題を生じさせる[10][11][12][13][14]．振動工学からも明らかなように[15]，重量(物理的には慣性)が減少することで，車両は揺れやすく(動きやすく)なるため，路面やパワートレインなど種々の加振源によって発生した振動振幅が相対的に増大する．また，遮音・吸収材削減を伴う軽量化は騒音を顕著にする．これら振動・騒音問題は，ユーザーが重要視する快適性や乗り心地に直接的な悪影響を及ぼす．例えば文献[16][17]は，パワートレインで発生するねじり振動が快適性を損なわせるのみならず，部品にダメージを与え，疲労破壊等から寿命・耐久性を縮める害を指摘している．そのため，各メーカーは他社との質の差別化を図り，市場における熾烈な競争に打ち勝つため，燃費を改善し，かつ振動・騒音も対策するという難題が課される．この 2 つの両立は相反する矛盾した要求であり，特に燃費改善を意図した軽量化にとって，振動問題はこれを阻む制約である．逆に言えば，重量増加を伴わない高性能な振動低減技術は燃費向上，引いては地球環境問題の解決に間接的に貢献していると言える．

これを可能にする技術が，1990 年代から自動車に実用化されるようになったアクティブ振動制御である[1]．これは，振動に対して，制御理論に基づいてアクチュエータから発生したパワーを付与することで低減を図る．アクティブ制御のメリットは，新たな車両材料や防振材を付加するのではなく，元々存在する動力源，例えばエンジンやモーターとソフトウェアである計算機に基づき対策するため，従来のパッシブ型よりも重量増加を伴わない点である. 本研究は特に, エンジンからタイヤまでトルクを伝達する自動車駆動系(以下，ドライブトレインとも記す)の 1 次のねじり振動に対して，アクティブ制御による対策を検討する．これは，チップイン・チップアウト(tip-in and tip-out)と呼ばれる動力源からのトルクの急激な変動が起きると，20 Hz 以下の低周波で車体全体を剛体のように揺らす前後振動，通称”shuffles”を引き起こす[1][16][17][18][19]．この車両前後振動は，ドライブトレインを有する HEV や EV においても共通の課題であり，ドライバーの乗り心地やドライバビリティ

(Drivability)，部品の寿命を著しく劣化させる．

ドライバビリティとは，チップイン・チップアウトなど様々な運転状況において，ドライバーのアクセル操作に対する車の応答特性として定義される[19]．具体的にこれは，アクセル操作に対して，車両が振動・ショックを伴わずにスムーズに応答するかどうかを示す指標であり，快適性を意味している．ドライバビリティは生産車の質を判断するための重要な要素であり，各メーカーの市場における立ち位置，すなわち競争力に影響する．よって，近年高まるユーザーからの要求に応えるために競って精製される．

上記のように，振動制御技術は，快適性・ドライバビリティといった商品価値の向上と他社との差別化を実現する．このような自動車の基盤・要素技術の高性能化は，今後日本の自動車産業が国際競争力を維持していく上で必要不可欠である．自動車産業は日本経済の浮沈を左右する最も重要な牽引役である．文献[20]によれば，2018 年度の日本の輸出の内，自動車等の「輸送用機械」が最も大きな割合を占め，それに次ぐ「一般機械」の枠組み中でも，車両用内燃機関が占める割合が最も高い．自動車産業は，全製造業の製品出荷額の19%を占める基幹産業であり[21]，雇用の面からも関連産業就業人口が全体の約 8% (539 万人)に達する[22]．近年の世界的潮流として，AI を駆使した自動運転や IoT(internet of things)による常時ネットワーク接続での新たなサービスの提供[23]，ビッグデータによる最適化[20]といった新たな領域へ，車の研究開発がシフトしている．日本においても，アメリカや中国に対する AI 技術の遅れ等の懸念から，この傾向に拍車がかかっている．しかし，これらはあくまで，車の新しい”使用法・サービスの在り方”に過ぎない．すなわち，上記の先進的付加価値のみならず，燃費改善や振動制御を含む自動車本体の基盤・要素技術のさらなる高性能化と低コスト化を同時に追求しなければならない．なぜなら，将来的な上記の変革に関わらず，”人間を運ぶ”という車の本質に変わりはないからである．振動制御による快適性向上はこれに資する代表的な基礎技術であろう．特に日本の場合，自動運転や IoT サービス等の先進技術と共に，機械工学的アプローチから要素技術にも引き続き注力することが，今後の世界市場における勝敗を分ける鍵となると考えられる．なぜなら，AI 技術の遅れにも関わらず，現在の世界市場，とりわけアメリカを日本車が席巻している[1][20][22]理由は，その要素・基盤技術によるものだからである．つまり，AI に代表される先進技術で世界に追いつく努力も重要であるが，これに偏重し過ぎず，従来から日本車が有する高品質・低燃費という優位性と評価[1]を守り続ける方針が肝要である．以上より，振動・騒音対策，ドライバビリティの高性能化は，各メーカーが質の差別化により世界市場の覇権を目指すという経済的な観点からも，ますます重要性を増している．

上の背景を踏まえ，本研究は，自動車のドライブトレインに対するアクティブ振動制御を検討し，より高性能な手法を構築する．このために具体的に取り組む課題は，主に 2 つ存在する．1 つ目は，非線形要素としてドライブトレイン中に存在するギヤのバックラッシ対策である．2 つ目は，アクチュエータとして使用されるエンジンの制御周期制約をいかに補償するかという課題である．本研究はバックラッシと制御周期制約による影響のみに焦

点を当てるために，基本構造のみは反映させつつ，実車のドライブトレインを抽象・簡略化して開発された基礎実験装置を使用する．つまり，この装置は上記の課題をより一般化していると言える．

ギヤのバックラッシはチップイン・チップアウトの運転条件でショックを引き起こすため，振動性能を劣化させる．バックラッシはドライブトレインのみならず，様々な機械系共通で課題とされる非線形特性であるため，これを考慮した制御系は数多く検討されてきた．特に本研究は，より簡便で実装が容易な制御手法を追求した．先行研究のレビューと，これらに対する提案手法の比較および特色については，次節以降で詳述する．

エンジンは，ドライブトレインのアクティブ振動制御に使用される有力なアクチュエータの 1 つである．しかし，そのトルク発生メカニズムの動作が遅いため，デジタル制御器と同期した短く，かつ一定の周期で制御入力が更新されない．これは制御周期に関する制約であり，本研究は課題を 2 つの悪影響に大別し，補償を検討する．具体的な課題や，これに関連した先行研究のレビュー，および本研究の位置づけは次節以降で詳述する．昨今，EV の台頭など電動化の波が早急に到来するため，エンジンは近々不要になるといった議論がしばしば見受けられる．しかし，電動化は完全な EV への移行のみを指すのではなく，HV(Hybrid vehicle)[6]や PHV(Plug-in hybrid vehicle)もこれに含まれる[23]．国際エネルギー機関(International Energy Agency; IEA)による自動車用パワートレインの将来シナリオにおいては，今後世界的に HV や PHV 等の割合が増え，2050 年においても，エンジンを搭載する車の割合は全体の 55 % - 70 %近くを占めるとされている[2][23]．よって，少なくとも今後 30 年以上は，大半の車に利用されるエンジン技術の継続的向上が重要である[2][23]．つまり，そのアクチュエータとしての性能を極めた制御手法が有用であることは間違いない．

本研究の目的は，ドライブトレインのアクティブ振動制御について，より簡便な形式でバックラッシを補償し，かつ機械系とデジタル系の動作速度の違いに起因する制御周期制約を陽に考慮した手法を構築し，その有効性を基礎実験装置で示すことである．本研究で得られた成果物は，制御理論の応用という観点から学術的意義を有するとともに，基幹産業である自動車産業の発展に貢献し，環境・資源問題の解決を補助するものである．具体的な本研究の有用性と先行研究に対するオリジナリティについては，次節以降に記述する．

1. 2　本研究の有用性

前節では，社会や産業界の課題を踏まえた大局的な背景と，その中における本研究の意義を記述した．本節では，本研究のオリジナリティと有用性，および関連先行研究の中での位置づけについて詳細に説明する．

1. 2. 1　基礎実験装置と検証システム

本研究はバックラッシと制御周期制約による影響に焦点を当てるために，ドライブトレ

インの基本構造のみは反映させつつ，実車をより抽象化して開発された基礎実験装置を使用する．

ドライブトレインの振動制御に関する研究は，多くの場合，詳細なモデルと実車を用いた走行実験を通して検討がなされてきた[19]．先行研究のようにフルスペック，もしくはほぼそれに近い実車を使用することは，実用化までの距離を考慮すると非常に有用である．しかし一方で，制御ロジックを一から構想する段階の基礎検討においては，実車は必ずしも適切な制御対象とはならない．なぜなら，実車は多数の構成要素と非線形特性を有しており，これらが互いに干渉し合う複雑なシステムだからである．本質ではない要素の影響まで全て，制御系の検証過程に寄与するため，各影響の識別・評価が困難となる恐れがある．以上より，ある特定の影響を重点的に補償する制御ロジックを構築・検証するためには，実車を簡略化して余計な要素を除外し，ターゲットとなる現象に焦点を当てたモデルがより適している．本研究はこのような方針に基づき，バックラッシに焦点を当てた並進駆動位置決め系の基礎実験装置を開発した．この基礎実験装置は，実車の課題をより一般化しているとも見なせる．そのため，これに対して有効性を示した制御系は，同様の課題を持つ他の機械システムにも応用可能であると考えられる．

またアクチュエータであるエンジンのメカニズムは複雑なため，これをハードウェアとして製作することは困難であるのみならず，上記の理由から適切ではない．よって本研究は，実車のエンジンが有する制御周期制約のみを，デジタルシグナルプロセッサ(Digital signal processor ; DSP)内のプログラム処理によって等価的にモーターに与える．デジタル制御器からの指令値に対して，その更新周期を強制的に長くかつ時変にするような処理を適用する．このソフトウェアでエンジン特性を設定する方針は簡便であることに加え，ターゲットとしている制約のみを抽出した検討が可能であるという利点を有する．当然これは制御周期制約のみならず，エンジンの空気系の遅れといった他の制約も設定できるため，今後の応用性に富む．さらに，制御周期の長さや変動率などの制約に関するパラメータ・検証条件についても，容易に変更が可能である．

1. 2. 2　実装に適した簡便なバックラッシの補償手法

本研究では，バックラッシによる非線形特性の悪影響，具体的には不感帯でギヤが空走・衝突することで発生するショック力を低減するための制御系を提案する．バックラッシを補償する制御系はこれまでに数多く提案されているが，これらと比較して本研究の提案手法が有する最大の優位性は 2 点存在する．

1 点目は，良好な制御性能をより簡便な制御ロジックで実現した点である．昨今の自動車の車載システムは飛躍的に大規模化しており，最適化アルゴリズムと計算機ハードウェアの向上により，ECU の演算キャパシティが向上しているとは言え[28]，要求される機能も高度化・多様化しているため，これを実現する制御系がより複雑化している[24][25][26][27]．車体振動とバックラッシは確かに快適性・走行性能に悪影響を及ぼす重大な因子ではある

が，車載制御システムが対処するべき課題はこれだけではない．燃費性能・排ガス性能の最適化から，ステアリングの操舵制御，予防安全技術，自立走行車実現に関わる先端システム制御に至るまで多岐にわたり[1]，またこれらが連携したシステム全体での協調制御も行われる[24]．よって大局的な観点から，少しでも計算リソースを節約し，また設計の負担が少なく，簡便な構造のバックラッシ補償手法が実装に必要不可欠である．

2 点目は，これまでに積み上げられてきた全ての線形モデルベース制御器[29]に適用・拡張が可能である点である．バックラッシが結合している際は，自動車駆動系は近似的に線形システムと見なせるため，線形制御理論をベースとしてバックラッシに対処する手法が検討されてきた．最も基本的なものとして，文献[30]では，PID 制御器の切り換え等が比較検証されている．しかし，より高い制御性能やロバスト性を得るためには，現代制御理論からロバスト制御理論まで発展してきた線形モデルベース制御器が導入される．先行研究において，最適レギュレータ(LQR)やH_∞制御理論のバックラッシ系に対する適用例が存在するが，あくまでこれらは各々個別に構築された手法に過ぎない．例えば，LQR 補償器[31]は周波数重み関数による制御仕様の設定が困難であり，文献[32][33]の手法はH_∞制御問題に特化しているため，過渡応答性能の向上や適用条件が限られるといった課題が挙げられる．

これに対して，本研究は最初にオフラインで動的フィードバック形式の線形モデルベース制御器を設計し，これのバックラッシ切断中における運用方法に焦点を当てた．提案手法はショック低減動作と制御偏差の蓄積防止から成り，状態空間表現された制御器に共通して適用できる制御モード切換えアルゴリズムとして定義された．これにより，線形モデルベース制御器全般に適用可能である統一的なバックラッシ補償が得られ，バックラッシ結合時に所望される様々な制御仕様が容易に導入できる．例えば，周波数重み関数を制御器設計に導入した場合，制御帯域の限定やロバスト性向上，近似積分器によるサーボ系等がバックラッシに対する補償と併用できる．H_2制御器に制御モード切り換えアルゴリズムを適用すれば，高い過渡振動抑制が得られる一方，ロバスト性の向上や，モデル化誤差を補償しながらバックラッシにも対処したい場合は，H_∞制御器を導入すればよい．状態空間表現された PID 制御器にも提案手法が適用できるため，各メーカーで蓄積されたゲイン調節のノウハウを活かしつつ，バックラッシに対処できる．以上のように，本研究の提案手法では，様々な制御目的とバックラッシへの対処が併用可能であるため，極めて実用的である．

最近の関連先行研究の中で，バックラッシを有するパワートレイン系に対して盛んに適用されているものがモデル予測制御(Model predictive control ; MPC)[28]であり，極めて有力なアプローチの 1 つである．近年における種々の最適化アルゴリズムの発展に伴い，プラントの制約を陽に取り扱える点や，多入力系への拡張の容易さ等が魅力として挙げられる．また，モデル予測制御はプラントの状態を予測することで，適切な制御動作をオンラインで決定するため，バックラッシで不連続に状態が切り換わるシステムと親和性が高い．

このようにモデル予測制御の有効性は，数多くの先行研究における数値解析・実験検証

を通じて示されている．しかし，一般的にモデル予測制御はリアルタイムで最適化問題を解く必要があるため，これに伴う計算負荷が大きくなる傾向にあり，実装に適していない．プラントの状態空間を領域ごとに分割し，各状態量の集合に対してオフラインで最適化問題を解くことにより，実装をより容易にした Explicit MPC が提案されている[34][35]．得られた制御則は，プラント状態量に関する Piecewise affine (PWA) function の形式の状態フィードバックで表現される．しかし，これは，複数の異なったモデル予測制御器(MPC controllers)を別々に設計し，これらを状態量に応じてリアルタイムで切り換える必要があるため，設計に伴う負担および時間の増大と制御系の構造の複雑化を招く．例えば，比較的簡便な Explicit MPC を実現した文献[35]においてさえも，モーターと負荷が結合している状態(Contact mode)に対して 2 つ，バックラッシ中で切断している状態(Backlash mode)に対して 2 つの，合計 4 つの異なるモデル予測制御器をオフラインで設計する必要がある．文献[35]によると，Explicit MPC は，バックラッシを有するパワートレインのような PWA system に対して導出可能な一方，状態空間領域の分割数が大きくなる傾向にあり，これは状態フィードバック入力の計算コストを増大させる．例えば，文献[36]では，3000 個以上の領域に渡って定義された極めて複雑な PWA 関数として，モデル予測制御のレギュレータが導出されている．文献[35]も指摘しているように，これは計算負荷の観点から実装に適していない．また，文献[35]中の式(14)-(15)に示されるように，Explicit MPC は，主にプラント状態量の上下限制約について考慮した，最適レギュレータのような単純な二次形式評価問題(Quadratic program problem)を解いて得られる．また，制御入力も単純な状態フィードバック形式の PWA function として定義されている．よって，後述するエンジンの制御周期変動といった複雑なアクチュエータ制約を考慮する必要がある場合，オフラインで最適化問題を解ける形式が得られない可能性がある．また，動的出力フィードバック形式の制御器や，周波数重み関数による制御仕様の設定等も可能かどうか定かではない．

モデル予測制御の他に，もう 1 つの主流は制御系の構造を切り換える適応制御系であり，様々なプラントに対してその有効性が実証されてきた．制御系の切換えは，バックラッシが不連続特性であり，駆動側と被駆動側の切断・結合状態が変化する特徴を考慮すると，合理的なアプローチであると言える．しかし，その多くが，バックラッシにおけるプラントの状態に応じた複数のプラントモデリングと制御器設計を必要とするアイデアに基づいている．つまりこれは，制御系の切換えに単一の制御器のみを使用することで，より簡便さを追求できる余地がある．例えば，文献[37]の比例制御は基本的に上記のアイデアに基づいており，複数の P ゲインが別個に用意・設計されている．比例制御のように単純な構造であれば問題とならないが，例えば文献[38]のような，より高度な制御系の場合，複数の制御器を別個に用意することは設計の負担を増大させる．具体的にこの手法では，バックラッシ結合時に PID 制御を適用し，切断時では非線形制御則のスライディングモード制御(Sliding mode controller ; SMC)に切り換える[38]. 先に述べた Explicit MPC [35] もこのような切り換え制御系に該当する．

上記の先行研究に対して，本研究の提案手法はその計算負荷が軽く，実装に適した簡便なアプローチである．基本的な方針は，バックラッシの不感帯において，制御偏差の蓄積を停止することで過大な制御入力が算出されるのを防ぎつつ，目標値に設定したむだ時間中に迅速かつ緩やかにアクチュエータを駆動する．これにより，衝突時のショック低減を図る．本手法は 4 つの制御モードを切り換えるアルゴリズムであるが，各モードは単一の線形モデルベース制御器[29]のみに共通して適用される．そのため，従来手法のように複数の制御器を設計する必要はない．また，バックラッシ結合時の線形システムに対する振動制御と，バックラッシ切断中のショック低減制御を切り換える構造から，リアルタイムの最適化計算を伴うモデル予測制御と異なり，計算負荷が軽い手法であると言える．さらに，バックラッシの切断状態から再び結合した瞬間を判別するために，車体のジャーク(躍度とも呼ばれる物理量)を閾値条件として用いた点もオリジナリティの 1 つである．ジャークは車体加速度の単純な時間微分であり，車載センサーによる計測値から直接的かつ容易に得られるため，制御系の簡略化に資する．また，ジャークはバックラッシの長さに関わらず，不連続な切り換わりの瞬間に急峻な増大が観察できるため，閾値に適している．

1. 2. 3　サンプル値制御理論の応用領域の拡張

本研究はエンジンのトルク更新間隔，すなわち制御周期が極めて長いという制約に対処するために，現代サンプル値制御理論[39]-[55]の応用を提案する．サンプル値制御系は Fig. 1. 1 に示すような，離散時間制御器$K_d[z]$を用いて連続時間制御対象$G_c(s)$を制御するシステムであり，両者の間では理想サンプラS_hと 0 次ホールダ$H(\theta)$が介在している[53][55]．明らかにこれは，連続時間信号$w(t)$, $z(t)$, および離散時間信号$u[k]$, $y[k]$が混在するハイブリッド系である[55].

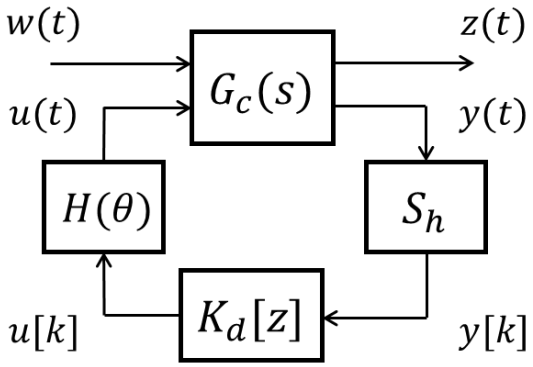


Fig. 1. 1　Sampled-data control system

機械システムの制御が従来のアナログ回路等による制御ではなく，デジタル計算機によるものが主流となってから久しい[46][53][54]．これはデジタルシグナルプロセッサやマイクロプロセッサなどの計算機の飛躍的進歩によるところが大きく，多様な制御ロジックの

実装やその精度向上が可能となっている[46][53][54]．よって広い定義からは，昨今のほとんど全ての機械システムにおけるフィードバック制御はサンプル値制御であるといってよい[53]．しかし，ある連続時間制御対象のモデルが与えられた場合，そこからデジタル制御器を実装するまでに経る設計ルートは大きく分けて 2 つある[52][53][54]．この概念図を Fig. 1. 2 に示す．1 つは，制御対象に対して従来の連続時間制御理論に基づき，連続時間制御器を導出するルートである．その後，この連続時間制御器を短いサンプリング周期で，双一次変換等の手法で離散化することで，デジタル制御器が実装できる[52][53]．2 つ目は，先に連続時間制御対象のモデルを離散化し，離散時間領域で記述されたプラントモデルを用意する．そして，この離散時間制御対象に対して，デジタル制御理論に基づき，離散時間制御器を設計する[52][53]．両者とも古典的なサンプル値制御系であり，よく採用される手法であるが[59]，その実装過程に由来する問題点が指摘されている[52][53][54]．前者の連続時間制御器を離散化するルートは，短いサンプリング周期を採用できる場合は問題ないが，サンプリング周期が長くなるにつれて特性が劣化する．これは，長い周期で制御器を離散化すると，元の連続時間制御器を近似しなくなるためである[53][54]．つまり，離散近似誤差が増大する．サンプリング周期と所望の制御性能の関係は明確ではなく，安定性さえ維持できない場合がある[53][54]．また後者の離散時間制御理論に関しては，制御対象のサンプル点間応答が設計に考慮されておらず，この情報が失われるため，元の連続時間制御問題における真の意味での性能評価ができない[52][53][54]．これは，サンプル点間における振動的な応答や，サンプル点間応答を犠牲にしてサンプル点上の応答のみを改善するといった性能劣化につながる可能性がある[53]．以上述べた問題は，Fig. 1. 2 に示す実装プロセスにおいて，離散化，ひいては離散近似を伴うことが本質的な原因であると考えられる．

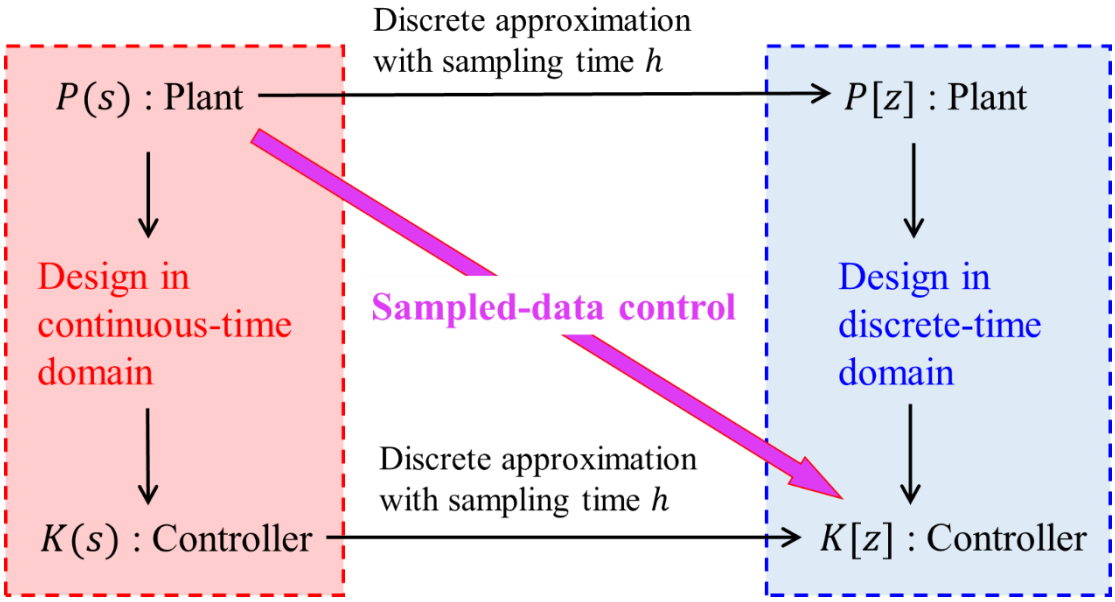


Fig. 1. 2　Implementation of digital controllers
(文献[54]に基づき，著者が作成)

一方で 1990 年前後から研究が始まったサンプル値制御系は現代サンプル値制理論(Modern sampled-data control theory)とも呼ばれ，上記の 2 つの手法とは一線を画す[39]-[55]. 具体的にこれは，上記の連続時間制御理論および離散時間制御理論における問題点を解決しており，サンプル点間応答およびサンプリング周期を設計規範に完全に考慮したものである[53]．すなわち，連続時間制御対象からデジタル制御器が直接的に得られ，その実装プロセス中に離散化・離散近似を一切必要としない．従って，サンプル点上のみならず，サンプル点間の系の特性も陽に考慮したデジタル制御器が実装でき，これは連続時間設計と比較して，ほとんど性能劣化なしにサンプリング周期を長くとれる(6-7 倍)ことが示されている[53]．Fig. 1. 1 は現代サンプル値制御の閉ループ系であり，連続時間領域における入出力信号(外乱$w(t)$と制御出力$z(t)$)に基づいたH_2およびH_∞制御問題を設定するため，サンプル点間の応答も自然に評価されている[55]．このようなサンプル値制御系が可能となったのは，連続系と離散系を 1 つの形として併記した混合状態空間モデルの導入[54]や，サンプル区間上の関数空間をモデルに取り込むアプローチ[44][46][52][53]による．リフティングはその代表例であり，連続時間信号をサンプル時間ごとに区切った関数空間列に対応させ，関数値をとる離散時間信号とみなす作用である[44][46][52][53]．これにより，時間変数が離散時間に統一でき，系全体は関数値をとる離散時間信号を入出力信号とする離散時間系とみなせる[46][52][53]．重要な点として，リフティングは元の連続時間信号の情報を完全に保存している[52]．以上より，リフティングをはじめとして，その他の関数空間の考え方に基づくアプローチにより，離散化を伴わない，サンプル点間応答を陽に評価したサンプル値制御系が実現された．代表的な成果としては，サンプル値系におけるH_2/H_∞制御問題の解などが

挙げられる[53].

現代サンプル値制御理論について，昨今も理論解析に関する研究は精力的に行われており，数多くの成果が存在する．しかしながら，上記の実用上の利点を有するにも関わらず，先行している理論面と比較して，機械系の制御を中心とした実システムに対する応用は十分進んでいるとは言えず，その研究も少ない．その中でも注目すべき応用事例としては，ハードディスク装置のヘッド位置決め制御が挙げられる[56]．特に，制御性能を維持しつつサンプリング周期を長くとることは，磁気ディスクに埋め込むヘッドの位置情報の数を減らすことにつながり，これに割いていた容量分のデータ記録領域を増やすことが可能となる．文献[56]は，サンプル値H_∞制御器をロバスト安定性や外乱抑圧を考慮したサーボ系として設計し，その有効性を実験で示した．サンプル値H_∞制御はモデル化誤差を考慮できるロバスト性が魅力であり，そのような応用対象として空気圧シリンダシステムの位置決め制御も検討されている[57][58]．この研究では，従来の連続時間ベースの設計法との比較も行われ，サンプリング周期の延長に伴う性能の劣化に関する重要な知見が示された．さらには，騒音低減を目的としたアクティブノイズコントロールに対する応用例も報告されており，一次元ダクト系を用いた実験検証でその有用性が示された[59]．その他にも，戦闘機のα stability-axis roll maneuver[60]や，自動車のアクティブサスペンションシステムに対する適用事例[61]が存在する．これら事例において，古典的なデジタル制御ではなく，なぜ現代サンプル値制御を導入するのかという動機に関しては，演算負荷やコストの低減[59]，データ容量の節約[56]等が主な理由として挙げられる．しかし一方で，文献[60][61]のように，その導入理由，すなわち「なぜ長いサンプリング周期が必要なのか」があまり明確ではない応用例も散見される．

本研究の特色は，上記の現代サンプル値制御理論を，エンジンをアクチュエータとして用いたドライブトレインの振動制御に応用した点である．これにより，サンプル値制御理論の新たな応用領域を開拓した．エンジンは 1. 2. 5 で詳述するように，トルクを発生する際の機械的なメカニズムから，制御入力を更新する間隔，すなわち制御周期を短くとることができない．内燃機関であるエンジンは，ソフトウェアとして動作するデジタル制御系よりも，はるかに遅い制御動作を強いられ，アクチュエータとしての点火時期や燃料噴射量などが，クランク角で決まるそのタイミングにならないと実行できない．よって，エンジンは物理背景そのものから離散時間によって記述すべき動的システムであり，サンプリング周期は必然的に燃焼サイクルとなる[62]．この長い制御周期で古典的なデジタル制御を実装した場合，離散近似誤差の拡大により，振動性能が劣化する可能性がある．これは，現代サンプル値制御の有効活用を示唆しているが，現状そのような応用事例は見受けられない．

経験的には，制御器のサンプリング周期は，制御対象の帯域の 10 倍の早さであれば離散化の影響は現れないとされている[58]．しかし，これは制御対象や要求制御性能に依存するものであり，少なくともサンプリング周期が長くなれば，連続時間ベースの設計で得られ

た制御器の特性が劣化することは確実である．実際，文献[58]によると，”制御対象帯域の10倍の早さのサンプリング周期であれば問題ない”という経験則は必ずしも正しくなく，それよりも短いサンプリング周期であっても，連続時間制御器の性能劣化が実験的に示されている．自動車については，4気筒4サイクルエンジンで1000 – 3000 rpmのエンジン回転数における運転条件を想定した場合，制御周期T_{cont}は以下の式で概算できる．

$$T_{cont} = \frac{1}{\frac{Ne}{60} \times 2} \tag{1. 1}$$

ただし，式(1. 1)は同じ一定エンジン回転数で走行すると仮定した場合の，トルク値を1回更新するのにかかる大雑把な時間の見積もりである．これに対して，制御対象であるドライブトレインの固有振動数はメーカー車種によって変化するものの，高いところで 10 Hz程度までを想定するべきである[71][72][73]．式(1. 1)から，エンジンの制御周期(上記のサンプリング周期に相当)はおよそ，3000 rpmで固有振動数の10倍，1500 rpmで5倍，1000rpmで3倍の早さとなる．これらは，上記の経験則および文献[58]からも，制御器の特性劣化およびドライブトレインの振動悪化を引き起こしかねない長い周期であることがわかる．文献[1]は，20-30 Hz程度のより高い周波数の車体振動にも言及しており，より困難な条件が要求される．以上の条件下で，従来のデジタル制御器を実装すれば，離散近似誤差やサンプル点間応答を無視した悪影響が深刻になると予想される．

著者の知る限り，これまでの先行研究において，エンジンをアクチュエータとしたドライブトレインの振動制御にサンプル値制御理論を応用した例は存在しない．本研究は，サンプル値制御が離散化を必要とせず，サンプリング周期が長くとれる優位性をこれに活用する．この本質は，制御器の動作時間点の間隔が離れていても特性が崩れないことにある．すなわち，先行研究でも指摘されているサンプリング周期が延長できる利点は，エンジンが制御入力を更新する周期の延長にも，同様に有効活用できる可能性に着目した．エンジン周期制約は機械的なハード面の問題であるため，単純な計算機性能の向上や信号処理の改善では解決できない．よって，これにサンプル値制御を導入する動機は，強制的に長いサンプリング周期を取らざるを得ないという観点から，より必然的である．

また，特にアクチュエータの制御周期が長い条件下では，当然制御入力を更新する回数が減少するため，振動抑制と目標値追従の性能を両立することが困難となる．これは，従来よく用いられる近似積分器の導入等では，制御出力に関する重み関数の振動制御帯域におけるゲインが低下するためである．制御周期制約下においては，このゲイン低下が大きな影響を及ぼすが，著者の知る限り，有効な設計手法は検討されていない．本研究はこれを考慮し，制御周期延長下においても，振動制御性能と目標値追従性能を両立できるサーボ型サンプル値H_2制御器の設計手法を提案する．具体的には，サンプル値制御器を実装する過程で，連続時間一般化プラント中に，近似積分器によるゲイン低下を防ぐ重み関数を

導入する．このサーボ型サンプル値H_2制御系の設計手法の提案，およびそのパラメータチューニングの方針を与えた点も本研究の貢献の 1 つである．

1. 2. 4　物理機能モデルの応用領域の拡張

本研究は，従来から自動車システムのモデルベース開発(Model-Based Development; MBD)に有用性を発揮してきた物理機能モデルについて，その新たな応用領域を開拓する．具体的には，これと時変線形カルマンフィルタを組み合わせることで，非線形システムの状態量推定が可能であることを示す．

昨今，自動車メーカーでは製品のモデルを構築し，机上シミュレーションで開発工程を進めるモデルベース開発が，効率化および高性能化に欠かせない．特に，角田・平松・長松らによって提案された物理機能モデルは，既存のモデリング手法では困難であった下記の利点を有する[63][64][65][118]．

- 機械力学，電気，熱，流体など各工学分野の理論法則を，共通の原理および規則で記述し統合できる．

- システムが有する複数の非線形特性を一括で取り扱える．また各メーカーが実験等によって蓄積した独自の知見やノウハウ，例えば特性線図や実験式，統計データベース等を柔軟にモデルに組み込める．

- 企画段階で製品の寸法・形状に囚われずに，その要求機能に沿ってモデル化できる．

物理機能モデルは，電気や機械など各工学分野を，エネルギーバランスの観点に基づく共通の記述法でモデル化したブロック線図である．モデルの構造は，上記のエネルギーフローを表現する線形ブロック線図部と，その中に挿入されたモデルに非線形特性を付加する役割を担う機構モデルに分けられる．すなわち，メーカーが有する特性線図や実験データ等から機構モデルを構築し，これに基づいて線図中の特性や係数をリアルタイムで更新することで，非線形特性を表現する．一段とシビアになりつつある開発期間の短縮・低コスト化・高性能化の要求に応える上で，物理機能モデルは威力を発揮してきた．その応用事例としては，ワイパーシステムやパワートレイン[63]，非線形機械システム[64]，クラッチやディスクブレーキ[65]のモデル化等が挙げられる．

しかし，上記の有用性にも関わらず，物理機能モデルの応用領域は十分とは言えず，モデルベース開発におけるシミュレーション解析に留まっているのが現状である．特に，文献[69]を除けば，モデリングが重要な鍵を握るフィードバック制御に対して，物理機能モデルを陽に活用する試みはほとんど無い．より高性能な閉ループ制御系では，しばしば観測器(observer)を用いてプラントの状態変数ベクトルを推定しなければならない．観測器は通

常，プラントのモデルを内部に有しており，その状態をリアルタイムで予測するため，物理機能モデルの有効活用が期待できる．しかし，著者の知る限り，このような検討はほとんどない．

様々な観測器の中でも，ルドルフ・カルマンによって提唱された線形カルマンフィルタは，最も良く知られた推定法である[66]．そして非線形システムに適用するためには，これを改良した拡張カルマンフィルタ(Extended Kalman Filter；以降は EKF と記載)[66][67]と無香料カルマンフィルタ(Unscented Kalman Filter；以降は UKF と記載))[68]が最も一般的であると言える．しかし EKF は，非線形関数の偏微分であるヤコビアンの導出をアルゴリズムに含むため，これにかかる計算負荷や，バックラッシ等の不連続特性には適用できないという問題点を有する．幅広い非線形特性に適用できる UKF についても，その統計的サンプリング法に基づく推定アルゴリズムから，計算負荷が増大する場合がある．また両者は共に，対象のモデリングまで陽に考慮した手法ではないため，メーカーの MBD の現場に必ずしも適した手法であるとは言えない．

上記の背景を踏まえ，本研究による貢献は，物理機能モデルを非線形機械システムの状態量推定に活用したことで，その新しい応用分野を開拓した点にある．具体的には，非線形機械システム全般を物理機能モデルでモデル化することで，それらの状態量を時変線形カルマンフィルタによって推定する．物理機能モデルからは，複数の非線形特性を有するプラントモデルが 1 つの時変線形状態方程式の形で得られる．これは，従来のモデリングに対する，機能モデルの大きな優位点である．EKF と比較した場合，ヤコビアンの偏微分計算が不要になるため，計算負荷を軽減できる．また提案手法は，適用可能な非線形特性の範囲が広く，これらに関するメーカーの蓄積資源を柔軟かつ直接的に組み込めるため，今日の製品開発の潮流に合致している．

文献[69][70]には，物理機能モデルのカルマンフィルタに対する応用の原型となるアイデアが記載されている．しかし，これはシミュレーションによる検討に留まっており，また推定アルゴリズムの定式化等も十分ではない．つまり，文献[69]中では，上記手法はあくまで制御系の中の 1 つのテクニックとして取り扱われており，カルマンフィルタ単体に焦点を当てた詳細な検討や性能の考察は行われていない．本研究は状態量推定単体に焦点を当てた検討を行った．具体的には，実験検証で提案手法の有効性を示した点や，機能モデルの離散化が推定精度および計算負荷に影響を与えることを明らかにした点，これを含んだ推定アルゴリズムの定式化において，文献[69]を大幅に発展させたと言える．

1. 2. 5　バックラッシと制御周期制約に対する同時補償

1. 2. 2 における簡便なバックラッシ補償，1. 2. 3 のサーボ型サンプル値H_2制御，1. 2. 4 の物理機能モデルを利用した時変線形カルマンフィルタ，そして本節で述べる予測制御を全て組み合わせることで，本研究はより高性能な自動車駆動系のアクティブ振動制御手法を提案する．提案手法の特色は，従来のドライブトレイン制御系では不十分であったバック

ラッシへの対処，および制御周期制約による 2 つの課題を全て同時に考慮した点である．下記では，一部これまでと重複するが，制御周期制約を中心とした課題を整理し，また提案手法と先行研究における制御系との違いについて述べる．

自動車駆動系の振動制御においては，バックラッシに加えて，使用されるアクチュエータの制御周期に制約が課される点が問題となる．エンジンはアクティブ制御に用いられる有力なアクチュエータの 1 つであり，これから生み出されるトルクが制御入力に該当する．しかし，エンジンは，上位のデジタル制御系と同期した高速のタイミングで制御入力を更新できない．なぜならば，発生トルク値を更新するために，排気，吸気，圧縮，燃焼爆発という一連の機械的プロセスを伴うためである．すなわち，燃焼爆発が発生し，クランクシャフトが一定角回転する瞬間しか制御入力は更新できない．このエンジン回転数に依存した爆発の発生間隔が，エンジンをアクチュエータとして用いる場合の実質的な制御周期である．本研究で焦点を当てる，この制約による本質的な問題点は以下の 2 つである．

(A) 制御対象の固有振動数と比較して，アクチュエータの制御周期が非常に長い．従って，デジタル制御器をこの延長された制御周期で実装せざるを得ないため，その際の離散化で特性が劣化する．つまり，離散近似誤差が増大する．
(B) 実際にアクチュエータが実現できる制御周期は時変である．この影響は，制御器からの指令値に対して，実際の制御入力の位相を遅らせる．

この制御周期制約を陽に考慮した振動制御は少ないものの，特に注目すべき先行研究がいくつか存在する．極配置による制御系設計においては，トルク実現に伴う遅れがパデ近似でモデル化された[71]．また，エンジンの最大遅れ時間で固定したモデル化を行い，連続時間ベースの設計でH_∞補償器が得られた検討も存在する[72][73]．この文献では，遅れに対する位相余裕やモデルの不確かさ等が周波数重み関数に反映され，制御器のシステマティックなチューニング法まで提供されている．さらに，エンジンによる遅れを補償，または積極的に利用するためには，予測制御のアプローチも有効であり[74][75]，実車を使用した実験検証等まで行われている．これらの制御系は，エンジンの回転角と同期した可変サンプリング周期で実装する離散化を含む[76]．

しかし，これらの研究では，(A)に関するアクチュエータの制御周期が長い点が充分に考慮されておらず，それによる離散近似誤差の影響が補償されていない．また，バックラッシの補償についても，衝突時のオーバーシュートやショック低減などが陽に対処されておらず，振動制御性能が不十分である．これは，一般的な機械系全般で要求される性能の観点からも改善の余地がある．より完全にバックラッシの影響を抑制するためには，駆動側が空走している最中，すなわち不可制御状態における補償が必要である．

以上より，著者の知る限りでは，バックラッシの悪影響，および制御周期制約による課題(A)(B)の全てに同時に対処した制御系は検討されていない．先行研究と比較して，本研究

はそのようなアクティブ振動制御手法を提案する．すなわち，本手法の貢献は下記の 3 つの問題に対する補償を組み合わせた制御系である．

(C1). チップイン・チップアウトの条件下におけるオーバーシュートなど，バックラッシが引き起こす振動・応答の劣化.
(C2). 制御対象の固有振動数に対して, 制御周期が非常に長い. これは, 課題(A)に対応する.
(C3). 制御周期が時変動する．これは，課題(B)に対応する．

1. 2. 3 でも述べたように，制約の 1 つである制御周期の延長(C2)に対しては，サンプル値制御理論が有効である. これをベースとして使用し, 時変制御周期(C3)への対策を検討する. 時変制御周期はアクチュエータから発生する制御入力の位相を遅らせることから，サンプル値制御器を用いた予測処理を提案する．これは，制御器からの指令値を用いた制御入力の最近傍補間である．具体的には，1 ステップ未来の制御入力を予測しておき，実際の制御入力の更新時刻が周期後半にある場合，予測値を近似的に指令する．この予測処理は，制御入力の指令値に対する最大位相遅れの補償に焦点を当てている．予測に必要な状態量推定には，1. 2. 4 の時変線形カルマンフィルタを利用する．

さらに，バックラッシの影響(C1)を補償するために，1. 2. 2 で述べた制御モード切換えアルゴリズムとも上記手法を組み合わせる．これは，線形モデルベース制御器全般に対する汎用性を有するため，離散時間状態空間形式のサンプル値制御器に対しても容易に適用できる. そしてこの制御モード切換えアルゴリズムを，(C3)対策である予測シミュレーション中に含めることで，3 つの課題(C1-3)に同時に対処する．

1. 3　本論文の構成

本論文は, 緒論である本章を含む全 7 章から構成される. その内容と流れを以下に示す.

第 2 章では，制御系の検証に使用する基礎実験装置の構成を示す．これはドライブトレインの基本構造を反映させつつ，バックラッシに焦点を当てるために実車を簡略化して開発された．また，この基礎実験装置は物理機能モデルの手法に基づきモデル化され，制御系設計に使用するために時変線形状態方程式が導出される．さらに，実験システム上においては，デジタルシグナルプロセッサ内のプログラムによって，エンジンと等価な制御周期制約をモーターに与える．以上の制御対象に関する事項が記述される．

第 3 章では，バックラッシに対する補償を提案する．これは単一の線形モデルベース制御器を用いた簡便な制御モード切換えアルゴリズムであり，バックラッシで発生するショックを低減する. 具体的に本章では, 過渡応答とロバスト安定性に優れる混合H_2/H_∞制御理論に基づき制御器を設計し，これに積分器を含ませることでサーボ系を構成する．そしてこれに 4 つの制御モードを切り換えるバックラッシ補償を適用し，その影響を抑制する．

提案手法はシミュレーションおよび実験によって検証され，特にバックラッシに対する対策を行わない場合と性能の比較を行う．

第 4 章では，制御周期制約による課題の 1 つである離散化の影響を考慮する．制御周期が長くなるため，制御器の実装過程に含まれる離散近似の影響がその特性を劣化させる．本研究は，この課題に対してサンプル値制御理論を適用する．本章はサンプル値制御理論の基礎，とりわけサンプル点間応答の評価方法等について，先行研究の文献に基づき解説する．その後，実際に過渡振動制御性能に優れたサンプル値H_2制御器を設計する．この時，制御周期制約下においても，振動抑制と目標値追従を両立できるサーボ系の設計手法を示す．設計されたサンプル値制御器は，離散化を伴う従来のデジタル制御器と共に，実験によって比較検証される．

第 5 章では，物理機能モデルを利用したカルマンフィルタによるプラント状態量の推定手法を提案する．最初に基礎実験装置を例に取り，物理機能モデルの概要と従来のモデリング手法に対する優位性を説明する．その後，これから得られた時変線形状態方程式の係数行列を線形カルマンフィルタ内に導入することで，従来の EKF で必要であったヤコビアン計算を省略した推定アルゴリズムを示す．最後に，提案した観測器の推定精度を実験によって確認する．

第 6 章では，上記のアプローチを組み合わせることで，バックラッシおよび制御周期制約に同時に対処するアクティブ振動制御系を提案する．特に本章は，制御周期制約による 2 つ目の課題である時変周期に対する補償を記述する．最初に，デジタルシグナルプロセッサのプログラム処理による等価制御周期制約の与え方を述べる．これは，モーターの制御入力の更新間隔を長くかつ時変動させる．次に，時変制御周期の悪影響は制御入力の位相遅れであることを示す．本章はこれを補償するために，サンプル値制御器を用いた 1 ステップ先に対する予測処理を提案する．さらにバックラッシに対する制御モード切換えアルゴリズムをこれに含ませることで，上記の課題全てに対処する．提案した制御系の有効性は，時変制御周期制約を設定した実験検証よって示される．

最後に第 7 章において，本研究の結論と将来性，および今後の課題を示す．

第2章　　制御対象のモデルと基礎実験装置

2. 1　本章の緒言

本研究の自動車駆動系のアクティブ振動制御系では，一貫してバックラッシの非線形性による悪影響をいかに抑制するかが重要な課題となる．また，実車の振動制御で使用されるアクチュエータはエンジンである．しかしこれは，上位のデジタルコントローラから指令された通りのトルクを実現するという観点からは，望ましくない様々な制約を有する．特にその中でも，エンジンが発生トルク値を更新するのにかかる時間と，デジタル制御器の指令値更新間隔の長さの違いが原因である制御周期制約を検討する．以上より，上記の課題を重点的に検討するためには，この目的に見合った適切な制御対象が必要である．提案手法の実装を考慮して，より高い実用性と信頼性を検証するためには，数値解析のみならず，実験検証が必要不可欠であることは言うまでもない．すなわち，バックラッシと制御周期制約を明示的に評価可能できる実験装置が求められる．

ドライブトレインの振動抑制を含むパワートレインに関する研究は，多くの場合，詳細なモデルと実車を用いた走行実験を通して検討がなされてきた．文献[77]は，オンライン実装型のモデル予測制御に基づくバックラッシ補償を実験検証しており，特に実車により忠実なドライブトレインモデルを使用した点を特色としている．このモデルは，クラッチ，ギヤボックス，トルクコンバータを含むトランスミッションの特性やエンジンクランクシャフトのダイナミクス，車体にかかる転がり抵抗や空気抵抗などを再現している．文献[75]は，提案した予測制御器を PSA Peugeot Citroen 社製の SI エンジンとセミオートマチックマニュアルトランスミッションを有する Citroen Picasso テスト車に実装した．バックラッシが誘起するドライブトレインの振動を評価するために，実験用テスト車にはチップイン・チップアウトの運転操作が適用されている．前者 2 つの検証に対して比較的簡単な構造ではあるが，文献[74]も実車のデータに基づくドライブトレインモデルを使用している．エンジン車のみならず，HEV についても，ドライブトレインとドライバビリティの詳細なモデル化や，これを改善するための制御系を実車に実装した実験検証が行われている[19].

先行研究のように，制御系の検討にフルスペック，もしくはほぼそれに近い実車を使用することは，実用化までの距離を考慮すると非常に有用である．しかし一方で，制御ロジックを一から構想する開発の初期段階においては，実車は必ずしも適切な制御対象とはならない．なぜなら，実車は多数の構成要素と非線形特性を有しており，これらが互いに干渉し合う複雑なシステムだからである．上記のバックラッシおよび制御周期制約を制御ロジックのターゲットとしているにも関わらず，本質ではない要素の影響まで全て，車体の振動・応答に寄与する．よって，検証段階において，各影響の識別・評価が困難となる恐れがある．以上より，ある特定の影響を重点的に補償する制御ロジックを構築・検証するためには，実車を抽象・簡略化して余計な要素を除外し，ターゲットとなる現象に焦点を

当てたモデルがより適切である．このような制御対象を用いた検討は，実車への適用を将来的に見据えた開発の初期段階，すなわち基礎検討に適している．

本研究はバックラッシと制御周期制約による影響に焦点を当てるために，ドライブトレインの基本構造のみは反映させつつ，実車を抽象化して開発された基礎実験装置を使用する．つまり，この装置は上記の課題をより一般化していると言える．具体的にこれは，リニアモーターをアクチュエータとして使用した並進駆動位置決め系であり，力学的に 3 自由度振動系としてモデル化される．バックラッシは不感帯として取り扱い，モデルの中間地点においてモーターが空走する可変空隙を設定する．実車のドライブトレインにおける詳細なクラッチ機構やトランスミッション，走行抵抗等は，基礎実験装置では陽に反映させない．これは先に述べた，ターゲットとなる影響に焦点を当てるためにモデルの複雑化を回避する意図による．また，元々回転系であるドライブトレインを並進系に等価変換した目的は，同じく構造の簡略化に加えて，不感帯における空走・ショック現象を直接的に観察・評価できるという利点も挙げられる．次に，この基礎実験装置は物理機能モデルの手法に従ってモデル化される．物理機能モデルの詳細は第 5 章に譲るが，これは非線形システムのモデルを時変線形状態方程式として与える．すなわち，線形状態方程式の各係数行列中に存在するパラメータを機構モデルに基づいて切り換えることで，対象の非線形特性を表現する．本章では，後に制御系の設計に活用するために時変線形状態方程式を導出し，非線形パラメータの更新を担う機構モデルについても示す．その後，実車のドライブトレインの物理機能モデルを示しながら，プラントモデルの構造を考察する．

さらに，実車の詳細なエンジンメカニズムを製作することは困難であるため，制御周期制約は，デジタルシグナルプロセッサ内のプログラムによって再現される．上記の基礎実験装置のアクチュエータはリニアモーターであり，これとデジタルシグナルプロセッサ内の制御器の間に，エンジンと等価な制御周期制約のみをプログラム処理として設定する．具体的にこのプログラムは，エンジン機構から制御入力指令値に与える同等の悪影響を再現するものであり，本研究では，モーター推力値を更新する間隔を長くかつ時変動させる．制約プログラムの詳細は第 4 章および第 6 章を参照されたい．このデジタルシグナルプロセッサのプログラム処理を利用した方針は簡便であり，かつ課題となる特性に焦点を絞った制御系の検討を可能にする．本研究は制御周期制約に焦点を当てているが，エンジンの吸排気系の遅れ特性やトルクの上下限など，他のアクチュエータ制約も同様にプログラムで設定可能であるため，応用性に富む．制約をハードウェアではなく，ソフトウェアで設定するため，制御周期の長さや変動率など，制約に関する実験条件・パラメータを自由に変更できるという柔軟性も利点の 1 つである．

本章で示す内容について，実車のドライブトレインの構造や物理機能モデルに関しては文献[69][70][79]，基礎実験装置に関しては文献[78][107]に基づく．

2. 2　簡略化された自動車駆動系の並進運動モデル

本研究で制御対象とする自動車駆動系は，エンジンから発生したトルクをタイヤまで伝える役割を果たす動力伝達機構である．Fig. 2. 1 は，実際の自動車における，その位置づけを端的に表したイメージ図である．また Fig. 2. 2 は，実車の自動車駆動系の力学モデルを示しており，これは回転運動系である．エンジンフライホイールは，駆動側のディファレンシャルギヤと結合しており，両者の間にはクラッチとトルク量を変換するためのトランスミッションが存在する．さらに，出力側のギヤ慣性は，ドライブシャフトを経てタイヤおよび車体と結合している．力学的には，エンジンフライホイールは慣性モーメント，クラッチは剛性または減衰，トランスミッションはギヤ比として表現される．ねじり剛性で結合されたディファレンシャルギヤは，駆動側と被駆動側の 2 つの慣性モーメントを有する要素としてモデル化できる．本研究で一貫した課題として取り扱う重要な非線形要素は，ギヤに存在するバックラッシである．ドライブシャフトはねじり剛性と減衰，タイヤは慣性モーメントでモデル化され，車体は空気抵抗や転動抵抗を合計した走行抵抗力を受ける．以上から明らかなように，自動車駆動系は，多数の構成要素が入り組んだ複雑な非線形システムである．

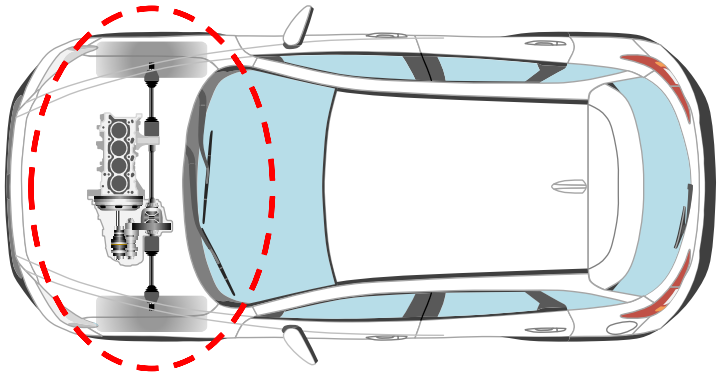


Fig. 2. 1　Automobile drive system in a real vehicle
(参考文献[107], Fig. 1 より引用)

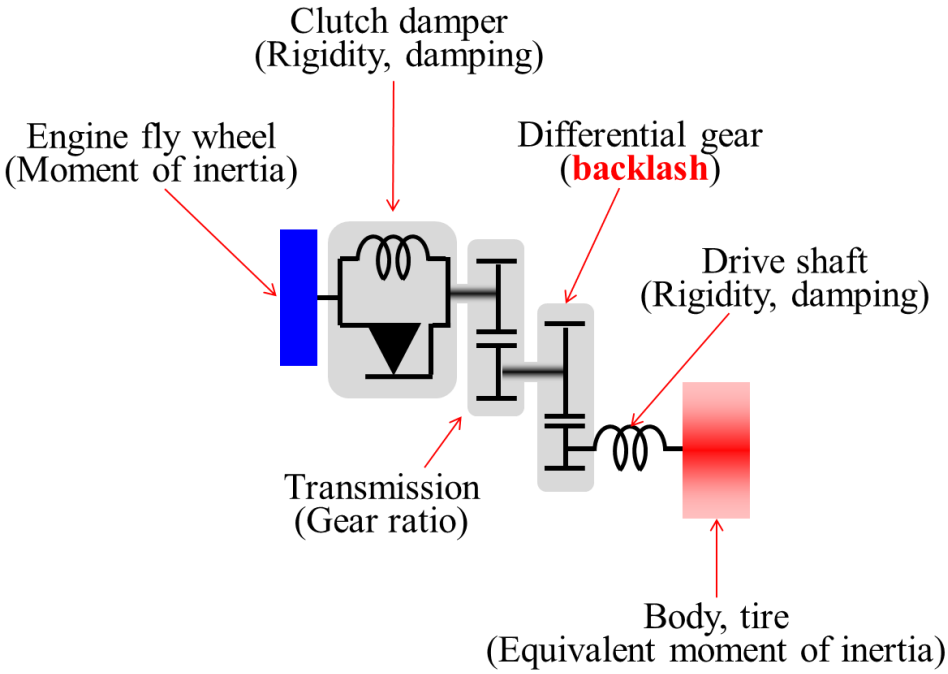


Fig. 2. 2　Dynamical model of an automobile drive system as a rotary system

本研究では，バックラッシによる悪影響，具体的には不感帯における空走と衝突現象に焦点を当てるために実車の駆動系を簡略化・抽象化しつつ，その基本的な構造のみを反映した基礎実験装置を一貫して使用する．

Fig. 2. 3 は基礎実験装置の力学モデルを示している．このモデル構造は大きく分けて，車体部分(質点M_B)，ギヤ慣性部(質点m_G)，およびアクチュエータ部(質点M_E)の 3 つから構成される．これらは，実車における各要素の配置を考慮したバネおよびダンパーで連結されており，3 自由度振動系を構成している．実車の駆動系は，エンジンフライホイールからタイヤまでトルクを伝達するための回転運動系であるが，本研究はこれを等価的に並進運動系に置き換えたモデルを制御対象とする．実車における回転トルクは，Fig. 2. 3 では 1 次元方向へ伝達される推力が相当する．並進系に等価変換した目的は，実機製作のための加工の容易さ，コスト低減，および構造の複雑化の回避が挙げられる．また，並進系にすることで，不感帯領域における空走・ショック現象が直接的に観察・評価できる．さらに，実験におけるバックラッシの長さの可変調節といった作業が容易に行えるという利点も存在する．

実車のエンジンフライホイールから駆動側ディファレンシャルギヤまでの慣性は全て，Fig. 2. 3 においては，アクチュエータの質点M_Eに集約させる．質点m_Gは，被駆動側のギヤの慣性モーメントに相当する．モデル最下流に配置した質点M_Bは，実車の駆動系における最下流の慣性であるタイヤおよび車体に対応したものである．バネとダンパー要素につい

て, Fig. 2. 3 のK_GとC_Gはそれぞれ, ディファレンシャルギヤのねじり剛性と減衰に相当する. K_DとC_Dは，ドライブシャフトのねじり剛性と減衰に対応している．実車は回転駆動系であるため，エンジントルクが制御入力となるが，本研究の基礎実験装置でこれに相当するものはアクチュエータの推力u_{LM}である．本研究で一貫した課題として取り扱う非線形要素のバックラッシについて，実車のディファレンシャルギヤに存在するものを考える．よって，Fig. 2. 3 のモデルでは，バックラッシを，アクチュエータの質点M_Eと被駆動側ギヤに相当する質点m_Gの間に不感帯要素として設定する．この不感帯によって，モデルの上流側(駆動側のM_E)と下流側(被駆動側のm_GとM_B)が連結または遮断される．

基礎実験装置の目的は，実車の走行状態を完全に再現することではなく，実車のバックラッシとその悪影響に重点を置いて評価することにある．従って，バックラッシの影響と制御によるその改善効果の評価を容易にするために，実車から詳細なクラッチ構造，トランスミッション，タイヤ弾性，路面摩擦等は省略することで，これを簡略化したモデル構造を考える．例えば，詳細なクラッチとトランスミッションは，Fig. 2. 3 のモデル中では，陽に要素として反映されておらず，トランスミッションのギヤ比は 1 として扱い，クラッチは単純な剛体として質点M_Eに取り込まれている．厳密には非線形要素であるクラッチの摩擦トルクも陽には考慮せず，単純にアクチュエータ速度$\dot{X}_E$に比例する減衰として取り扱う．

本研究は，チップイン・チップアウトの運転条件を模擬した急変する推力で，アクチュエータM_Eを駆動する．この場合，質点m_Gとの間に設定した不感帯をアクチュエータが空走することで運動エネルギーが蓄えられ，駆動側と被駆動側が連結した際には衝突が発生する．この衝突時のショック力がバネ要素を介して，モデル最下流へと伝達し，最終的に車体M_Bを振動させる．車体M_Bは，バネK_CとダンパーC_Cによって壁と結合している．本研究の実験システムでは，車体の変位振動X_Bを観測出力としてフィードバックし，推力急変とバックラッシに起因する過渡振動を抑制しつつ，目標変位に速やかに追従させる位置決め制御を行う．

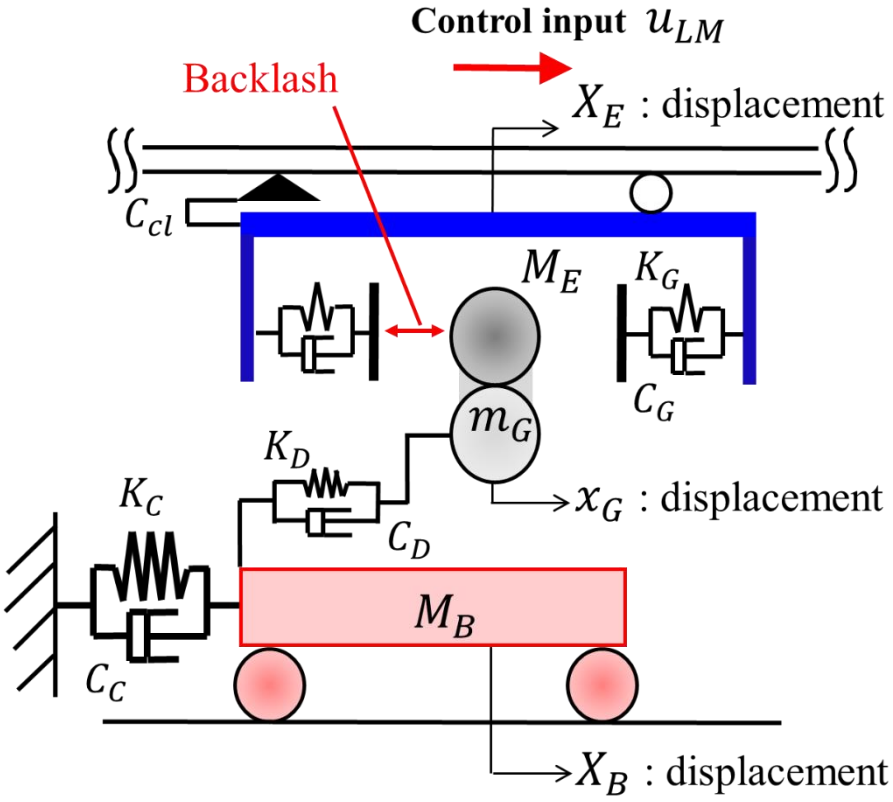


Fig. 2. 3　Dynamical model of the basic experimental device

2. 3　基礎実験装置の構成

簡略した自動車駆動系の並進運動モデルについて，これを反映して開発された基礎実験装置の構造を Fig. 2. 4 に示す．アクチュエータとして，リニアシャフトモーターを使用しており，レール上を移動するスライダー機構が Fig. 2. 3 中の質点M_Eである．一方で，リニアモーターと並列にリニアガイドが設置されており，この上を車体質量M_Bが並進振動する．車体質量M_Bはガイド上で，両側の固定壁とコイルばねを介して結合している．モーターとリニアガイドの中間地点においては，被駆動側ギヤ部に相当する質点m_Gが存在しており，これは車体質量M_Bと連結している．Fig. 2. 3 に示した各剛性要素K_G，K_Dは，実機では板バネを用いて再現する．実験装置の減衰定数C_C，C_D，C_G，C_{cl}は，減衰材や摩擦，構造減衰などに起因する影響として，実験的かつ試行錯誤によって決定した．本来，実験装置の各減衰要素や剛性は実験条件や周囲環境，経年変化等に依存することから，厳密な値を確定することは不可能であるため，これらは近似的に概算値として調節した．また，これらの値は，板バネにゴムや粘弾性材等を貼り付けることで調節を行った．バックラッシは構造的非線形特性であり，Fig. 2. 4 に示すように，ギヤ部質量m_Gの両側で，2 枚の板バネ間の隙間を設定することで不感帯を生成する．本実験装置におけるこのバックラッシ幅(不感帯の長さ)

は，板バネを根本で固定している部品を送りねじ機構でスライドさせることで，可変設定が可能となっている．Table 2. 1 は，実験装置の各パラメータの値を示している．

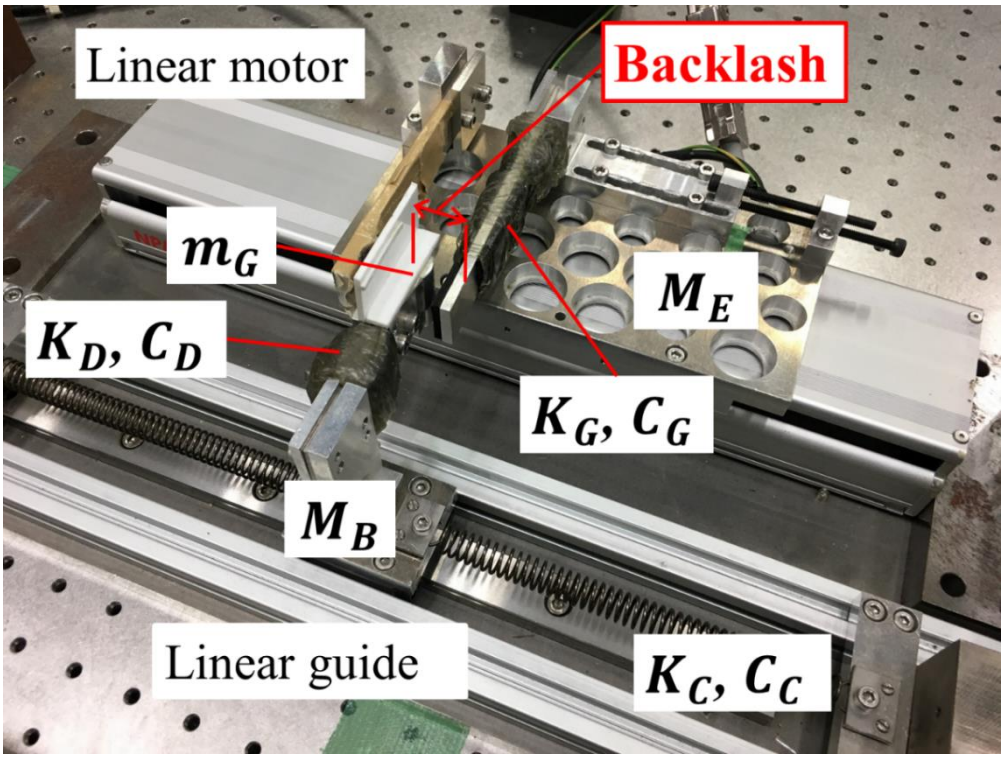


Fig. 2. 4　Basic experimental device

Table 2. 1　Parameters of the experimental device

Parameters	Value	Unit
M_B	0.232	kg
m_G	0.039	kg
M_E	1.04	kg
K_C	660.0	N/m
K_D	1.5×10^4	N/m
K_G	2.7×10^4	N/m
C_C	0.3	Ns/m
C_D	7.5	Ns/m
C_G	29.0	Ns/m
C_{cl}	4.0	Ns/m

実際に，Fig. 2. 4 の実験装置を開ループで駆動した場合の実験結果を Fig. 2. 5 に示す．これは，実車のエンジントルクの急変から，バックラッシにおけるギヤ同士の空転と衝突，

および最終的な車体の前後振動という一連の現象を模擬した実験である．上段のグラフは車体変位の時刻歴応答，下段のグラフはモーターの推力指令値を示している．モーターの推力について，2.0 s に−4 N から 15 N に立ち上がるステップ入力を印加する．これは，実車では，緩やかな減速(負のエンジントルクに相当)から急加速(正のエンジントルクに相当)するチップイン・チップアウトの運転条件に相当しており，バックラッシで発生するショック力の悪影響が最も顕著に表れる．ただし，Fig. 2. 5 下段の推力波形は，デジタルシグナルプロセッサからモーターに与える指令値信号の概念的な波形を表しており，力センサーで実測した値ではない．実際には電流指令値がモーターに与えられることで推力が算出されるが，本研究のリニアモーターの電気的時定数は極めて小さく，遅れは無視できるため，Fig. 2. 5 とほぼ同じ力がモーター可動子に発生しているとみなせる．Fig. 2. 5 上段のグラフは，バックラッシの長さを変化させてステップ入力で駆動した場合の，それぞれの車体変位応答を示している．黒線，青線，赤線はそれぞれ，バックラッシが 0 mm, 10 mm, 20 mm の場合の実験結果である．Fig. 2. 5 はバックラッシによる悪影響を明確に表しており，その長さが増大するに伴い，2.0 s 後の過渡振動の振幅も増大する傾向がわかる．このような開ループにおける実験の場合，駆動力の急変による影響が黒線に示す過渡振動であり，一方バックラッシによる影響は，例えば赤線と黒線の差に示すような，振幅増大として寄与する．これは，バックラッシが長くなると，駆動側のモーターに蓄積される運動エネルギーが増大することで，被駆動側の 2 自由度系と結合した際に伝達されるショック力が大きくなることが原因である．この結果は，閉ループでフィードバック制御を適用する場合に，不感帯を空走する間の制御偏差の蓄積回避と，結合した瞬間のショック力低減という 2 つの補償動作が必要であることを示唆している．実際に線形制御器のみを適用した場合，バックラッシによる悪影響は，衝突直後に発生するオーバーシュートと残留振動という形で観察される．これは，後に第 3 章で詳述する．

以上より，本研究で開発された Fig. 2. 4 の基礎実験装置は，バックラッシによる車体振動への影響を直接的かつ明示的に評価できるものであるため，これの補償に焦点を当てた制御ロジックの検証に適している．

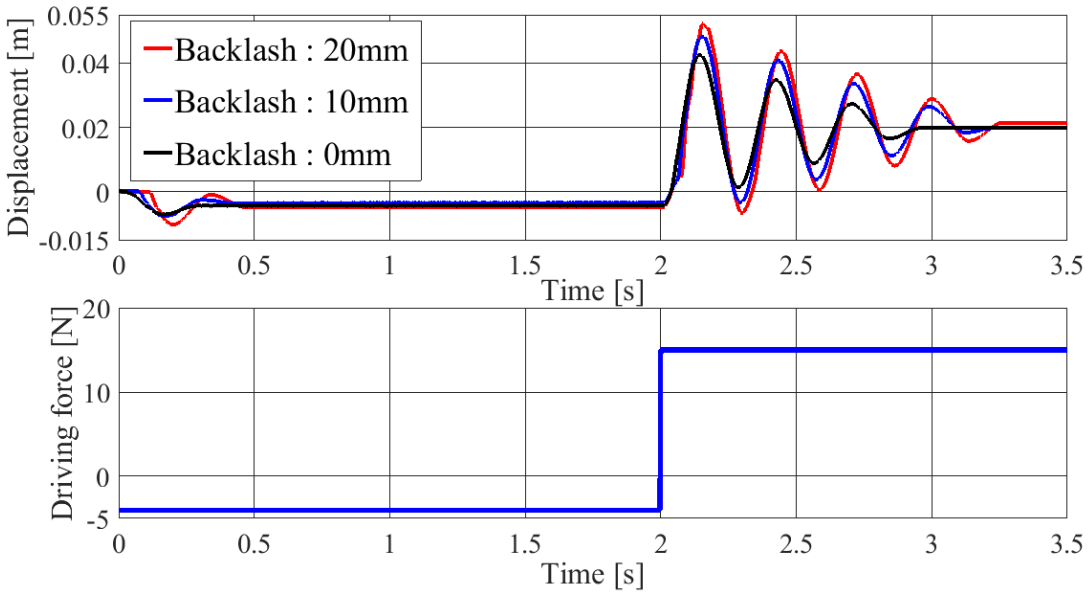


Fig. 2. 5　Displacements and driving force of the experimental results without control
(参考文献[107], Fig. 5 より引用)

2. 4　制御系設計に用いるためのモデル化

2. 4. 1　物理機能モデルについて

本節では，Fig. 2. 3 および Fig. 2. 4 に示した基礎実験装置を，後に提案する制御系設計のためにモデル化する．本研究は，物理機能モデルというアプローチに基づき，非線形システムである制御対象の時変線形状態方程式を導出する．

最初に，実車のドライブトレインのモデルを例に取り，物理機能モデルの概要を説明する[79][69]．Fig. 2. 6 は実車の駆動系を物理機能モデルでモデル化した形を示している．物理機能モデルは，機械力学，電気工学，熱力学，流体力学といった各工学分野を，エネルギーの流れに着目した共通の法則と記述方法で表現したブロック線図である．はしご形のブロック線図において，上下に配置されている横方向の矢印は外延量と内包量という 2 つの状態量のペアを表している．両者を掛け合わせると瞬時エネルギーになるような状態量を導入しており，Fig. 2. 6 では角速度とトルクがこれらに該当し，後に示す実験装置のモデルでは速度と力が相当する．異分野間で共通の物理的概念であるエネルギーの観点から，これら 2 つの状態量を定義することで，各分野のブロック線図を統一されたルールで記述でき，また各ブロック線図は状態量を介して容易に結合できる．ブロック線図全体としては，モデル内で蓄積・消費されるエネルギーと，外界との入出力で受け渡すエネルギーの釣り合いを表現している．Table 2. 2 は機能モデル図中の各記号・表現の意味を示す[69]．

物理機能モデルには，非線形システムのモデルが 1 つの時変線形状態方程式の形式で一括して得られるという利点が存在する．ただし，線形状態方程式の各係数行列中やオフセ

ット入力項のパラメータの数値が時々刻々と変化することで，対象の非線形特性が等価的に表現される．Fig. 2. 6 からわかるように，物理機能モデルは，線形式で表現可能なはしご形のブロック線図と，その中に入れ子式で挿入された黄色いブロックのモデルから構成されている．この黄色いブロックは機構モデルと呼ばれ，システムの非線形特性を記述する役割を担う．具体的にこれは，関係する状態量を用いて，システムの各非線形特性を等価集中定数にまとめて算出し，リアルタイムで決定する．ブロック線図内のこれら非線形パラメータは，代入や加算，積算等の方式により，毎時間ステップで更新される．非線形パラメータの算出は，各分野の物理法則や実験式，データ，マッピング等に基づいて行われる．これからわかるように，機構モデルは定式化された形式である必要はないため，幅広い非線形特性が柔軟にモデルに取り込める．

本節では制御系設計の観点から，物理機能モデルを適用する利点を下記にまとめる．

- ブロック線図から得られるプラントモデルは時変系ではあるが，各瞬時ステップにおいては線形状態方程式の形で表現できる．よって，非線形の制御対象に対しても，線形制御理論が直接的に適用しやすい．
- バックラッシのような不連続な非線形特性に対しては，その各モードに対する複数のモデルを事前に用意するアプローチがしばしば採用される．しかし，物理機能モデルでは，線形状態方程式の形は固定されたまま，その中の一部のパラメータのみがリアルタイムで決定されるため，事前に複数のモデルを用意する必要はない．これは，モデル化にかかる負担を軽減し，リアルタイムで複数のモデルを丸ごと切り換えるアプローチよりも計算効率を改善できる．
- 上記のように物理機能モデルは，毎時間ステップで非線形プラントの逐次線形化モデルを提供する．通常，厳密に逐次線形化を行う場合は，非線形関数のヤコビアンを得るために偏微分計算が必要になる．しかし，物理機能モデルでは，これが不要となるため，オンラインの計算負荷が軽減できる．この特徴は，カルマンフィルタなど，リアルタイムでモデルを駆動する逐次処理アルゴリズムに有用である．
- 標準化された記述方法・ルールに従ってブロック線図を構築することで，モデル内における定常と非定常の区分や，線形と非線形部分の切り分けができる．この特徴は，非線形特性に対する制御ロジックを検討する際の，制御対象の理解や把握に役立つ．

物理機能モデルは，モデルベース開発におけるその有用性や工学的意義から，シミュレーション解析を駆使した自動車システムの設計開発に利用されてきた．この手法のより詳細な特徴やモデルベース開発における位置付けについては，カルマンフィルタリングに対する新たな応用と共に，第 5 章で記述する．

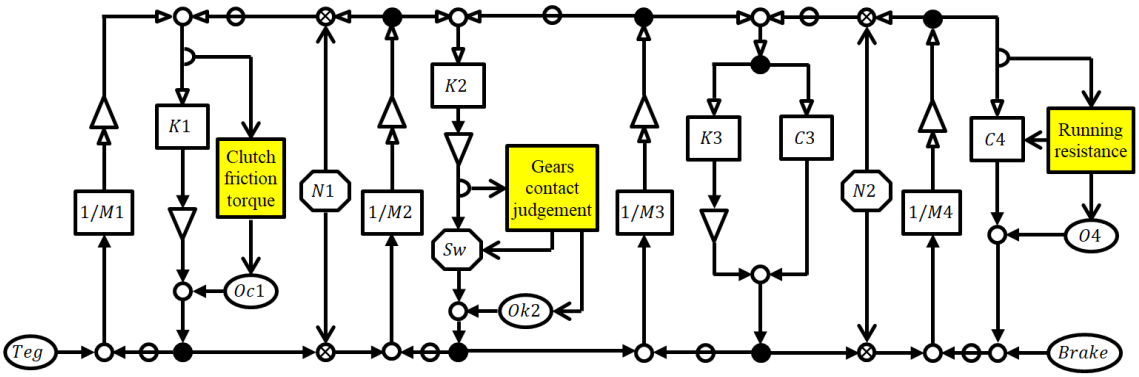


Fig. 2. 6　Physical function model of a real vehicle drivetrain

(参考文献[69] ([70]), Fig. 2 (Fig. 2.2)　より引用)

Table 2. 2　Symbols of physical functional model　(参考文献[69] ([70]), Table2 (Table 2.1)より引用)

A, B → C	$A + B = C$	A → R → B	$RA = B$ R:Coefficient
A, B → C	$A \times B = C$	A → P → B	$PA = B$ P:Characteristic
A → A, A	Branch	A → B	$\int A\,dt = B$
A → B	$-A = B$	A →	Offset

Fig. 2. 7 は，本研究の基礎実験装置を物理機能モデルでモデル化したブロック線図を示している．基礎実験装置の物理機能モデル内において，その非線形特性を再現するための機構モデルは，バックラッシによる不感帯特性，リニアガイド等に存在する動摩擦力，およびモデル最下流のコイルばねK_Cに存在する非線形特性の合計 3 つである．ただし，最も重点的に考慮されるのはバックラッシであり，動摩擦力とばねK_Cの非線形性は，意図的に実験装置に設定したものではない．すなわち，これらは実車の要素を考慮して再現したものではなく，あくまで元々装置に存在する機械的制約である．このように並進系である実験装置を製作する上で，その機械構造上，残留した非線形要素についてはモデルに含める．機構モデルによってオンラインで算出される非線形の切換えパラメータはSw, OKG, Oer, e_{rr}, Frである．

Fig. 2. 6 に示す実車のモデルと Fig. 2. 7 を比較すると，基礎実験装置は実車駆動系の基本

的な構造は反映しつつも，これをより簡略化したものであることが理解できる．具体的には，Fig. 2. 6 に示すモデル上流の駆動側において，クラッチの詳細構造を省略することで単純な剛体として取り扱い，またトランスミッションの機能も陽には反映されていない．つまり，Fig. 2. 7 のモデルでは，Fig. 2. 6 中のギヤ比$N1$の値を 1.0 としており，またクラッチに相当する剛性$K1$と積分器が取り外されている．さらに，モデルを簡略にするために，エンジンフライホイール慣性$M1$から駆動側のディファレンシャルギヤ慣性$M2$までを統合したものが，Fig. 2. 7 中の質点M_Eに相当している．基礎実験装置では，駆動側のモデル構造が 1 質点系という単純な構成であり，モーター推力に従って，質点m_Gとの間に設定された不感帯を空走する．よって Fig. 2. 6 の実車よりも，空走による衝突現象や，制御入力が不感帯中に存在する駆動側M_Eに与える影響を直接的に評価できる．バックラッシを経て，駆動力が伝達される被駆動側の質点m_Gは，実車のモデルにおけるディファレンシャルギヤ慣性$M3$と対応している．実車のドライブシャフトのねじり剛性$K3$と減衰$C3$については，Fig. 2. 7 中のK_DとC_Dが相当する．ただし，実験装置は並進系であるため，Fig. 2. 6 中のタイヤ半径逆数は考えない．つまり，$N2$の値は 1.0 である．モデル最下流の慣性要素である車体$M4$については，Fig. 2. 7 では質点M_Bがこれと対応している．

Fig. 2. 7 のモデルでは，車体M_Bが最下流で，ばねK_Cと減衰C_Cを介して固定端と結合している．これは，実車と実験装置の制御出力の違いに起因する．実車の駆動系においては，制御量が車体加速度である一方，実験装置では車体変位を制御出力としている．これは，車体変位X_Bの目標値に対する位置決め制御が，最下流のばねK_Cから車体に加わるばね反力$F_C = K_C X_B$の目標値追従制御と同等であるという観点に基づく．そして，力と加速度は，質量を係数として単位換算されるだけの関係であるため，実質的に等価な物理量である．以上より実験装置では，車体に加わるばね反力分に相当する加速度$A_C = 1/M_B \times (K_C X_B)$の追従制御を等価的に行っていると見なせる．この観点からは，実車の車体加速度の追従制御を実験装置においても部分的に再現できている．また，車体変位の振動を抑制し，一定目標変位に対して滑らかに追従させれば，その 2 階時間微分である車体加速度の振動も当然抑制される．従って，基礎実験装置において，制御系の有効性を位置決め制御で検証することは適切な評価方法である．

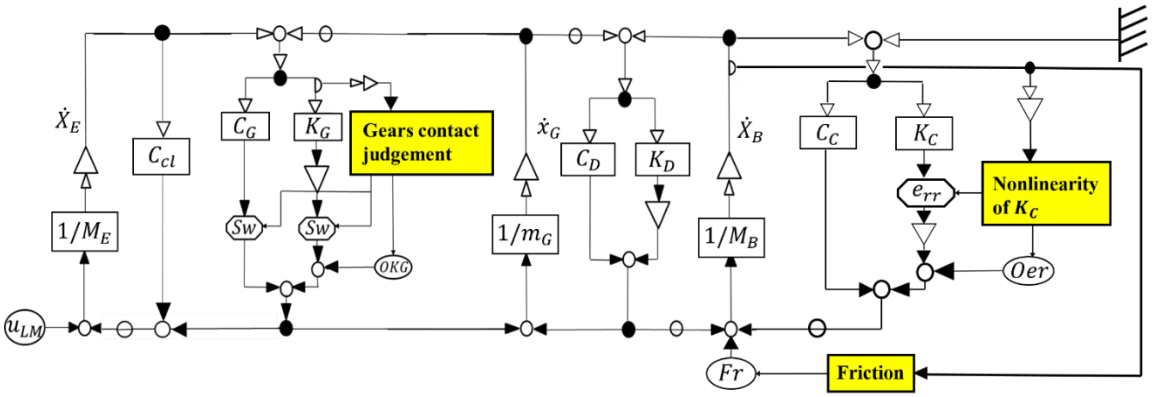


Fig. 2. 7　Physical function model of the basic experimental device

(参考文献[107], Fig. 6 より引用)

2. 4. 2　時変線形状態方程式によるモデル化

Fig. 2. 7 に示す物理機能モデルから，実験装置に関する以下の 3 つの運動方程式が得られる．

$$\ddot{X}_B = \frac{1}{M_B}\{K_D(x_G - X_B) + C_D(\dot{x}_G - \dot{X}_B) - e_{rr}K_C X_B - Oer - C_C\dot{X}_B + Fr\} \tag{2. 1}$$

$$\ddot{x}_G = \frac{1}{m_G}\{SwK_G(X_E - x_G) + OKG + SwC_G(\dot{X}_E - \dot{x}_G) + K_D(X_B - x_G) + C_D(\dot{X}_B - \dot{x}_G)\} \tag{2. 2}$$

$$\ddot{X}_E = \frac{1}{M_E}\{u_{LM} - C_{cl}\dot{X}_E - SwC_G(\dot{X}_E - \dot{x}_G) - SwK_G(X_E - x_G) - OKG\} \tag{2. 3}$$

これより，プラントの時変線形状態方程式と出力方程式が次のように導出される．

$$\begin{aligned}\dot{x}_p &= A_p x_p + B_{p1}w_p + B_{p2}u \\ y_p &= C_p x_p + D_{p1}w_p + D_{p2}u\end{aligned} \tag{2. 4}$$

ただし，各係数行列は以下のように構成される．

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\dfrac{(K_D + e_{rr}K_C)}{M_B} & \dfrac{K_D}{M_B} & 0 & -\dfrac{(C_D + C_C)}{M_B} & \dfrac{C_D}{M_B} & 0 \\ \dfrac{K_D}{m_G} & -\dfrac{(SwK_G + K_D)}{m_G} & \dfrac{SwK_G}{m_G} & \dfrac{C_D}{m_G} & -\dfrac{(SwC_G + C_D)}{m_G} & \dfrac{SwC_G}{m_G} \\ 0 & \dfrac{SwK_G}{M_E} & -\dfrac{SwK_G}{M_E} & 0 & \dfrac{SwC_G}{M_E} & -\dfrac{(SwC_G + C_{cl})}{M_E} \end{bmatrix}$$

$$B_{p1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{M_B} & \dfrac{1}{M_B} \\ \dfrac{1}{m_G} & 0 & 0 \\ -\dfrac{1}{M_E} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{p2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dfrac{1}{M_E} \end{bmatrix}, \quad C_p = [\,1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\,] \tag{2. 5}$$

$$D_{p1} = 0, \quad D_{p2} = 0$$

また，システムの状態変数ベクトルと外部入力項はそれぞれ，

$$x_p = [X_B \quad x_G \quad X_E \quad \dot{X}_B \quad \dot{x}_G \quad \dot{X}_E]^T \tag{2. 6}$$

$$w_p = \begin{bmatrix} OKG \\ Oer \\ Fr \end{bmatrix}, \quad u = u_{LM} \tag{2. 7}$$

と書ける．

ここで，式(2. 4)は，非線形パラメータSw，OKG，e_{rr}，Oer，Frを係数行列または外部入力に含む時変システムである．これらは，システムの状態変数に依存して，リアルタイムで切り換えられる．各非線形パラメータの算出方法は以下で説明する．基礎実験装置が有する非線形要素は，バックラッシの不感帯特性(パラメータ Sw and OKG)，ばねK_Cの非線形特性(パラメータ e_{rr} and Oer)，およびリニアガイド等に存在する動摩擦力(パラメータ Fr)の合計 3 つである．

Fig. 2. 7 に示す物理機能モデル図中には，非線形特性を表す機構モデルが 3 つ存在する．これらから算出される各非線形パラメータの算出方法を記述する．実験装置のバックラッシ特性は，パラメータSwとOKGを切り換えることで表現する．バックラッシは不感帯特性

を生成する．質点M_Eとm_Gの相対変位をΔXとしたとき，機構モデルでは非線形パラメータの切換え則と伝達されるばねFが，次の式で表される[80][81].

$$F = Sw \cdot K_G \cdot \Delta X + OKG = Sw \cdot K_G \cdot (X_E - x_G) + OKG$$

$$Sw = \begin{cases} 1, & X_E - x_G > |\delta| \\ 1, & X_E - x_G < -|\delta| \\ 0, & |X_E - x_G| \le |\delta| \end{cases}, \quad OKG = \begin{cases} -\left|K_G \times |\delta|\right|, & X_E - x_G > |\delta| \\ \left|K_G \times |\delta|\right|, & X_E - x_G < -|\delta| \\ 0, & |X_E - x_G| \le |\delta| \end{cases} \tag{2. 8}$$

相対変位が不感帯幅 $|\delta|$の範囲内にある場合は，2 質点は互いに接触しておらず，力は伝達しない．一方，相対変位が不感帯幅を超えると，互いに剛性K_Gを介して接触するため，ばね力が伝達される．Swは接触判定のための切換えパラメータであり，OKGはばね力のオフセット項である．

なお，本論文は全体を通して，しばしばバックラッシを”不連続特性”と表現する．これは不感帯中で駆動側と被駆動側の結合状態が突発的に切り換わり，システムの動特性が強制振動と自由振動の両者を経るという観点に基づく．つまり，”不連続特性”という表現は，バックラッシによる状態のメカニズム的変化を意味しており，その数学的な関数特性を表しているわけではない.

実験装置のばね剛性K_C(ノミナル値 660 N/m)は完全な一定値をとらず，変位X_Bに依存するわずかな非線形特性を有すると考えられる．そのため，変位X_Bに対するK_Cのばね力を 3 次式で近似する．一方リアルタイムでは，それを線形化して求められた 1 次式の傾きe_{rr}と，切片Oerを機構モデルから算出される時変パラメータとして扱う．

$$F_{Kc} = a_3 {X_B}^3 + a_2 {X_B}^2 + a_1 X_B + a_0 \tag{2. 9}$$

式(2. 9)を線形化すれば，ばね力F_{Kc}は，時変パラメータe_{rr}とOerを用いて次のように表現できる．

$$F_{Kc} = \frac{e_{rr}}{660} \cdot X_B + Oer \tag{2. 10}$$

$$e_{rr} = 660 \cdot (3a_3 {X_B}^2 + 2a_2 X_B + a_1) \tag{2. 11}$$

$$Oer = -2a_3 {X_B}^3 - a_2 {X_B}^2 + a_0 \tag{2. 12}$$

実験装置のリニアガイド等には，シール抵抗などの動摩擦力が存在する．よって，これを速度$\dot{X}_B$と逆方向に発生するクーロン摩擦力Frとして近似的にモデル化する．クーロン摩擦

力の理論的な特性は，式(2. 13)で書ける．

$$\begin{cases} Fr = |C_{rr} \cdot (M_B \times 9.8) + f_{seal}|, & \dot{X}_B < 0 \\ Fr = -|C_{rr} \cdot (M_B \times 9.8) + f_{seal}|, & \dot{X}_B > 0 \end{cases} \tag{2. 13}$$

Fig. 2. 8 は，シミュレーションおよび実験によって得られた車体変位の時刻歴応答を比較した結果について示している．青線は，バックラッシのモデルを含むシミュレーションで得られた波形を表している．一方で赤線は実験による応答を示しており，これはチップイン・チップアウトを模擬したステップ入力でモーターを駆動した時の結果である．

Fig. 2. 8 からわかるように，両者の大まかな動特性は概ね一致しており，2.0 s 直後の過渡振動の傾向も再現されている．一方で，振幅や定常値について若干の差異が見られるが，これらは実機に存在する摩擦の存在や，減衰定数などのモデル化誤差が原因として考えられる．

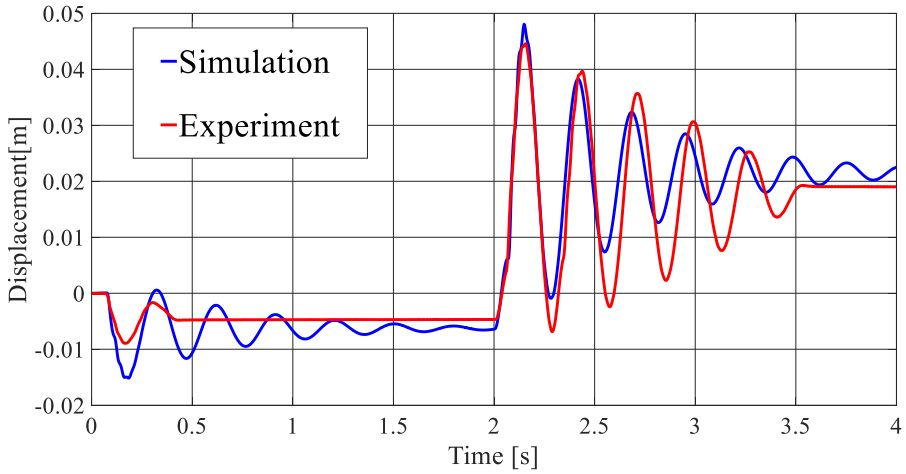


Fig. 2. 8　Comparison of displacements between simulation and experiment

2. 5　DSP とプログラム処理によるエンジン制約の設定

実車のエンジン制約を再現するためには，そのメカニズムを模擬した実験装置をハードウェアとして製作する方針が挙げられる．しかし，エンジンの機械構造の複雑さや開発コストを考慮すると，これは困難である．一方で本研究は，制御周期制約に焦点を当てるために，実車を簡略化する．言い換えると，複雑なエンジンメカニズム中の余計な他の要素を除外し，制御周期が引き起こす制御系への悪影響のみを抽出する．以上より本研究は，詳細なエンジンメカニズムをハードウェアとしては再現しない．つまり，実車のエンジン特性を，デジタルシグナルプロセッサ内に設定したプログラム処理によって等価的に再現する方針をとる．これは，本質的にエンジン特性は，デジタル制御器からのトルク指令値

に対して，これがそのまま実現されるのを阻む制約であるという観点に基づく．つまり，このアクチュエータ制約は指令値に悪影響を与えた後に，実際の制御入力に変換する要素として見ることができる．よって，実験システム上の制御周期制約は，制御器の直後にプログラムとして疑似的に設定される．Fig. 2. 9 は，アクチュエータ制約の再現について概念図を示す．上側はアクチュエータ制約を導入しない通常のデジタル制御の流れであり，下側はこれを導入した場合の流れである．制約プログラムによって，本来制御器が実現したい制御入力$u_{command}$と実際にモーターを駆動する推力u_{actual}は異なる．

具体的に，実験装置はリニアモーターをアクチュエータとして有する．そして，Fig. 2. 9 に示すデジタルシグナルプロセッサでは，デジタル制御器からの指令値$u_{command}$に対して，プログラム処理によって等価的なアクチュエータ制約を課す．その後，この疑似的な制約から影響を受けた推力値u_{actual}でモーターが駆動される. 制約プログラムの詳細や閉ループシステムについては，第 4 章および第 6 章で記述する．

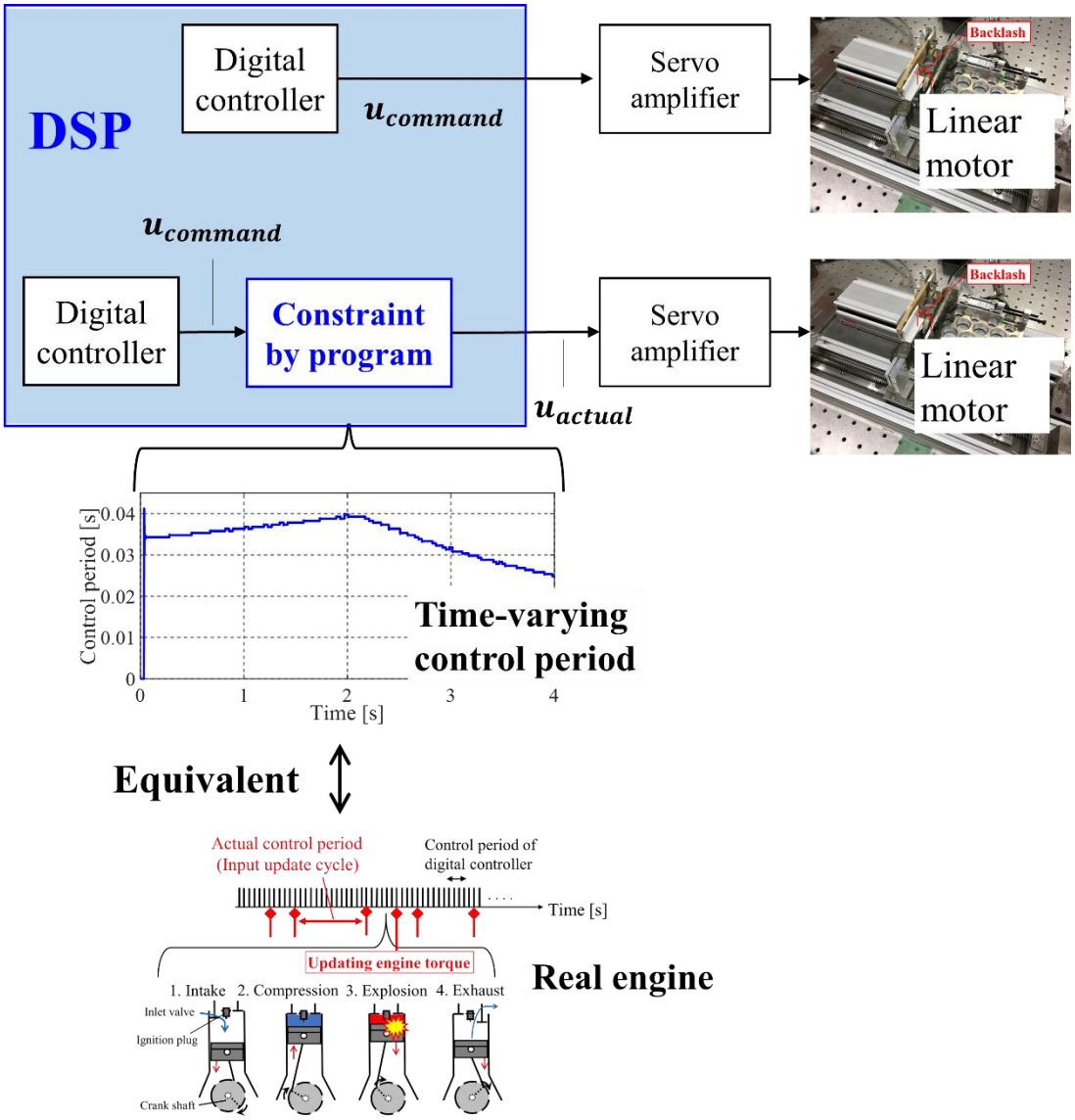


Fig. 2. 9　Conceptual scheme of the limitation program,
which is equivalent to the target characteristic of a real engine

2. 6　本章の結言

本章では，制御対象とする自動車駆動系のモデルと，制御系の検証に使用する基礎実験装置について記述した．特に重要なのは基礎実験装置であり，これはドライブトレインの基本構造を反映しつつも，バックラッシと制御周期制約による影響に焦点を当てるために，実車を簡略化するよう開発された．このリニアモーターを用いた並進駆動位置決めシステムの力学モデルと機構を示した．その後，実際にチップイン・チップアウトの運転条件を模したステップ入力を与えた場合の実験結果を示した．実験では，バックラッシによる振

動振幅の増大が明確に観察され，本研究の検証目的に適した実験装置であることが確認できた．また，この基礎実験装置を物理機能モデルの手法に従ってモデル化した．物理機能モデルは，非線形システムのモデルを時変線形状態方程式の形式で与える物であり，本研究はこのメリットを制御系の設計に活かす．バックラッシ等の非線形特性は機構モデルによって表現されるため，これに基づいて更新される切換えパラメータの算出則を与えた．さらに，実験の閉ループシステムにおいては，デジタルシグナルプロセッサ内のプログラムによって，エンジンと等価な制御周期制約をモーターに与える方針を示した．

第3章　　バックラッシを補償する簡便な制御手法

3. 1　本章の緒言

近年，ユーザーから自動車に求められる性能は高度化・多様化の一途を辿っている．特に快適性および走行性能の向上の観点から，車体振動の低減が課題として挙げられる．自動車は様々な運転条件で走行するが，特にドライバーのアクセル操作などでエンジントルクが急変(チップイン・チップアウト)すると，車体が前後に振動する．これは，エンジンフライホイールやディファレンシャルギヤ，ドライブシャフト，タイヤなどから構成される自動車駆動系のねじり振動に起因する．この車体振動による乗り心地の悪化や走行性能の劣化が問題となっている．また，自動車駆動系はいくつかの非線形要素を持つが，その中でも特にディファレンシャルギヤのバックラッシが振動を悪化させ，制御性能の劣化につながっている．具体的には，バックラッシをギヤが空走し衝突することで発生するショックトルクが，振動振幅の増大を招いている．閉ループ制御を適用する場合，バックラッシの不連続特性は，制御偏差の蓄積を伴う不可制御の状態を作り出す．従ってこの不可制御状態が，過大な制御入力の算出につながり，衝突による大きなショックが発生する．

以上のことから，バックラッシによる非線形性の悪影響を抑制する振動制御手法の開発が重要である．さらに，実車への実装や開発現場における設計および量産化を考慮すると，簡便かつ直観的に理解が容易な制御手法が求められる．

ギヤのバックラッシ，ひいては不感帯特性は機械システム全般にわたる共通の課題であり，これを考慮した制御系については多数の先行研究が存在する．記述関数法でモデル化したモーター駆動系に対して，モデル化誤差を考慮した制御 [82]，位置決め系に対してニューラルネットワークを適用した例 [83]，ジョイント部に不感帯を有するロボットに対して，切換え平面による可変構造制御器を構成した例 [84]，ギヤを有するマニュピュレータや 2 自由度弾性系について，バックラッシの結合時と切断時のモデル化を行い，非線形適応制御則や P 制御のゲイン切換え則が提案された研究 [85][37]が挙げられる．また他にも，分数次数 PID 制御器と記述関数法が，バックラッシ系に対する良好なロバスト性を持つこと [86][87]，不感帯などを持つ劣駆動非線形システムに対する適応ファジイ型H_∞制御を提案し，タワークレーン系に適用した例 [88]，バックラッシの影響を外乱としてモデル化し，外乱オブザーバの推定による補償やH_∞制御問題に帰着させた例 [32][89]，非線形回転ギヤ系をハイブリッドモデルアプローチでモデル化し，LQ 制御を適用した研究 [90]，自動車の電気スロットルバルブについて，適応スライディングモードを適用した制御 [91]，バックラッシ系に対する非線形H_∞制御の適用 [33][92]，電気油圧式サーボ系に対する適応ノッチフィルタを用いた補償アルゴリズム [93]，入力不感帯を有するジャイロスタットシステムに対する適応安定化制御 [94]，バックラッシを考慮した Pseudo-Hammerstein model に基づく内部モデル制御[95]などが挙げられる．

またバックラッシを含むパワートレインの制御についても，先行研究が報告されている．特にモデル予測制御とこれに関連する成果は多数存在しており，パワートレイン系に対して主流のアプローチであると言える[35][36][77][96]-[102]．これらは，バックラッシの結合時・切断時の各モードに対する制御器および観測器の設計と切換え[35]，EV に対して，バックラッシの切断状態に応じた切換え型のモデル予測制御の有効性をシミュレーションで示した例[96]，リアプノフ関数に基づいた一段先予測制御 [97]，ハイブリッドモデルを利用した拡張カルマンフィルタ [98]，区分非線形関数によるモデル化の利用 [99]，オブザーバ構成に必要となる可観測状態量についての考察 [100]，滑らかで応答性の高い加速度を実現するために，過大なジャークや”shuffle”(チップイン・チップアウトによるドライブトレインの振動現象)を抑制した状態信号を生成する制御[101]，パワートレインを 2 自由度回転系でモデル化した実験装置を製作し，それに対してハイブリッドモデルによるモデル予測制御を検討した例 [36]，不感帯の PWA モデルを用いたモデル化と最小時間原理(Minimum-time principle)に基づくモデル予測制御 [102]など多岐に渡って検討されており，有効な手法であることが示唆されている．また，実車により忠実なドライブトレインモデルを用いた研究では，オンライン実装するために二次計画(Quadratic program)形式の Receding horizon optimal control に変換されたモデル予測制御の有効性を実験で検証した[77]．その他の検討としては，カスケード PID 制御器による回転速度の追従制御 [103]，非線形オブザーバとそれによるモデルベース極配置を適用した検討 [104]，非線形 QFT (Quantitative Feedback Theory)による制御手法を提案した例 [105]が存在する．特に注目すべき研究は文献[74][75]である．これらは，第 4 章および第 6 章で課題となる，エンジンがトルクを発生する際に伴う遅れを考慮した振動制御を提案している．具体的には，エンジンによる遅れを補償，または積極的に利用するために，予測制御が適用されており，実車による実験検証で有効性が示されている．

しかし，バックラッシに対して主流のアプローチの 1 つであるモデル予測制御の場合，リアルタイムで最適化問題を解く際にかかる計算負荷が大きく，実装上の問題となる．オフラインで最適化問題を解く Explicit MPC [35]はこれを改善しているが，複数のモデル予測制御器を用意する必要があり，設計の負担が大きくなる．また，第 6 章で示す制御周期制約のような複雑なアクチュエータダイナミクスを考慮する場合，常にオフラインで最適化問題を解けるとは限らない．また，バックラッシは不連続特性であり，駆動側と被駆動側間における結合・切断状態が変化する．そのため，制御系の切換えや適応制御系が採用される場合も多く，もう一つの有力なアプローチである[38]．しかしこれも，複数のプラントモデリングと制御器の設計を必要とする手法が多いため，設計にかかる負担・時間の増大が避けられない．その他の手法についても，制御系の構造の複雑さや設計の煩雑さなど，実装には困難な点が多い．これらの理由から，シミュレーションのみで有効性を示した検討も多く，実装を見据えて，簡便さを追求したバックラッシ補償はほとんどない．

以上より，自動車駆動系のバックラッシ対策として，計算負荷が軽く，簡便な制御ロジ

ックを構築し，この有効性を実験で示さなければならない．本章では，簡便さと良好な制御性能を両立した制御系を提案し，基礎実験装置を用いて有効性を検証することを目的とする[107]．この基礎実験装置は実車を簡略化しており，ドライブトレインの基本構造のみを再現しつつ，バックラッシの悪影響に焦点を当てた並進駆動構造を有する．制御系に関しては，バックラッシに起因する制御偏差の蓄積と過大な制御入力を回避し，ギヤ衝突時のショック力低減を簡便な手法で実現できるよう，線形モデルベース制御器を運用する方法に着目する．これは，単一の制御器を用いた 4 つの制御モードを切り換えるアルゴリズムとして構築された．バックラッシの結合時は線形モデルベース制御器による振動制御を行い，切断時は制御器に対するアンチワインドアップと目標値の切換えによるショック低減制御を適用する．提案手法は上記からわかるように，複数の制御器を用意する必要がない点，モデル予測制御のような最適化問題を解く形式では無い点から，計算負荷が軽く，設計が容易な手法であると言える．さらに，バックラッシ内の結合状態を同定するために，不連続特性で増大するジャークを活用した．これにより，より簡便な形式で制御モード切換えアルゴリズムを構築できた．最初にオフラインで動的フィードバック形式の線形モデルベース制御器を設計すれば，本手法は，そのシンプルなアルゴリズムから，状態空間表現された制御器全般に共通して適用できる．これは，周波数成形を伴うロバスト制御理論など，様々な制御仕様とバックラッシへの対処が併用可能となることを意味しており，極めて実用的である．本章は，高い制御性能とロバスト安定性の両立が可能である混合H_2/H_∞制御理論を適用する．

本章では最初に，ベースとなる制御器を混合H_2/H_∞制御理論で設計し，目標値追従のために積分器を含んだサーボ系を構築する．次に，バックラッシに対する補償として，簡便な制御モードの切換えアルゴリズムを提案する．最後に，基礎実験装置を用いて制御系の有効性を検証し，そのシミュレーションおよび実験結果を考察する．本章で示す内容，つまり制御系の概要やシミュレーション・実験検証の結果等は，文献[107]に基づく．

3. 2　混合H_2/H_∞制御理論

最初に，第 2 章で記述した状態方程式を用いて線形モデルベース制御器を設計する．本研究では，制御性能とロバスト安定性の両方に優れた混合H_2/H_∞制御理論に基づき，制御器を設計する．

物理機能モデルから得られた状態方程式中には，いくつかの非線形切換えパラメータが含まれる．よって，制御器設計に用いる状態方程式には時不変線形化を適用するために，非線形パラメータを次のように取り扱う．

バックラッシにおける接触判定用パラメータSwは，システム行列A_pの中に存在しており，バックラッシで結合時は 1，切断する時は 0 の値をとる．$Sw = 0$の場合は，システムは不可制御系となるため，制御器が設計できない．よって，制御器設計時には，$Sw = 1$とした状

態方程式を用いる．バックラッシで結合している状態は線形制御で制御し，バックラッシで切断している空走状態については，後に詳述する制御モード切換えアルゴリズムで対処する．また，ばね力のオフセットOKGについては，不感帯における接触判定に必要なパラメータであるため，制御器設計の時には陽に考慮しない．

e_{rr}とOerは，ばねK_Cの非線形特性を表現するパラメータであるが，制御器設計の際には，K_Cのノミナル値が使用されるため省略される．

以上より，第 2 章でモデル化された式(2. 4)の時変線形状態方程式は，その係数行列や外部入力項などについて，線形モデルベース制御器の設計に使用できるよう適宜修正される．

本研究では，位置決めと過渡振動性能および制御入力の制約を考慮した混合H_2/H_∞制御問題に基づき，制御器を導出する[110][111][112]．Fig. 3. 1 に本研究で使用する制御系のブロック線図を示す．ここで，$P(s)$は制御対象，$K(s)$は混合H_2/H_∞制御器である．また，uは制御対象への制御入力であり，モーター可動子の推力u_{LM}が相当する．eは制御偏差であり，rは目標変位信号である．w'は，バックラッシ中で発生する力等を含む外乱である．さらに，z_2は振動の過渡応答に関する制御量，z_∞は制御入力制約すなわちロバスト安定性に関する制御量である．$W_2(s)$と$W_\infty(s)$は，それぞれ各性能に関する周波数重み関数であり，詳細は後述する．この制御系の各制御量に対して，外部入力$w = [r \quad w'^T]^T$からz_2までの伝達関数行列T_{z2w}のH_2ノルム，およびwからz_∞までの伝達関数行列$T_{z\infty w}$のH_∞ノルムを，それぞれに対応する評価関数とする．

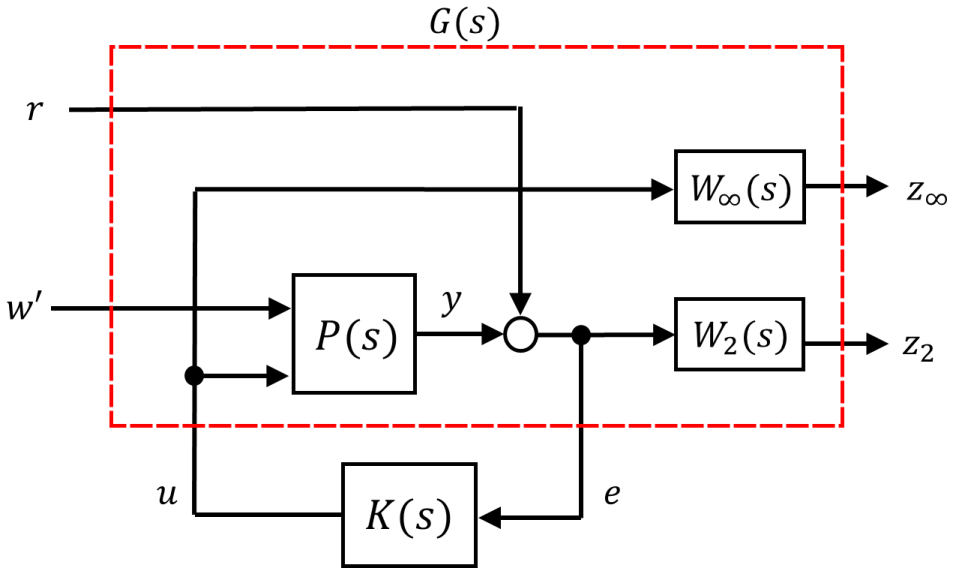


Fig. 3. 1　Block diagram for control system

次に，各制御量に対する周波数重み関数の設定について示す．制御量である車体変位は，その過渡振動を十分に抑制しつつ，目標値に少ない定常偏差で追従させることが求められる．そのため，車体変位はH_2ノルムで評価する．対応する重み関数$W_2(s)$は，制御帯域を含

む低周波帯域で高ゲイン，高周波帯域で低ゲインとなる 3 次ローパスフィルタに積分器を含ませたものを使用する．一例としてこれは，式(3. 1)を基本的な形として設定する．

$$W_2(s) = \frac{2.481 \times 10^5}{s^3 + 125.7s^2 + 7896s + 2.481 \times 10^5} \cdot \frac{10}{s} \tag{3. 1}$$

また，H_∞ノルムで評価される制御入力に対応した重み関数は，高周波帯域において有効なロバスト安定性を確保することを目的とする．よって，低周波帯域で低ゲイン，高周波帯域で高ゲインとなる 3 次ハイパスフィルタを用いる．一例としてこれは，式(3. 2)を基本的な形として設定する．

$$W_\infty(s) = \frac{s^3}{s^3 + 1257s^2 + 7.896 \times 10^5 s + 2.481 \times 10^8} \tag{3. 2}$$

制御器を設計する際には，$W_2(s)$と$W_\infty(s)$のゲインは，良好な制御性能が得られるよう適宜調節する必要がある．

しかし，式(3. 1)の重み関数を，直接一般化プラント中に組み込んで制御器を設計することはできない．なぜならば，$W_2(s)$が不安定な原点極を持つため，混合H_2/H_∞制御器を設計する際に，閉ループ系の可安定性・可検出性の条件を満たさないからである[109]．そこで，$W_2(s)$を次のような原点極を持つ補償器$M(s)$と，安定かつ最小位相の伝達関数$\widetilde{W}_2(s)$に分解する．

$$\begin{aligned} W_2(s) &= \frac{2.481 \times 10^5}{s^3 + 125.7s^2 + 7896s + 2.481 \times 10^5} \cdot \frac{10}{s} \\ &= \frac{2.481 \times 10^5}{s^3 + 125.7s^2 + 7896s + 2.481 \times 10^5} \cdot \frac{10}{s + 0.1} \cdot \frac{s + 0.1}{s} = \widetilde{W}_2(s) \cdot M(s) \end{aligned} \tag{3. 3}$$

$$\begin{aligned} \widetilde{W}_2(s) &= \frac{2.481 \times 10^5}{s^3 + 125.7s^2 + 7896s + 2.481 \times 10^5} \cdot \frac{10}{s + 0.1} \\ M(s) &= \frac{s + 0.1}{s} \end{aligned} \tag{3. 4}$$

このように分解した性能重み関数$\widetilde{W}_2(s)$と補償器$M(s)$について，Fig. 3. 1 の一般化プラントを等価変換して得られる Fig. 3. 2 の一般化プラントを用いて，まずは準最適制御器$\widetilde{K}(s)$を設計する．その後，設計された準最適H_2/H_∞制御器$\widetilde{K}(s)$と先ほどの補償器$M(s)$を用いて，ブロック線図の等価変換より，最終的に求めたい次の最適H_2/H_∞制御器$K(s)$は積分器を持つ．

$$K(s) = \tilde{K}(s)M(s) = \tilde{K}(s)\frac{s+0.1}{s} \tag{3. 5}$$

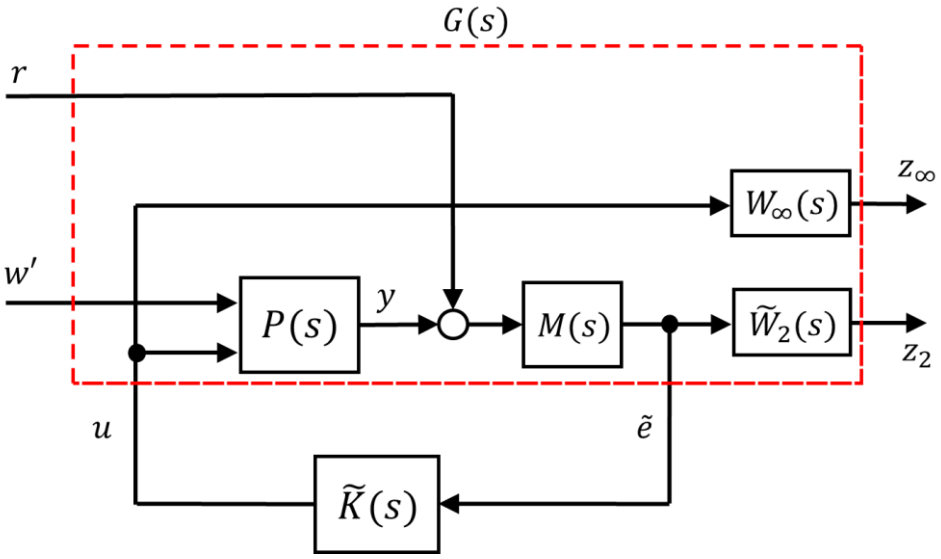


Fig. 3. 2　Equivalent block diagram to Fig. 3. 1

具体的に，サーボ系として使用する一般化プラントの状態方程式を導出する．Fig. 3. 2 中の各周波数重み関数と補償器$M(s)$は，次の状態空間表現で実現できる．

$$\begin{aligned}&\tilde{W}_2(s) = (A_2, B_2, C_2, D_2),\ W_\infty(s) = (A_\infty, B_\infty, C_\infty, D_\infty), \text{ and}\\ &M(s) = (A_M, B_M, C_M, D_M)\end{aligned} \tag{3. 6}$$

これらの評価指標を考慮した一般化プラント$G(s)$の状態方程式・拡大系は，以下の形式で記述できる．

$$\begin{aligned}\dot{x}_G &= Ax_G + B_1 w + B_2 u\\ z_\infty &= C_\infty x_G + D_{\infty 1} w + D_{\infty 2} u\\ z_2 &= C_2 x_G + D_{21} w + D_{22} u\\ \tilde{e} &= C_y x_G + D_{y1} w + D_{y2} u\end{aligned} \tag{3. 7}$$

$$A = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 & 0\\ -B_M C_p & A_M & 0 & 0\\ -B_2 D_M C_p & B_2 C_M & A_2 & 0\\ 0 & 0 & 0 & A_\infty \end{bmatrix},\ B_1 = \begin{bmatrix} 0 & B_{p1}\\ B_M & -B_M D_{p1}\\ B_2 D_M & -B_2 D_M D_{p1}\\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3. 8}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} B_{p2} \\ -B_M D_{p2} \\ -B_2 D_M D_{p2} \\ B_\infty \end{bmatrix},$$

$C_\infty = [\,0 \quad 0 \quad 0 \quad C_\infty\,]$, $C_2 = [\,-D_2 D_M C_p \quad D_2 C_M \quad C_2 \quad 0\,]$,
$C_y = [\,-D_M C_p \quad C_M \quad 0 \quad 0\,]$,
$D_{\infty 1} = 0$, $D_{\infty 2} = D_\infty$, $D_{21} = [D_2 D_M \quad -D_2 D_M D_{p1}]$, $D_{22} = -D_2 D_M D_{p2}$,
$D_{y1} = [D_M \quad -D_M D_{p1}]$, $D_{y2} = -D_M D_{p2}$

一般的に，混合H_2/H_∞制御の代表的な設計問題においては，$G(s)$と$\tilde{K}(s)$の閉ループ系に対して，外部入力wからz_∞までの閉ループ伝達関数行列のH_∞ノルム$\|T_{z_\infty w}(s)\|_\infty$を抑制しつつ，$w$から$z_2$までの閉ループ伝達関数行列の$H_2$ノルム$\|T_{z2w}(s)\|_2$も最小化するよう，制御器$\tilde{K}(s)$が設計される[79][110][111][112]．設計手法は，線形行列不等式（LMI：Linear Matrix Inequality）によるアプローチを用いる．また，制御器導出のための数値計算には，MATLABの’Control System Toolbox’および’Robust Control Toolbox’を使用した．具体的にMATLABでLMIによる最適化問題を解く際には，Fig. 3. 2および式(3. 8)に示す一般化プラントを振動制御用として検討し，簡略化を適用する．最適化を行う際には，拘束条件としてrからの伝達関数は固定し，w'からの伝達関数のノルムのみを最小化する．

設計された混合H_2/H_∞制御器$K(s)$はサーボ系として使用される．Fig. 3. 3はサーボ系のブロック線図を示す．ここで，K_Cは，車体と固定壁を結合しているコイルばねのばね定数値を表している．

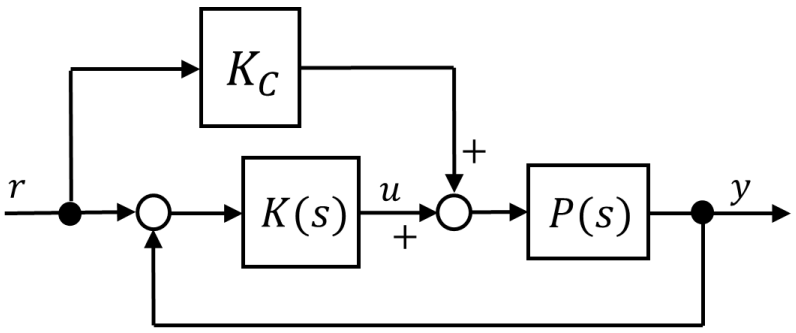


Fig. 3. 3　Block diagram of the servo system and feedforward input

設計した制御器には，積分器が含まれているため，車体変位の追従が目標変位の立ち上がりに対して遅れる可能性がある．よって，過渡応答・追従性能改善のために，フィードフォワード入力を併用する．具体的には，Fig. 3. 3に示すように，目標変位までばねK_cをたわませるのに必要なモーター推力を，振動制御入力uに足し込む．

3. 3　線形モデルベース制御器に対する制御モード切換え手法

バックラッシへの対処を行わずに，線形モデルベース制御器を直接的にプラントに適用すると，不感帯で制御偏差が蓄積し，過大な推力で駆動されたモーターが衝突する．このため振動制御性能が悪化する．ここで，一般的に実車では，車体の挙動はドライバーのアクセル操作で決定されることを考慮する．具体的には，ドライバー操作が実車の挙動に反映されるまでには，次のような処理を経る．

1. ドライバー操作により，車体加速度が追従するべき目標値信号の波形と，その立ち上がり時刻が決定される．そして，目標加速度値が指令される．
2. デジタル制御系(ECU)が，ステップ波形である目標値信号の立ち上がりを認識する．
3. 設定された微小なむだ時間が経過する．
4. 実際に目標加速度が立ち上がる．車体挙動は，これに追従しようと動作する．

この処理は結果的に，1.における本来の目標値の立ち上がりを，4.まで遅らせていることになる(1.と 4.は同時には起こらない)．すなわち，ドライバー操作の直後(目標加速度の情報が制御器に与えられた直後)に，制御器は，”実際の目標加速度は，むだ時間後に立ち上がるであろう”ことが既に認識できている．これは，実際の目標値立ち上がり前に，バックラッシをあらかじめ除去する時間的余裕が存在することを意味する．実車においては，ドライバーのアクセル操作に対して車体挙動の応答が早すぎると恐怖感を与えてしまうため，このような微小なむだ時間が設定されている[70].

制御系の方針は，このむだ時間の間に制御偏差の蓄積を回避しつつ，バックラッシ内でモーターを緩やかに駆動することで振動制御性能を改善する．よって，このむだ時間を基礎実験装置にも導入する．制御器が目標値信号の立ち上がりを認識してから，実際の車体目標変位が立ち上がるまでにむだ時間を設定する．このむだ時間の値は，微小なものとして 65 ms と設定した．これは，本研究で用いる基礎実験装置に対して定義された値である．上記処理の概念図を Fig. 3. 4 に示す.

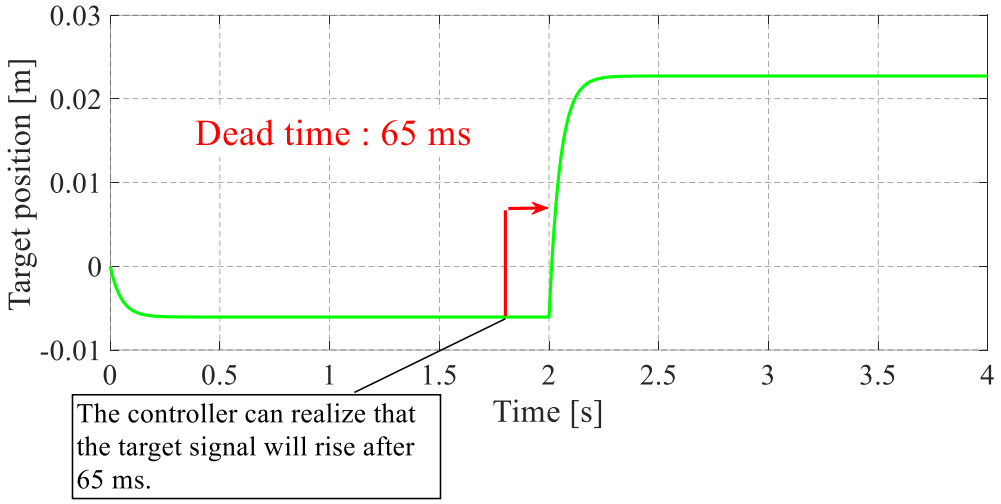


Fig. 3. 4　Dead time set before sudden change of the target value

実車では，デジタル制御系(ECU)による目標値立ち上がりの事前識別から，実際の目標値立ち上がりまでにむだ時間が設定されている[70]．本研究の手法は，以下の条件を満たす，より一般的な機械システムにも応用できる．

- バックラッシのような不感帯特性が，モデル構造の中間地点に存在する．
- 目標値および駆動力が，負の値から正の値に急変するようなステップ信号波形で与えられる．

このような場合，制御系の内部のみで，実際の目標値の立ち上がり後に微小なむだ時間を設定する必要がある．すなわち，実際の目標値信号とは別に，制御系の内部で偏差を計算するために使用する目標値を仮想的に用意する．この偏差計算のみに用いられ，一時的な追従対象となる目標値信号は，実際の目標値よりも微小時間遅らせる．制御器は本来の目標値の波形とその立ち上がり時刻も識別しており，またこれを遅らせているため，仮想的な追従対象の目標値に対しては，バックラッシを除去する時間が確保される．この時，実際の目標値が立ち上がる瞬間においては，制御器はすぐさま追従制御を行わずに，後述のバックラッシを緩やかに除去する動作から開始する．バックラッシ結合後は，仮想的に遅らせた目標値に制御出力を追従させる．提案手法は，バックラッシによる悪影響としてオーバーシュートや過渡振動をより重視している一方，それらの補償は微小なむだ時間の間に処理されるため，遅れによる悪影響は小さいと考えられる．このむだ時間は，第 6 章で課題となる制御入力を更新するのに発生する遅れとは本質的に異なる．つまり，本章の遅れは，バックラッシを補償するために，設計側が一時的かつ意図的に設定したものである．

本研究では，線形モデルベース制御器に対して，制御モードの切換えを適用することで

上記の補償を実現する．Fig. 3. 5 に制御モードの切換え則を示す．

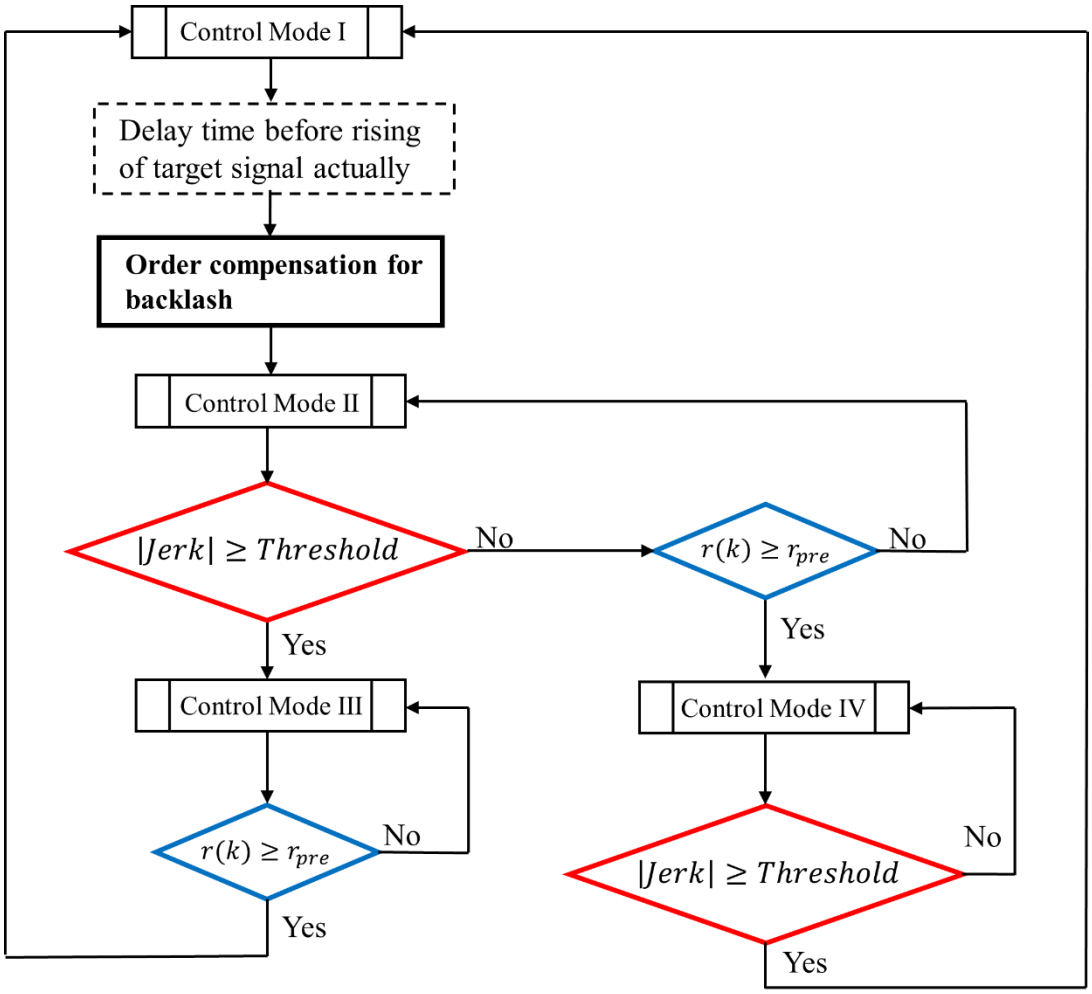


Fig. 3. 5　Flow chart of switching control modes

Fig. 3. 5 の切換え則は，毎時間ステップで I からⅣまでの 4 つの制御モードを切り換える．ただし制御器自体は，既に設計した単一の混合H_2/H_∞制御器のみを Fig. 3. 5 中で使用しており，各制御モードが共通してこれに適用される．それぞれの制御モードで算出する制御入力をu_i $(i = 1\sim4)$とする．Fig. 3. 5 は主に，目標値の切換えによるバックラッシの除去と制御器に対するアンチワインドアップの 2 つの動作から構成される．また，バックラッシ補償中のフィードフォワード入力は，単純にバックラッシを詰める推力の不足を補うために導入される．これに使用される目標値は性能・状態に応じて適宜変更する．

式(3. 9)から(3. 22)は提案手法の概要として，各制御モードの基本となる制御動作を近似的に記述している．

(Control Mode Ⅰ)

$$e(k) = r(k) - X_B(k) \tag{3. 9}$$
$$x_{Kd}(k+1) = A_{Kd}x_{Kd}(k) + B_{Kd}e(k) \tag{3. 10}$$
$$u_1(k) = C_{Kd}x_{Kd}(k) + D_{Kd}e(k) + K_C r(k) \tag{3. 11}$$

(Control Mode Ⅱ)

$$e_{pre}(k) = r_{pre}(k) - X_B(k) = r_{pre} - X_B(k) \tag{3. 12}$$
$$x_{AW}(k+1) = A_{Kd}x_{Kd}(k) + B_{Kd}e_{pre}(k) \tag{3. 13}$$
$$x_{AW}(k) = z^{-1}[x_{AW}(k+1)] \quad (x_{AW}(k) = x_{Kd}(k)) \tag{3. 14}$$
$$x_{Kd}(k+1) = x_{AW}(k) \qquad (\text{Substitute } x_{AW}(k) \text{ for } x_{Kd}(k+1)) \tag{3. 15}$$
$$u_2(k) = C_{Kd}x_{Kd}(k) + D_{Kd}e_{pre}(k) + K_C r_{pre} \tag{3. 16}$$

(Control ModeⅢ)

$$x_{Kd}(k+1) = A_{Kd}x_{Kd}(k) + B_{Kd}e_{pre}(k) \tag{3. 17}$$
$$u_3(k) = C_{Kd}x_{Kd}(k) + D_{Kd}e_{pre}(k) + K_C r_{pre} \tag{3. 18}$$

(Control ModeⅣ)

$$x_{AW}(k+1) = A_{Kd}x_{Kd}(k) + B_{Kd}e(k) \tag{3. 19}$$
$$x_{AW}(k) = z^{-1}[x_{AW}(k+1)] \tag{3. 20}$$
$$x_{Kd}(k+1) = x_{AW}(k) \tag{3. 21}$$
$$u_4(k) = C_{Kd}x_{Kd}(k) + D_{Kd}e(k) + K_C r(k) \tag{3. 22}$$

各制御モードの混合H_2/H_∞制御器について，式(3. 5)の連続時間状態空間表現(A_K, B_K, C_K, D_K)を離散化した$(A_{Kd}, B_{Kd}, C_{Kd}, D_{Kd})$ を実装する．$x_{Kd}(k)$は，毎時間ステップにおける離散時間制御器の内部状態量である．各制御モードの詳細を以下に記述する．

Control Mode Ⅰは，バックラッシに対する補償を適用しない通常時の制御モードである．目標値$r(k)$と車体変位$X_B(k)$を用いて偏差$e(k)$が算出されており，フィードフォワード入力$u_F = K_C r(k)$が併用される．このモードは，主にバックラッシで駆動側と被駆動側が結合している最中の振動制御である．

Control Mode Ⅱは，目標値が立ち上がるむだ時間前に，バックラッシへの補償動作が指示された際の制御モードである．このモードは，主にバックラッシで駆動側と被駆動側が切断している最中に，最も長い時間適用される制御である．よって，制御性能に最も大き

な影響を与える重要な動作を担う．具体的には，不感帯中で制御偏差の蓄積を防止しつつ，目標値が立ち上がる前にバックラッシを緩やかに除去することで，ショックを減少させる．目標変位が立ち上がるむだ時間前になると，目標変位を小さな正の値r_{pre}に切り換えて偏差$e_{pre}(k)$を算出する．r_{pre}はフィードフォワード入力にも使用される．この目標値r_{pre}は，バックラッシ中でモーターを緩やかに駆動させるものであり，バックラッシ用目標値と呼ぶ．制御器は，このバックラッシ用目標値に車体変位を追従させるために，比較的小さな推力を出力するので，この推力によりバックラッシを詰める．また，バックラッシ内でモーターを駆動している最中は，駆動側と被駆動側は機械的に接触しておらず，不可制御の状態となっているため，車体に推力を伝達させることができない．よって，車体には制御入力が反映されず，自由振動状態となる．しかし，制御器内では制御偏差が蓄積するため，不必要に過大な制御入力が算出されるという問題が生じる．これにより，バックラッシを除去している最中にモーターが加速されるため，衝突による大きなショック力が発生する．このようなプロセスを防ぐために，バックラッシ内でモーターを駆動する最中は，制御器に対してアンチワインドアップを適用する．制御器は離散化された離散時間状態方程式であり，毎時間ステップで状態変数ベクトルの値が計算され，差分方程式によって更新される．通常は，この更新された状態変数で逐一制御入力が算出される．一方，アンチワインドアップでは，バックラッシ内で駆動側と被駆動側が切断されると，状態変数の更新を一時的に停止する．状態変数の更新を停止し，同じ値の内部状態量で入力を計算させることで，誤差の蓄積を防止する．これにより，不必要な制御入力の過大化を回避できる．Control Mode Ⅱにおける式(3. 14)中の$z^{-1} = e^{-hs}$は，1 サンプリング周期h分の遅延演算子を表す．以上より Control Mode Ⅱでは，式(3. 12)から式(3. 16)に示す制御器の運用によって，バックラッシを緩やかに除去する処理と，制御器に対するアンチワインドアップを同時に行う．

目標値の切換えとアンチワインドアップを，それぞれ終了する条件について述べる．目標値の切換えは，むだ時間が経過した後に$r(k)$が立ち上がり，r_{pre}を超えると終了する．つまり，2 種類のr_{pre}の値を用意し，チューニングする必要がある．1 つは目標値を切り換えるための閾値であり，もう一つは制御偏差の計算に使用される．制御器へのアンチワインドアップは，バックラッシで駆動側と被駆動側が結合した瞬間に停止する．機械的接触の識別には，車体加速度の時間微分であるジャークを利用する．バックラッシ内で両者が結合した瞬間，プラントの状態は自由振動から強制振動へ不連続に切り換わる．すなわち，車体の加速度が不連続かつ急激に変化する．この不連続特性を利用すれば，バックラッシにおける機械的接触の瞬間，ジャークは他の時点での値よりも大きくなり，その急峻な立ち上がりが観察できる．本研究では，閾値$Threshold$を設定する．そして，ジャークの絶対値$|Jerk|$が閾値以上になった時点を，バックラッシで駆動側と被駆動側が結合した時点と判定する．Fig. 3. 6 と Fig. 3. 7 は，シミュレーションで得られた車体のジャークを示す．青線はバックラッシを持たない線形モデルの応答であり，赤線はバックラッシを含んだモデルの応答である．バックラッシで 2.0 s 後に結合した瞬間，赤線のジャークは急峻に立ち上が

っている．ジャークは車体加速度の単純な時間微分であり，車載センサーによる計測値から直接的に得られるため，これの活用はバックラッシ補償手法の簡略化に資する．また，ジャークはバックラッシの長さに関わらず，不連続に状態が切り換わる瞬間に急峻な増大を伴うため，閾値に適している．

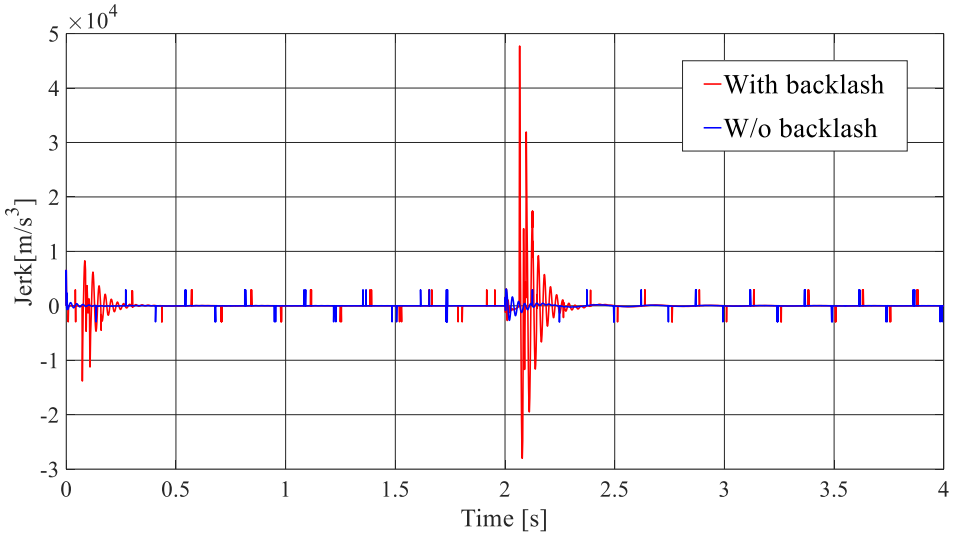


Fig. 3. 6　Jerk of the vehicle body obtained by open-loop simulation
(Backlash : 10 mm)

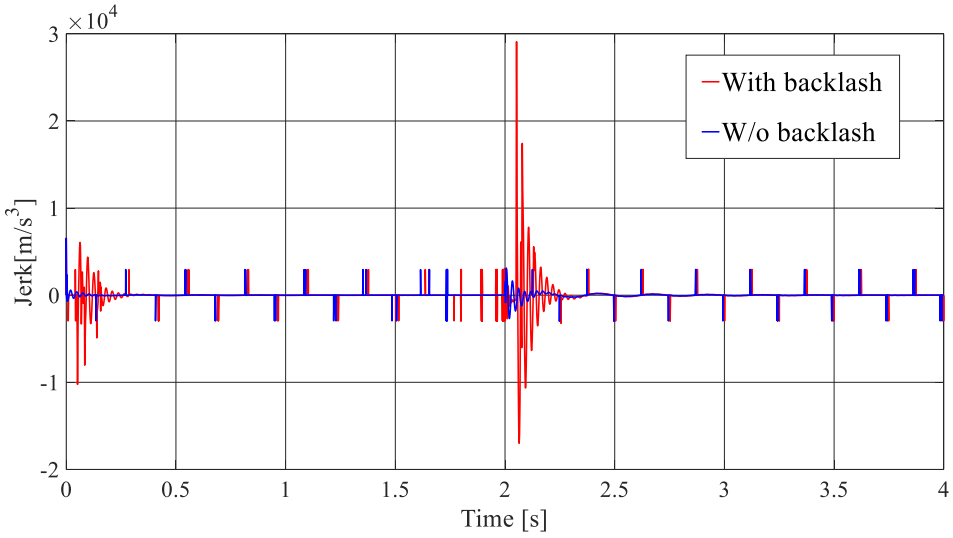


Fig. 3. 7　Jerk of the vehicle body obtained by open-loop simulation
(Backlash : 5 mm)

Control Mode Ⅲは，バックラッシで駆動側と被駆動側が結合したため，アンチワインド

アップを停止した制御モードである．これは，目標値$r(k)$が立ち上がり，閾値r_{pre}を超える時点を待機している状態である．Control Mode Ⅳは，Ⅲとは逆に，目標値$r(k)$が立ち上がっており，偏差計算にはこれを使用している．一方でバックラッシが残っているため，機械的接触が起きるまでは，アンチワインドアップを継続して適用している状態である．これらに用いるフィードフォワード入力は制御性能に応じて，適切に変更・チューニングする．

Fig. 3. 5 からわかるように，ジャークの閾値条件と目標値の切換え条件のどちらを先に満たすかによって，Mode Ⅱ以降は左側と右側に分岐する 2 通りのルートが存在する．左側へのルート(Control Mode Ⅰ，Control Mode Ⅱ，Control Mode Ⅲ，Control Mode Ⅰ)では，本来の目標値がr_{pre}を超えるよりも先に，バックラッシ内で機械的接触が発生し，可制御状態に移行する．そのため，制御出力を迅速に$r(k)$ に追従させることが可能である．主にバックラッシの長さが短い条件で，制御器はこのルートをとる可能性がある．一方，右側へのルート(Control Mode Ⅰ，Control Mode Ⅱ，Control Mode Ⅳ，Control Mode Ⅰ)では，バックラッシで駆動側と被駆動側が結合していない段階で，$r(k) \geq r_{pre}$が満たされる．つまり不感帯が残っているため，偏差の増大等の原因により，モーターが急激に加速されることを防ぐ必要がある．そのため，アンチワインドアップを継続的に適用し，緩やかにモーターを駆動する．主にバックラッシの長さが長い条件で，このルートが適用される場合が多く，良好な制御性能により大きく寄与する．以上のように，バックラッシの長さや制御系のパラメータによっては，提案手法は 2 通りの切換えルートを経る可能性がある．

3. 4　シミュレーションおよび実験による検証

本研究では，車体M_Bの振動抑制を行いつつ，目標値に追従させる位置決め制御を行う．車体を追従させる目標変位は Fig. 3. 8 に示す波形として与える．これは，ステップ推力で定常的にコイルばねK_Cを押して，釣り合った静止時の静たわみである．さらにその静たわみを 1 次遅れ系でフィルタリングしたものを目標値信号として採用する．

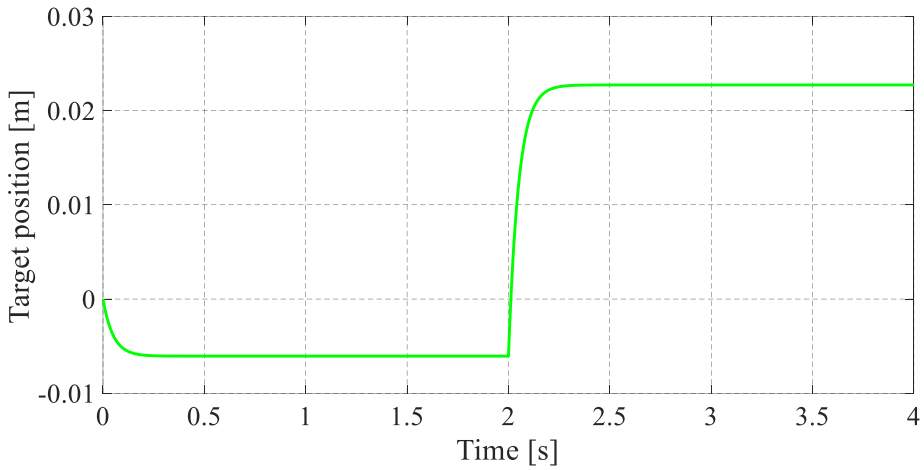


Fig. 3. 8　Target position

実験装置全体の概略を Fig. 3. 9 と Fig. 3. 10 に示す．実験装置では，車体変位をレーザー変位センサー（LDS : KEYENCE,　IL-300）で計測する．センサーヘッド部で計測された変位信号はアンプで増幅・フィードバックされ，この観測量に基づきデジタルシグナルプロセッサ（DSP : mtt, iBIS, DSP7101A）が制御入力を計算する．デジタルシグナルプロセッサから出力された制御入力の指令値は，外付け回路を介してサーボアンプへ送られ増幅される．その制御入力に従ってリニアモーターのスライダーが駆動され，車体の振動・位置決め制御を行う．また，変位と推力指令値の信号は，データ収集装置（Data logger : CATEC INC, Cat System）で記録される．デジタル制御のサンプリング周期はおよそ 0.36 ms とする．これは，制御対象の 1 次固有振動数がおよそ 4.0 Hz であることから，適切な周期を採用している．

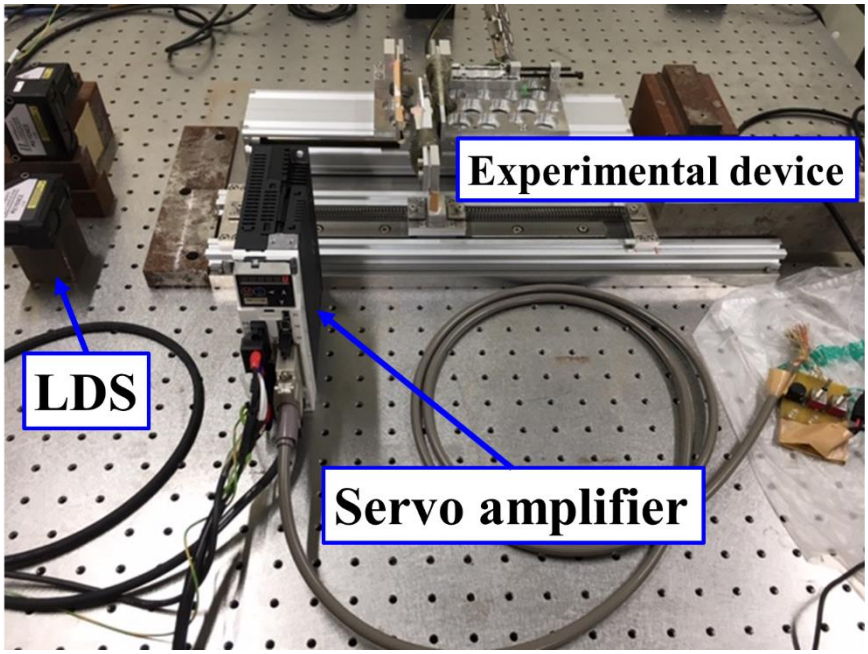


Fig. 3. 9　Overview of the experimental system

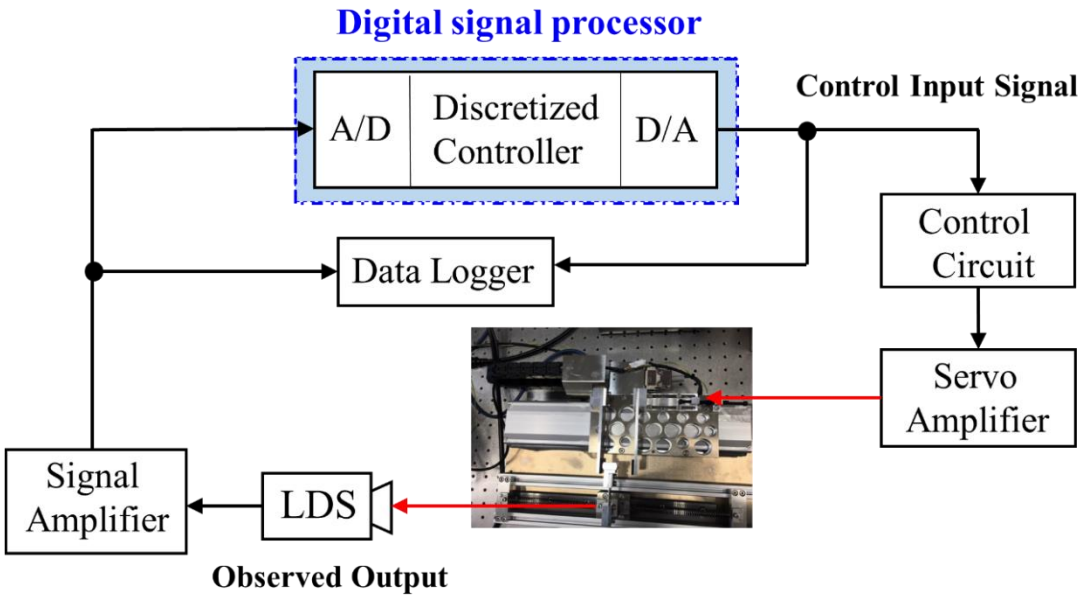


Fig. 3. 10　Conceptual diagram of control experiment

実験装置のプラントモデルに対して，3. 2 と 3. 3 で記述した制御系を適用し，シミュレーション検証を行った結果を Fig. 3. 11 と Fig. 3. 12 に示す．Fig. 3. 11 はバックラッシの長さが 5 mm，Fig. 3. 12 はバックラッシの長さが 10mm の場合の結果である．各図について，上段のグラフは車体変位の時刻暦応答であり，下段のグラフは制御入力すなわちモータ推力の

時刻暦波形である．

車体変位について，青線は閉ループ制御を行わずに，チップイン・チップアウトの条件を模したステップ推力で駆動された場合の応答である．緑線は Fig. 3. 8 の目標変位である．黒線は，バックラッシに対する補償を一切行わずに，混合H_2/H_∞制御器のみで制御した結果を示している．赤線は，混合H_2/H_∞制御器と制御モード切換えアルゴリズムによるバックラッシへの補償を適用した場合の応答である．

制御入力について，青線は，2.0 s 時に負値から正値に急変するステップ推力を示す．黒線はバックラッシに対する補償を行わずに，混合H_2/H_∞制御器のみで制御した場合の制御入力を表す．赤線は，混合H_2/H_∞制御器と制御モード切換えアルゴリズムを併用した場合に算出された制御入力である．

制御シミュレーションにおいては，Table 2. 1 中に示す質量や剛性，減衰等のパラメータに$\pm 10\%$の変動を与えた．これは，提案手法，特に周波数重み関数を導入して設計された混合H_2/H_∞制御器について，モデル化誤差に対するロバスト性も検証するためである．

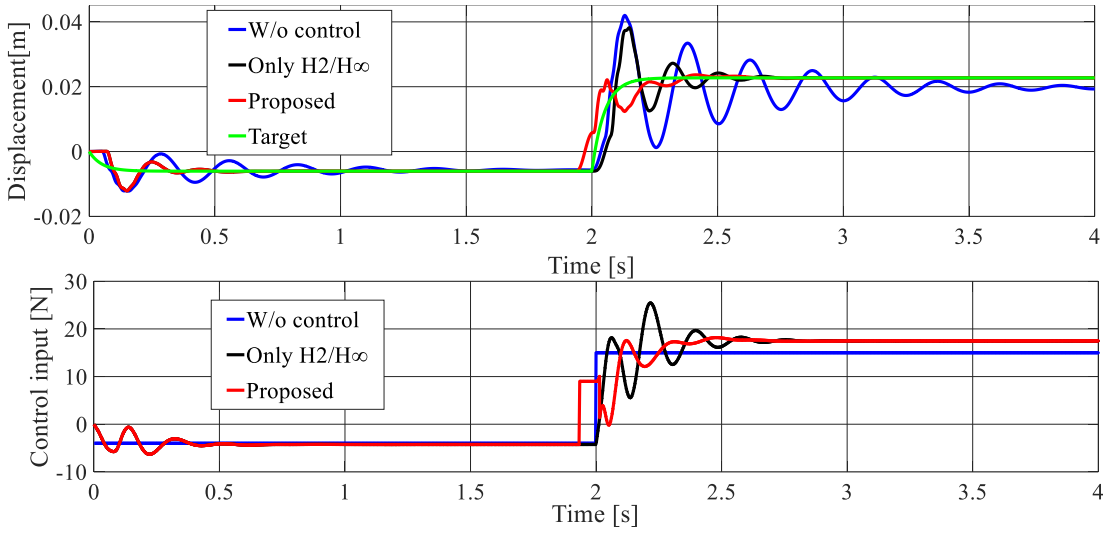


Fig. 3. 11 Time responses of displacement and control input obtained by control simulations (Backlash: 5 mm)

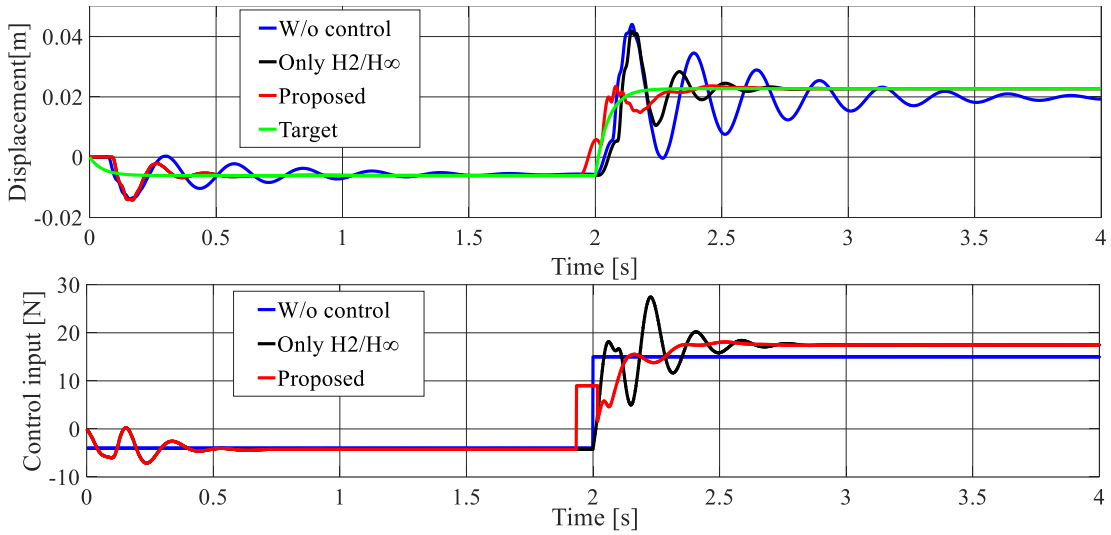


Fig. 3. 12　Time responses of displacement and control input obtained by control simulations (Backlash: 10 mm)

Fig. 3. 9 と Fig. 3. 10 の実験システムに対して，3. 2 と 3. 3 で記述した制御系を適用し，実験検証を行った結果を Fig. 3. 13 から Fig. 3. 16 に示す．Fig. 3. 13 と Fig. 3. 14 はバックラッシの長さがおよそ 5 mm，Fig. 3. 15 と Fig. 3. 16 はバックラッシの長さがおよそ 10 mm の場合の実験結果である．

具体的に，Fig. 3. 13 と Fig. 3. 15 はそれぞれのバックラッシ長さの実験における車体変位の時刻歴応答を示す．一方，Fig. 3. 14 および Fig. 3. 16 は制御入力，つまりモーターへの推力指令値の波形を表す．ただし，制御入力の時刻歴は，DSP で計算された指令値を記録したものである．車体変位と制御入力それぞれについて，各色の波形が意味するものは，シミュレーション結果（Fig. 3. 11 および Fig. 3. 12）と同様である．

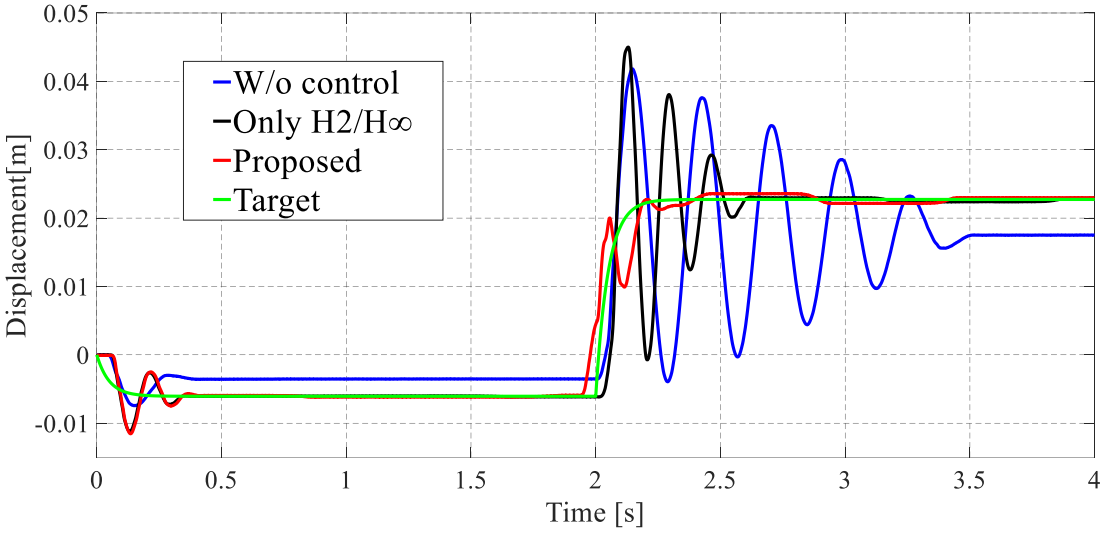


Fig. 3. 13 Time responses of the displacements obtained by experimental verifications (Backlash: 5 mm)

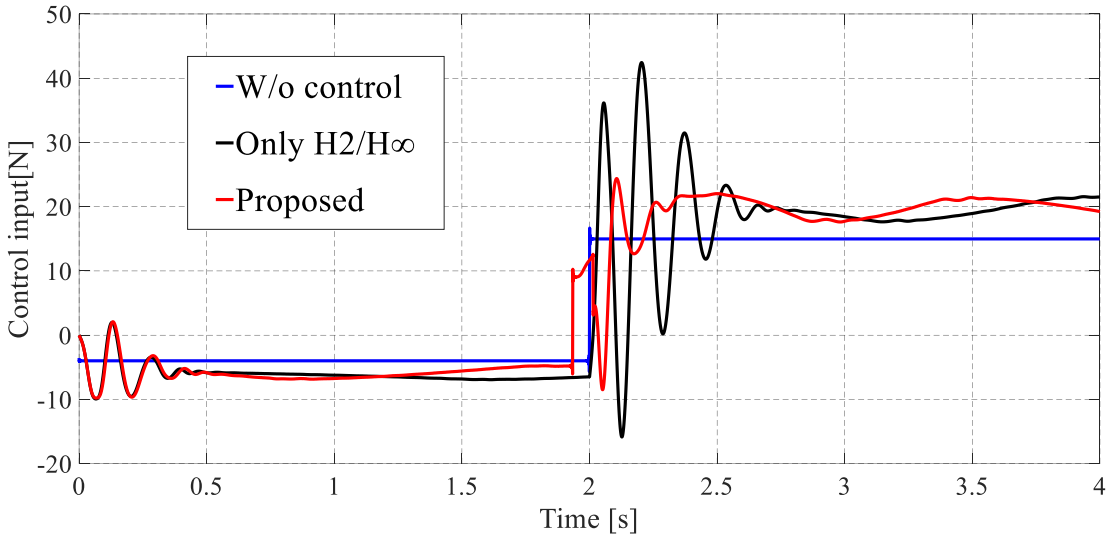


Fig. 3. 14 Time responses of command signals of the control inputs obtained by experimental verifications (Backlash: 5 mm)

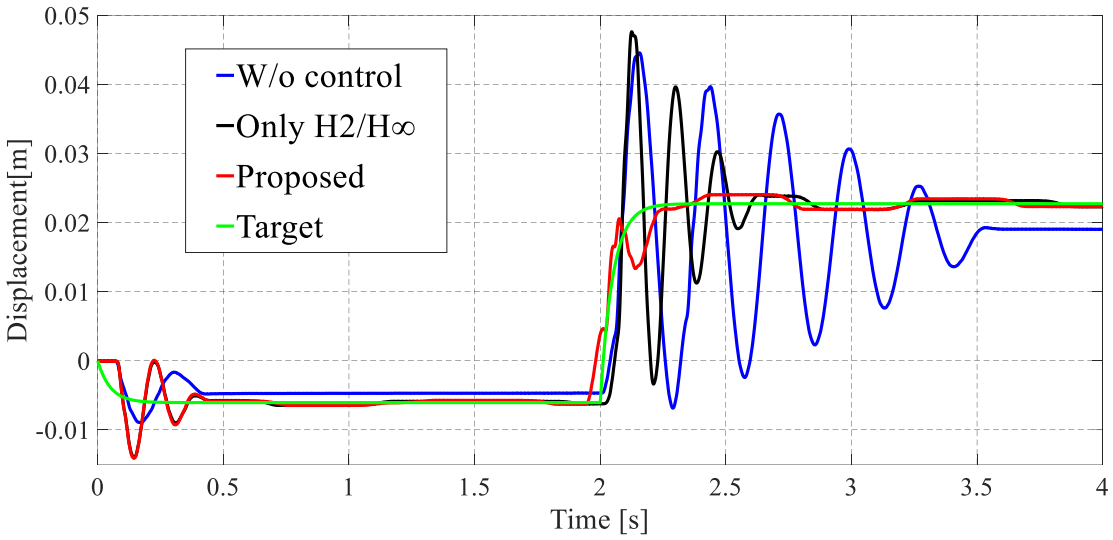


Fig. 3. 15　Time responses of the displacements obtained by experimental verifications (Backlash: 10 mm)

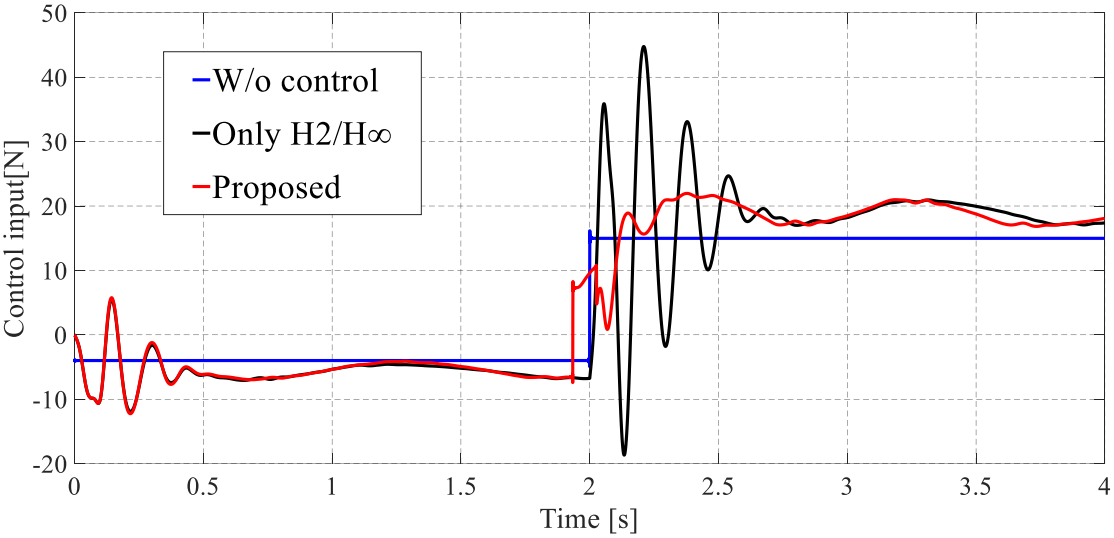


Fig. 3. 16　Time responses of command signals of the control inputs obtained by experimental verifications (Backlash: 10 mm)

以下では，制御性能について考察を行う．混合H_2/H_∞制御器のみによる制御結果では，バックラッシに対する補償を一切行っていない．そのため，2.0 s に目標値が立ち上がって，その後モーターが衝突し，車体変位に大きなオーバーシュートが発生している．また，その後に過渡振動も残留しているため，制御性能が不十分である．シミュレーションと実験結果の両方でこのオーバーシュートと残留振動は観察されており，バックラッシによるショック力の悪影響が極めて大きいことがわかる．一方で，赤線に示す混合H_2/H_∞制御器と制

御モード切換え手法を併用した制御結果においては，シミュレーションと実験の両方で，良好な制御性能が達成されている．具体的には，黒線において見られたオーバーシュートと残留振動が大幅に低減されている．シミュレーションと実験の結果は概ね良く一致しており，特に制御性能について，

- 閉ループ制御なし（青線）
- 混合H_2/H_∞制御器のみを使用（黒線）
- バックラッシに対する補償を適用（赤線）

の順に改善されている点など，同様の傾向がみられる．いずれの検証においても，3. 3 で提案した制御モード切換えアルゴリズムの有効性が示されている．

混合H_2/H_∞制御器のみによる結果について詳細に述べる．2.0 s から 2.5 s までの間に発生しているオーバーシュートは，バックラッシの悪影響に起因する．具体的には，バックラッシによって，駆動側のモーターから被駆動側の車体へと力が伝達されない不可制御の時間帯が存在するためである．目標値が立ち上がっても，即座に車体を追従させることができないため，制御器内に制御偏差が蓄積する．従って，制御入力が不必要に大きく計算される．そして再び駆動側と被駆動側が結合する瞬間においては，目標値追従に必要な力を大幅に上回る推力が，モーターに指令される．結果的にモーターが勢い良く衝突し，大きなショック力が伝達されるため，車体変位にオーバーシュートと残留振動が発生する．一方で，青線に示す閉ループ制御を適用しない場合と比較すると，2.5 s 以降の振動はほぼ完全に抑制されている．これは混合H_2/H_∞制御器による効果であり，特に過渡応答を考慮して導入したH_2ノルムの設計仕様が貢献していると考えられる．

またシミュレーション検証においては，プラントパラメータに$\pm 10\%$の変動誤差を与えた．モデル化誤差が存在するにも関わらず，提案手法は振動を抑制できていることから，そのロバスト性が確認できた．特に，Fig. 3. 11 と Fig. 3. 12 における黒線の混合H_2/H_∞制御器による結果についても，上記のオーバーシュートを除くと，過渡振動が低減されている．よって，モデル化誤差に対するロバスト性は混合H_2/H_∞制御器によるものであり，H_∞ノルムで評価した制御入力制約や周波数重み関数の導入が効いていると考えられる．

次にバックラッシに対する補償として，制御モード切換えアルゴリズムを併用した結果について述べる．シミュレーションと実験の推力波形からわかるように，目標値が立ち上がるむだ時間前に，バックラッシを除去するための推力が指令されている．この推力によって，目標変位が立ち上がる前から，バックラッシ内を緩やかにモーターが駆動される．よって，再び駆動側と被駆動側が結合した段階，すなわち可制御状態では，目標値からの制御偏差はあまり蓄積されていないため，制御入力は過大な値を取らない．その結果，衝突によるショック力が大幅に低減されるため，オーバーシュートが改善される．また，通常の制御モード(Control Mode Ⅰ)に戻った直後から，車体変位を敏速に目標値へ追従させら

れる．以上の改善効果は，単純にバックラッシを前もって緩やかに除去するのみならず，制御器に対するアンチワインドアップ処理も併用した貢献が大きい．この効果は後に詳述する．

Fig. 3. 17 は，閉ループ制御実験によって得られた車体ジャークの時間波形を示す．これは，バックラッシの長さが 10 mm である Fig. 3. 15 の実験結果に対応している．黒線はバックラッシに対する補償を行わずに，混合H_2/H_∞制御器のみを適用した時のジャークである．一方，赤線は，混合H_2/H_∞制御器とバックラッシ補償を併用した場合の実験結果である．両者を比較すれば，赤線に示すジャークが低減されていることがわかる．これは，バックラッシで機械的に接触が発生した瞬間のショック力が減少したためであると考えられる．以上よりこの結果からも，提案手法は，チップイン・チップアウトの条件下におけるバックラッシの悪影響を抑制できることが確認された．

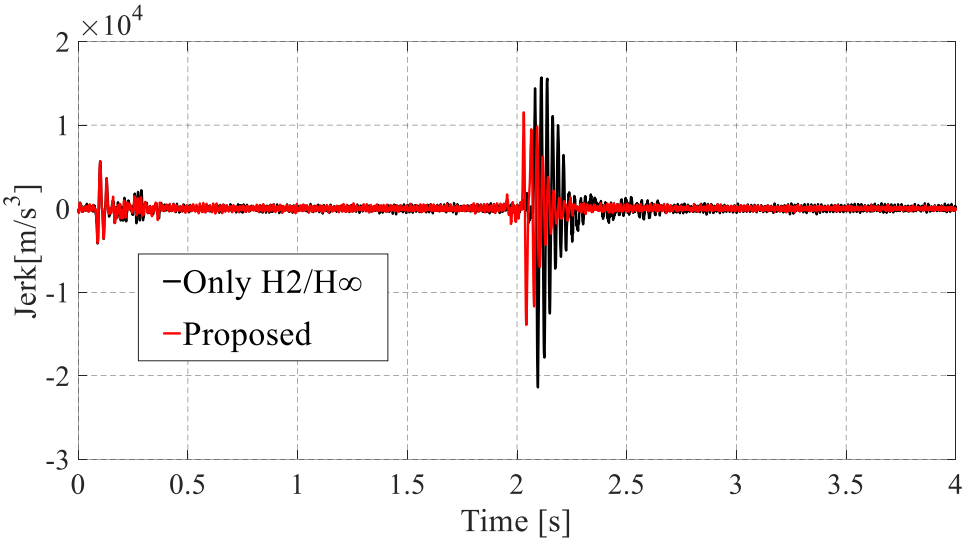


Fig. 3. 17　Jerk of the vehicle body when the closed-loop control is applied in the experimental verifications (Backlash: 10 mm)

上記の制御性能を達成するためには，バックラッシを緩やかに除去する処理と制御器に対するアンチワインドアップの両者を同時に適用することが重要である．特にアンチワインドアップを適用せずに，バックラッシを詰める処理のみを行うと，モーターを駆動している最中の制御入力が過大に算出されるため，衝突によるショック力が増大する．これは振動性能の悪化につながる．Fig. 3. 18 および Fig. 3. 19 は実験結果であり，アンチワインドアップを適用せずに制御した場合の変位と入力の時刻歴応答を表す．これらは，バックラッシが 10 mm の時の実験結果である．バックラッシ内でモーターを駆動している最中は不可制御状態であるため，制御偏差が蓄積し，入力指令値が過大に計算されている現象が観察できる．

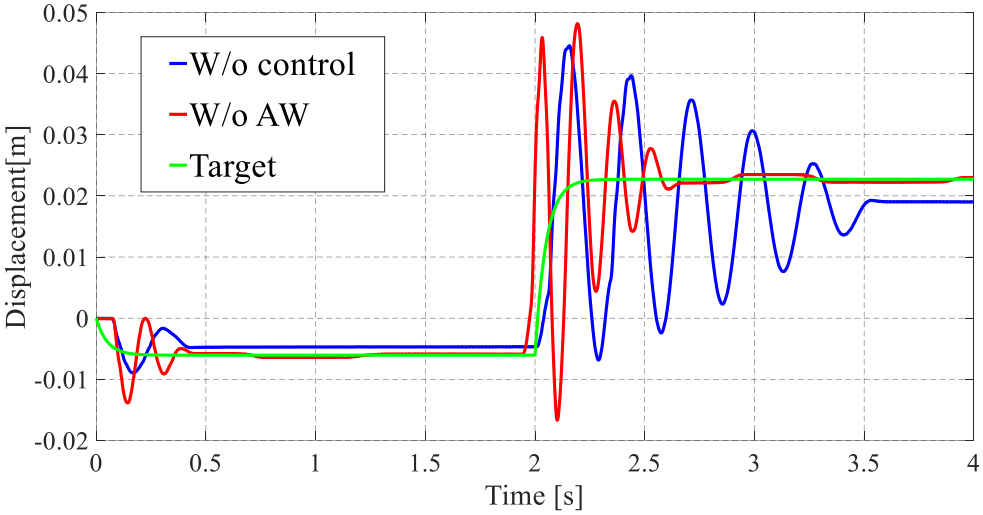


Fig. 3. 18　Time response of the displacement without anti-windup for the controller (Backlash: 10 mm)

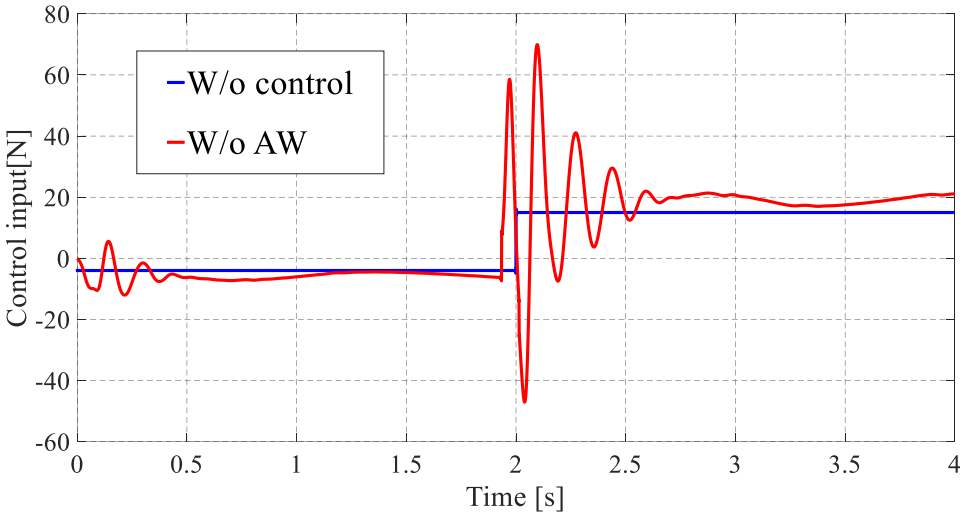


Fig. 3. 19　Time response of command signal of the control input without anti-windup for the controller (Backlash: 10 mm)

本研究では，バックラッシの長さが短い 5 mm と長い 10 mm の 2 通りの場合について，制御実験を行った．Fig. 3. 5 の制御モード切換えアルゴリズムは，バックラッシの長さによっては 2 通りの切換えルートに分かれる可能性がある．Fig. 3. 20 の(a)と(b)それぞれに，5 mm と 10 mm の場合の実験における制御モード切換え履歴を示す．これらは，制御器がどの制御モードにあるのかを示す電圧指令値をリアルタイムでデジタルシグナルプロセッサから

出力し，データ収集装置内に記録したものである．縦軸に示す 1, 2, 3, 4 の各数値は，Fig. 3. 5 に示す各 Control Mode の番号に対応させている．(a)の 5 mm の場合は Fig. 3. 5 の左側のルート(Control Mode Ⅰ，Control Mode Ⅱ，Control Mode Ⅲ，Control Mode Ⅰ)，(b)の 10 mm の場合は右側のルート(Control Mode Ⅰ，Control Mode Ⅱ，Control Mode Ⅳ，Control Mode Ⅰ)をとることがわかる. 以上より, バックラッシの長さや制御系のパラメータによっては, 提案手法は 2 通りの切換えルートを経る可能性があることが確認された.

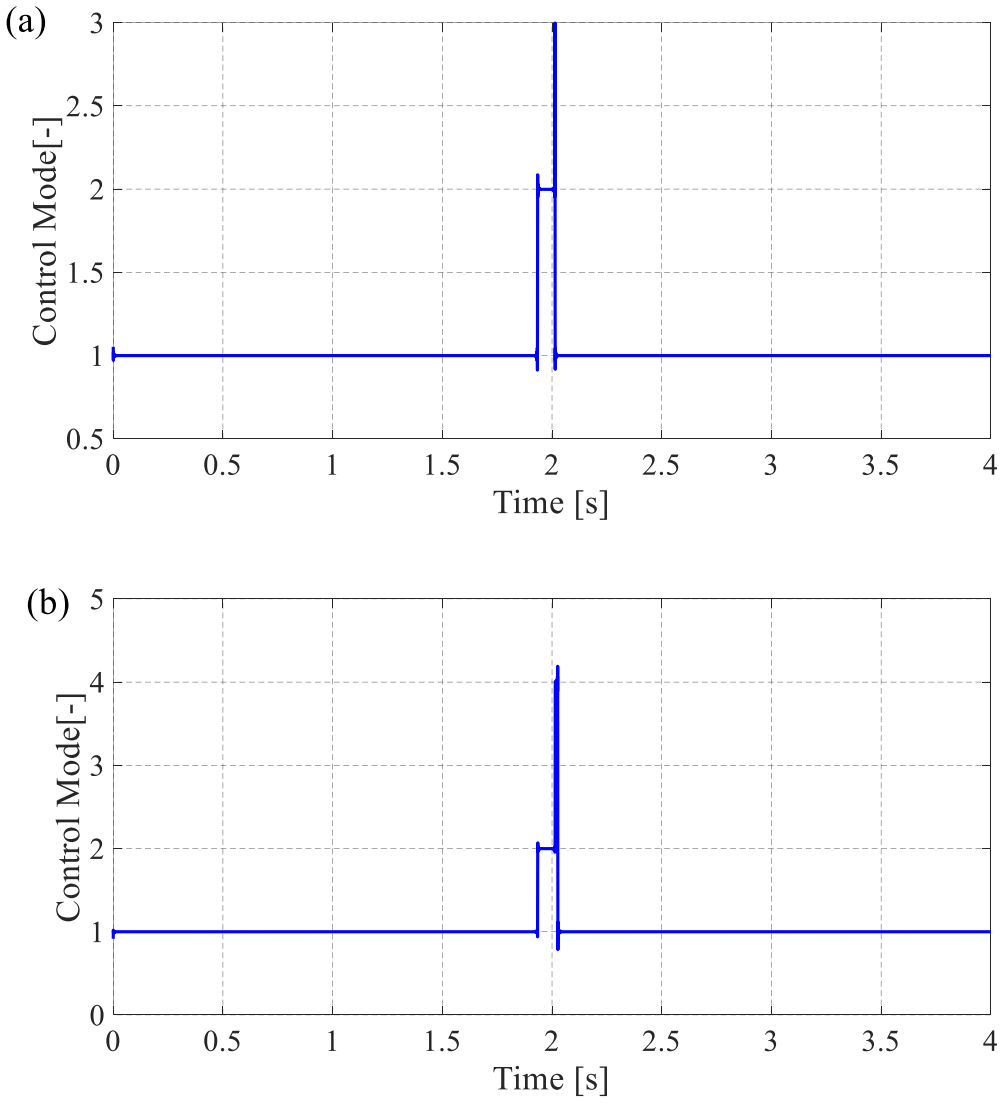


Fig. 3. 20　Voltage signal indicating control mode in experimental verifications: (a) backlash: 5 mm and (b) backlash: 10 mm

3.5　本章の結言

本章では，従来手法と比較して，より簡便かつ実装に適したバックラッシの補償手法を提案した．具体的にこれは，バックラッシで駆動側と被駆動側が切断している不可制御状態において，制御偏差の蓄積防止と衝突時のショック低減を同時に図る制御モード切換えアルゴリズムである．提案手法は 4 つの制御モードを切り換えるアルゴリズムであるが，各モードは単一の線形モデルベース制御器のみに共通して適用される．そのため，従来の適応制御系のように，複数の制御器を用意する必要がない．また，線形システムに対する振動制御と，バックラッシ切断中のショック低減制御を切り換える構造から，リアルタイムの最適化計算を伴うモデル予測制御と異なり，計算負荷が軽い手法であると考えられる．以上の簡便な構造から，この制御モード切換えアルゴリズムは特定の制御器に限定されず，線形モデルベース制御器全般に対する汎用性を有する．本章は，積分器を含ませたサーボ型混合H_2/H_∞制御器を設計した後に，上記手法を適用し，シミュレーションと実験でその有効性を検証した．その結果，バックラッシへの対処がない場合と比較して，オーバーシュートと残留振動を大幅に抑制できた．

第4章　　固定制御周期制約に対する補償

4.1　本章の緒言

第 3 章までの検討においては，アクチュエータは，上位のデジタル制御系からのどのような入力指令値も実際に発生できるという仮定に基づいていた．しかし，実車のドライブトレイン制御でアクチュエータとして用いられるエンジンは，発生できるトルク，すなわち制御入力に制約を課される．よって，アクチュエータは機械的メカニズムに由来する制約を有するため，これを考慮した制御系を検討しなければならない．

具体的に，エンジンは複数のアクチュエータ制約を有する[69][70]．これらは，自動車駆動系の振動制御性能を劣化させ，時には安定性さえも損なわせる．アクチュエータとして使用されるエンジンの代表的な制約としては，次のようなものが存在する．

- トルク発生メカニズムに由来する制御周期制約．通常のデジタル制御系が可能な制御周期と比較して，エンジンの制御入力更新間隔は非常に長い．また，この制御周期自体は，回転数に依存して時変動する．

- エンジンの空気系システムにおける遅れの影響．これは，トルク指令値を実現する際に，むだ時間や 1 次遅れ要素のような悪影響を及ぼす．

- エンジンが発生できるトルク量の上下限制約．また，燃費改善を主たる目的として，エンジンにはしばしばフューエルカット(燃料供給の一時的な遮断)が適用されるが，この際の発生トルク値には量子化のような段差現象が発生する．

本研究は，上の複数の制約の内，特に 1 番目の制御周期制約を陽に考慮した制御系を検討する．内燃機関は，電気系・ソフトウェアとして動作するデジタル制御系よりも，はるかに遅い制御動作を強いられ，アクチュエータとしての点火時期や燃料噴射などが，クランク角で決まるそのタイミングにならないと実行できない．よって，サンプリング周期は必然的に燃焼サイクルとなる[62].

以上より，エンジンは，トルクを発生する際の機械的なメカニズムから，上位のデジタル制御系と同期したタイミングで制御入力を更新できない．制御性能に与える悪影響の観点から，この制約による本質的な問題点の 1 つは，制御対象の固有振動数と比較して，トルク値の更新間隔，すなわち制御周期が非常に長い点である．この延長した制御周期で従来のデジタル制御器を実装すると，離散近似誤差やサンプル周期間の応答が考慮されていない影響が無視できなくなり，特性が劣化する．しかし，著者の知る限り，このようなエンジンの制御周期制約，特に周期の延長による離散化・離散近似誤差の影響を陽に考慮し

たドライブトレインの振動制御は未だ検討されていない.

本研究による貢献は，エンジンをアクチュエータとして有するドライブトレインの振動制御について，上記の制御周期制約における離散化・離散近似誤差の影響を陽に考慮し，現代サンプル値制御理論をこれに応用した点である[106]. 現代サンプル値制御理論(Modern sampled-data control theory)[39]-[55]は，従来の連続時間ベース等で設計されたデジタル制御器とは異なり，サンプル点間応答およびサンプリング周期を設計規範に完全に考慮したものである．すなわち，連続時間制御対象からデジタル制御器が直接的に得られ，その実装プロセス中に離散化・離散近似を一切必要としない．従って，サンプル点上のみならず，サンプル点間の系の特性も陽に考慮したデジタル制御器が実装できる．このような優位性から，サンプル値制御の適用事例として，ハードディスク装置のヘッド位置決め[56]や空気圧シリンダ系[58]，アクティブサスペンションの制御[61]が存在する．しかし，先行している理論研究と比較して，サンプル値制御の実機械システムに対する応用は十分進んでいるとは言えず，そのような先行研究は少ない.

著者の知る限り，これまでの先行研究において，エンジンをアクチュエータとして含むドライブトレインの振動制御にサンプル値制御理論を応用した例は存在しない．よって本研究は，サンプル値制御理論の立場からも，新たな応用領域を開拓したと言える．本研究は，サンプル値制御が離散化を必要とせず，サンプリング周期が長く取れる優位性を活用する．この本質は，制御器の動作時間点の間隔が離れていても，特性が崩れない点にある．すなわち，先行研究でも指摘されているサンプリング周期が延長できるという利点は，エンジンが制御入力を更新する周期の延長にも，同様に有効活用できる可能性に着目した．エンジン周期制約は機械的なハード面の問題であるため，単純な計算機性能の向上や信号処理の改善では解決できない．よって，これにサンプル値制御を導入する動機は，強制的に長いサンプリング周期を取らざるを得ないという観点から，必然的であると言える.

また，特にアクチュエータの制御周期が長い条件下では，当然制御入力を更新する回数が減少するため，振動抑制と目標値追従の性能を両立することが困難となる．従来よく用いられる近似積分器の導入を例に取ると，この課題は，制御出力に関する重み関数の振動制御帯域におけるゲインが低下することに起因する．制御周期制約下においては，このゲイン低下による悪影響がより顕著となるが，著者の知る限り，有効な設計手法は検討されていない．本研究はこれを考慮し，制御周期が延長されたとしても，振動制御と目標値追従を両立できるサーボ型サンプル値H_2制御器の設計手法を提案する．具体的には，サンプル値制御器を実装する過程で，連続時間一般化プラント中に，近似積分器によるゲイン低下を防ぐための周波数重み関数を導入する.

最後に，制御系の有効性を実験により検証する．ここで，従来の離散近似を伴うデジタル制御の結果と比較を行い，制御周期制約に対するサンプル値制御の有効性を実証する．本章で示す内容，例えば制御系の概要やシミュレーション・実験検証の結果等は，文献[106]に基づく.

4.2　アクチュエータとして用いられるエンジンの制約

具体的に，エンジンの制御周期制約について記述する．エンジンのトルク発生メカニズムと制御周期の関係を Fig. 4. 1 に示す．これからわかるように，エンジンはトルクを発生するために，排気，吸気，圧縮，燃焼爆発という一連のプロセスを必要とする．すなわち，シリンダ内で燃料が爆発し，クランクシャフトの回転が所定の角度に到達した瞬間しかエンジントルク値を更新することができない．この回転数に依存した爆発発生間隔は，エンジンをアクチュエータとして用いる際の実質的な制御入力更新間隔となる．しかし，Fig. 4. 1 のトルク発生メカニズムによって，この制御周期は，デジタル制御系が実行するような短い周期として実現できない．従って，必然的に長いサンプリング周期で制御器を実装せざるを得ないため，離散近似誤差やサンプル点間応答を考慮していない影響により，制御性能が劣化する．

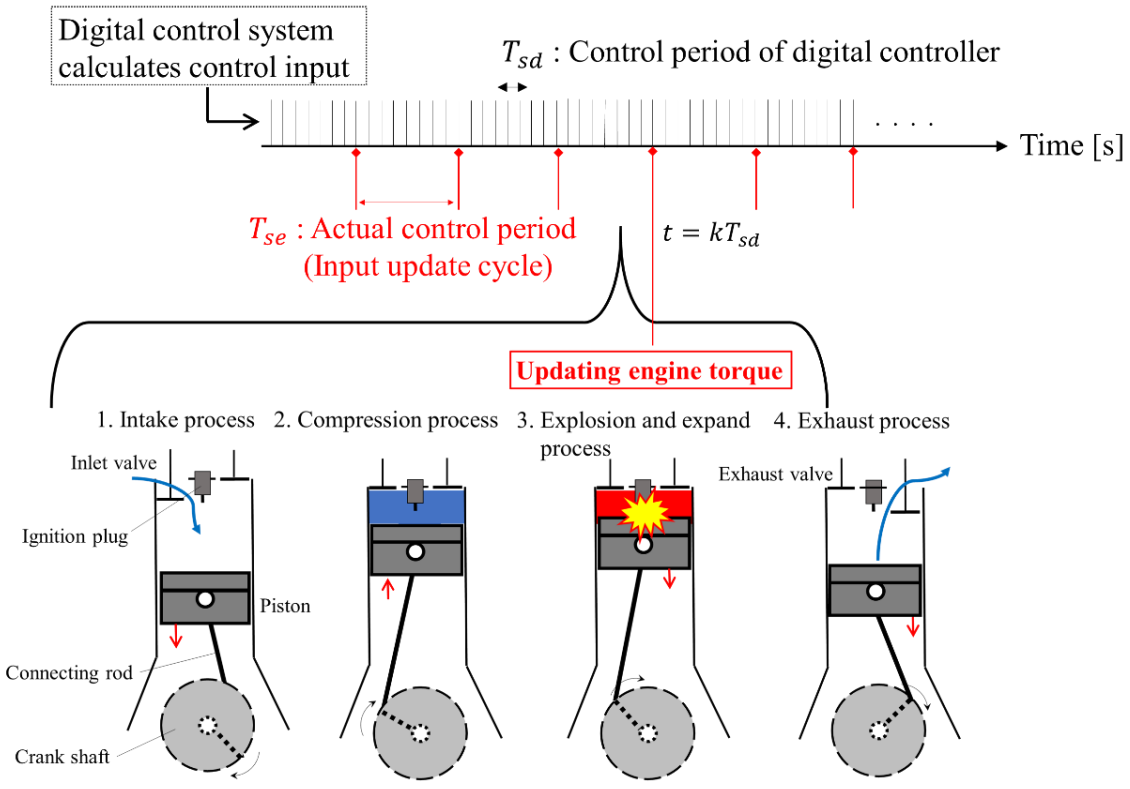


Fig. 4. 1　Limitation of control cycle due to mechanism generating engine torque: Fixed long control cycle

(参考文献[106], Fig. 4 より引用)

経験的には，制御器を離散化する際のサンプリング周期は，制御対象の帯域の 10 倍の早さであれば，離散化の影響は現れないとされている[58]．しかし，これは制御対象や要求制御性能に依存するものであり，少なくともサンプリング周期が長くなれば，連続時間ベースの設計で得られた制御器の特性が劣化することは確実である．実際，文献[58]によると，”制御対象帯域の 10 倍の早さのサンプリング周期であれば問題ない”という経験則は必ずしも正しくなく，それより短いサンプリング周期であっても，連続時間制御器が劣化する現象が実験的に示されている．自動車については，4 気筒 4 サイクルエンジンで 1000 – 3000 rpm のエンジン回転数における運転条件を想定した場合，制御周期T_{cont}は以下の式で概算できる．

$$T_{cont} = \frac{1}{\frac{Ne}{60} \times 2} \tag{4. 1}$$

ただし，式(4. 1)は同じ一定エンジン回転数で走行すると仮定した場合の，トルク値を 1 回更新するのにかかる大雑把な時間の見積もりである．これに対して，制御対象であるドライブトレインの固有振動数はメーカー車種によって変化するものの，高いところで 10 Hz 程度までを想定するべきである[71][72][73]．式(4. 1)から，エンジンの制御周期(上記のサンプリング周期に相当)はおよそ，3000 rpm で固有振動数の 10 倍，1500 rpm で 5 倍，1000rpm で 3 倍の早さとなる．これらは，上記の経験則および文献[58]からも，制御器の特性劣化およびドライブトレインの振動悪化を引き起こしかねない長い周期であることがわかる．文献[1]は，20-30 Hz 程度の高い周波数の車体振動にも言及しており，この場合，より困難な条件が課される．以上の条件下で，従来のデジタル制御器を実装すれば，離散近似誤差やサンプル点間応答を無視した悪影響が深刻になると予想される．

実際のエンジンは，回転数に依存した時変入力更新間隔を有する．しかし，本章ではその基礎検討として，一定の入力更新間隔のモデルに対し，制御周期が延長しても制御性能の劣化を抑える制御系の構築を目指す．この課題に対しては，サンプル値制御を適用するアプローチが有効である．サンプル値制御は，次節に示すように，サンプル点間応答を近似無しで陽に評価した制御が可能である．よって，上記の長い制御周期で実装したサンプル値制御器を適用することで，良好な制御性能の維持を図る．

4. 3　サンプル値制御理論[39]-[55]

現代サンプル値制御理論[39]-[55]は，従来の連続または離散時間ベースで設計されるデジタル制御とは異なり，サンプル点間応答およびサンプリング周期を設計規範に完全に考慮したものである．すなわち，連続時間制御対象からデジタル制御器が直接的に得られ，その実装プロセス中に離散化・離散近似を一切必要としない．従って，サンプル点上のみな

らず，サンプル点間の系の特性も陽に考慮したデジタル制御器が実装でき，これは連続時間設計と比較して，ほとんど性能劣化なしにサンプリング周期を長くとれることが示されている[53].

サンプル値制御系は，Fig. 4. 2 に示すような，離散時間制御器$K[z]$で，連続時間制御対象$P(s)$を制御するデジタル制御系の一種である．これらは，周期hの理想サンプラS_hと，0 次ホールド$H(\theta) = I$を介在することで，閉ループ系を構成している．

$$y[k] = y(kh) = S_h y(t), \qquad k = 0, 1, 2, \cdots \tag{4. 2}$$

$$u(kh + \theta) = H(\theta)u[k] = u[k], \qquad 0 \le \theta < h \tag{4. 3}$$

つまり，Fig. 4. 2 のシステムは，一般化プラントに印加する連続時間外乱$w(t)$，評価するべき連続時間制御量$z(t)$，連続時間制御入力$u(t)$，連続時間観測出力$y(t)$，離散時間制御入力$u[k]$，離散時間観測出力$y[k]$が混在するハイブリッドシステムとなっている．特に，Fig. 4. 2 の閉ループ系に対して，連続時間領域における入出力信号(外乱$w(t)$と制御出力$z(t)$)に基づいたH_2またはH_∞制御問題を設定するため，サンプル点間応答も完全に考慮された設計問題となっている．

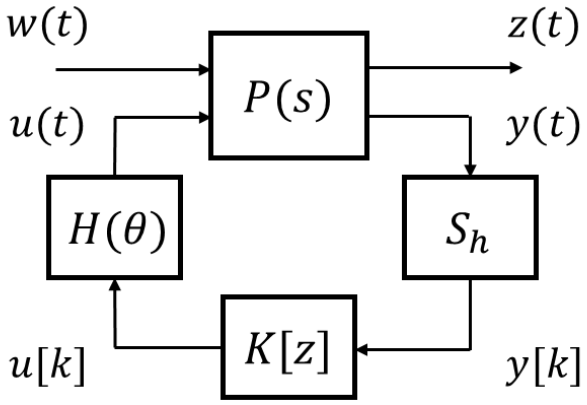


Fig. 4. 2　Optimal sampled-data control system

本研究は過渡振動性能を考慮し，サンプル値H_2制御器[39][40][41][48]を設計する．Fig. 4. 2 において，$w(t)$から$z(t)$までのオペレータを$\mathcal{G}_s(P(s), K[z])$と表現する．サンプル値$H_2$制御では，Fig. 4. 2 の閉ループ系を安定化しつつ，次式で定義されるH_2ノルムを最小化する離散時間制御器$k[z]$を設計する．

$$\|\mathcal{G}_s(P(s), K[z])\|_2^2 := \frac{1}{h}\int_0^h \left\{ \int_\mu^\infty trace\big(\phi(t,\mu)\phi^T(t,\mu)\big)\, dt \right\} d\mu \tag{4. 4}$$

ただし，時刻μに印加されたインパルス入力に対する $\mathcal{G}_s$ の出力応答を$\phi(t,\mu)$と記述している．μは，最初のサンプル区間$t \in [0,h)$の任意の時刻である．式(4. 4)は，μに印加されたインパルス入力に対する，$\mathcal{G}_s$の応答$\phi(t,\mu)$の 2 乗積分を平均して評価することを意味している．

実装に離散化を必要としないサンプル値制御が可能となったのは，連続系と離散系を 1 つの形として併記した混合状態空間モデルの導入[54]や，サンプル区間上の関数空間をモデルに取り込むアプローチ[44][46][52][53]による貢献が大きい．Fig. 4. 3 に示すリフティングはその代表例であり，連続時間信号をサンプル時間ごとに区切った関数空間列に対応させ，関数値をとる離散時間信号とみなす作用である[113]．以下の記述は，文献[113]に従う．サンプリング周期をh，区間$[0,\infty)$上での関数空間を$\tilde{C}[0,\infty)$，区間$(0,h]$上の関数空間を$\tilde{C}(0,h]$とし，後者は特に$\mathbf{X}$と表記する．また，この関数空間に属する連続の時間関数を$\varphi(t)$と書く．$\mathbf{X}$は Banach 空間であり，下記のノルムが定義される．

$$\|\varphi\| := \sup_{0<\theta\le h} |\varphi(\theta)| \tag{4. 5}$$

ここで，リフティングは下記の対応(mapping: $\tilde{\mathcal{S}}$)として定義され，連続時間関数を個別の関数の列として表す．

$$\tilde{\mathcal{S}} : \tilde{C}[0,\infty) \to \mathbf{X}^{\infty} : \varphi \mapsto \{\varphi_k\}_{k=1}^{\infty} : \tag{4. 6}$$

$$\varphi_k(\theta) := \varphi\big((k-1)h+\theta\big),\ 0<\theta\le h \tag{4. 7}$$

この関数列$\{\varphi_k\}_{k=1}^{\infty}$に対して，z 変換は下記のように定義される．

$$Z : \mathbf{X}^{\infty} \to \mathbf{X}\big[[z^{-1}]\big] \tag{4. 8}$$

$$\{\varphi_k\}_{k=1}^{\infty} \mapsto \hat{\varphi} = Z\left(\tilde{\mathcal{S}}(\varphi)\right) = \sum_{k=1}^{\infty} \varphi_k z^{-k} \tag{4. 9}$$

これは，サンプル区間の変数θの関数となっている．また重要な点として，Fig. 4. 3 から明らかに，リフティングは元の連続時間信号の情報を完全に保存している．これにより，系の時間変数が離散時間に統一され，連続・離散の 2 つの時間が混在している Fig. 4. 2 を時不変離散時間システムとして表すことができる．一方，サンプル点間の変数θは単なるパラメータであり，時間変数としての役割はない．システム全体は，関数値をとる離散時間信号を入出力信号とする離散時間系とみなせる．例えば連続時間システムを，

$$\begin{aligned} &\dot{x}(t) = A_c x(t) + B_c u(t) \\ &y(t) = C_c x(t),\ u \in \mathbb{R}^m,\ x \in \mathbb{R}^n,\ y \in \mathbb{R}^p \end{aligned} \tag{4. 10}$$

と書く．x, y, uにリフティング$\tilde{S}$を適用することで得られる関数は$x_k(\theta) = \mathbf{X}^n$, $y_k(\theta) = \mathbf{X}^p$, $u_k(\theta) = \mathbf{X}^m$と表す.

$$x_k(\theta) = x\big((k-1)h + \theta\big) \tag{4. 11}$$

時刻$t = kh$における式(4. 10)のシステムを考えると，$x_k(\theta)$はサンプル区間hの間における状態の時刻歴である．入力$u_{k+1}(\theta)$が$(kh,\ (k+1)h]$間に印加された場合，状態ベクトル$x_{k+1}(\theta)$と出力$y_k(\theta)$は下記のように遷移される．

$$\begin{aligned} x_{k+1}(\theta) &= e^{A_c\theta}x_k(h) + \int_0^\theta e^{A_c(\theta-\tau)}B_c u_{k+1}(\tau)d\tau \\ y_k(\theta) &= C_c x_k(\theta),\ 0 < \theta \le h \end{aligned} \tag{4. 12}$$

式(4. 12)について，以下のオペレータ

$$\begin{aligned} &F:\ \mathbf{X}^n \to \mathbf{X}^n:\ x(\theta) \longmapsto e^{A_c\theta}x(h) \\ &G:\ \mathbf{X}^m \to \mathbf{X}^n:\ u(\theta) \longmapsto \int_0^\theta e^{A_c(\theta-\tau)}B_c u(\tau)d\tau \\ &H:\ \mathbf{X}^n \to \mathbf{X}^p:\ x(\theta) \longmapsto C_c x(\theta) \end{aligned} \tag{4. 13}$$

を導入すれば，より簡単に

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Fx_k + Gu_{k+1} \\ y_k &= Hx_k \end{aligned} \tag{4. 14}$$

と書ける．さらに新しい状態変数として，

$$\xi_k := x_k - Gu_k \tag{4. 15}$$

を定義し，

$$\begin{aligned} \xi_{k+1} &= F\xi_k + FGu_k \\ y_k &= H\xi_k + HGu_k \end{aligned} \tag{4. 16}$$

の形式へと変形できる．以上より，リフティングによって連続時間システム(4. 10)のサンプ

ル点間応答を完全に保存したまま，式(4. 16)は離散時間システムとして記述されている．

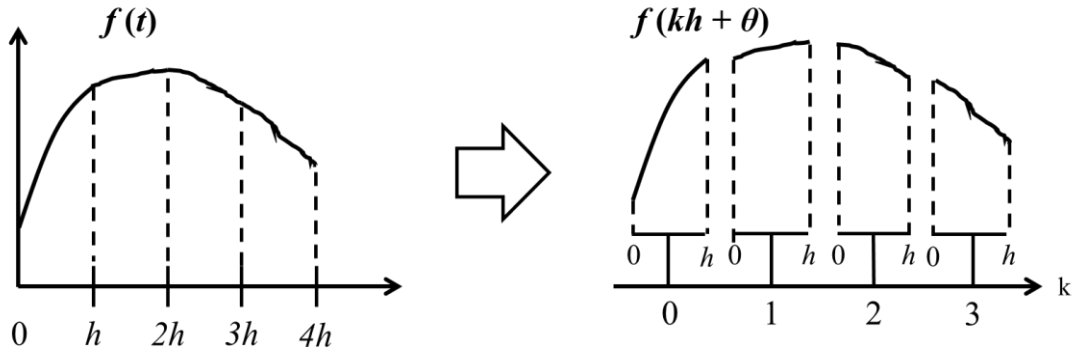


Fig. 4. 3　Conceptual scheme of lifting

連続時間一般化プラント$P(s)$の場合，その状態方程式は，

$$\begin{bmatrix}\dot{x}(t)\\ z(t)\\ y(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A_c & B_w & B_u\\ C_z & D_w & D_u\\ C_y & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x(t)\\ w(t)\\ u(t)\end{bmatrix},\ x\in\mathbb{R}^n,\ w\in\mathbb{R}^{m_1},\ u\in\mathbb{R}^{m_2},\ z\in\mathbb{R}^{p_1},\ y\in\mathbb{R}^{p_2} \quad (4.17)$$

であり，安定化制御器が設計可能であるための可安定性と可検出性の条件を満たしていると仮定する．ただしこの条件は，連続時間系の$(A_c,\ B_u,\ C_y)$の可安定性と可検出性を仮定すれば，ほとんどすべてのサンプリング周期に対して成立する[48]．さらに，各信号について以下の式を定義する．

$$\begin{aligned}&x[k]=x(kh),\ u[k]=u(kh+\theta),\ y[k]=y(kh),\\ &\boldsymbol{w}[k](\theta)=w(kh+\theta),\ \boldsymbol{z}[k](\theta)=z(kh+\theta),\ \theta\in[0,h)\end{aligned} \quad (4.18)$$

リフティングの手法を使うと，式(4. 17)は

$$\begin{bmatrix}x[k+1]\\ \boldsymbol{z}[k](\theta)\\ y[k]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A_d & \boldsymbol{B_w} & B_{ud}\\ \boldsymbol{C_z} & \boldsymbol{D_w} & \boldsymbol{D_u}\\ C_{yd} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x[k]\\ \boldsymbol{w}[k](\cdot)\\ u[k]\end{bmatrix} \quad (4.19)$$

と書ける[44][48]．ここで，式(4. 19)中の係数行列および各作用素・オペレータは，

$$\boldsymbol{B_w} w := \int_0^h e^{A_c(h-\sigma)} B_w w(\sigma)\, d\sigma \tag{4. 20}$$

$$(\boldsymbol{C_z} x)(\theta) := C_z e^{A_c \theta} x \tag{4. 21}$$

$$(\boldsymbol{D_w} w)(\theta) := D_w w(\theta) + \int_0^\theta C_z e^{A_c(\theta-\sigma)} B_w w(\sigma)\, d\sigma \tag{4. 22}$$

$$(\boldsymbol{D_u} u)(\theta) := (D_u + \int_0^\theta C_z e^{A_c(\sigma)} B_u\, d\sigma) u \tag{4. 23}$$

$$A_d := e^{A_c h},\ C_{yd} := C_y,\ B_{ud} := \int_0^h e^{A_c t} B_u\, dt \tag{4. 24}$$

式(4. 18)から(4. 24)の表現は，文献[43][55]にも記載がなされている．式(4. 24)は，従来の 0 次ホールドによる離散化を適用した場合と同じ係数行列である．式(4. 19)からわかるように，プラント自体は離散系の差分方程式に変換されており，状態量はkから$k+1$ステップ目に遷移する．一方で，プラントへの外乱wと制御量zは，リフティングによって，サンプル点間変数θの関数で記述されている．

具体的にサンプル値制御系では，Fig. 4. 2 のハイブリッドシステムを等価な離散時間系に変換し，これに対する最適制御問題を解くことで離散時間制御器を得る[48]．Fig. 4. 4 は，Fig. 4. 2 と等価な離散時間フィードバック制御系を表している．$K[z]$，すなわち$u[k]$および$y[k]$は Fig. 4. 2 に示すものと同一である．$P_s[z]$は，Fig. 4. 2 中の$P[s]$を変換して得られた等価な離散時間一般化プラントである．$w_s[k] \in \mathbb{R}^{\hat{m}_1}$，$z_s[k] \in \mathbb{R}^{\hat{p}_1}$はそれぞれ，等価な離散時間外乱と制御量を表している．ただし，等価外乱および等価制御量の次元は，一般に元の次元とは異なる．以降では，Fig. 4. 4 に示す離散時間閉ループ系を$G_d(P_s[z], K[z])$と表記する．

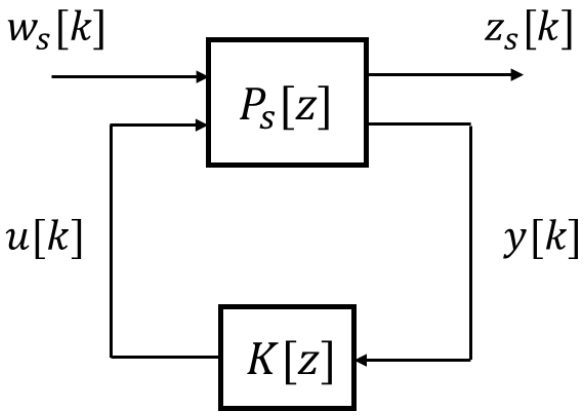


Fig. 4. 4　Equivalent discrete-time control system

上記の変換における”等価性”とは，Fig. 4. 2 に示す元のサンプル値制御系におけるH_2/H_∞ノルム最小化問題を，Fig. 4. 4 の離散時間制御系においても完全に保存するという意味であ

る．すなわち，両者は制御器設計のために，同じ連続時間系における評価関数を使用しており，Fig. 4. 4 の離散時間系においてもこれを近似無しで評価する．例えばH_2制御の場合，式(4. 4)の連続時間H_2ノルムを最小化する制御器を，Fig. 4. 4 に離散時間制御理論を適用することで導出する．以上より，次の 2 つのH_2最適制御問題が等価となるように，式(4. 17)の$P(s)$を離散時間系$P_s[z]$に変換する必要がある．具体的には，元の連続時間領域における評価関数を完全に保存するような$P_s[z]$を導出しなければならない．

$$\min\|\mathcal{G}_s(P(s),K[z])\|_2 \tag{4. 25}$$

$$\min\|G_d(P_s[z],K[z])\|_2 \tag{4. 26}$$

サンプル値H_2制御の等価離散時間システムは，以下のように書ける[39][40][41][48][116]．ただし，元の連続時間系は式(4. 17)であり，H_2ノルムの有界性を保証するために$D_w = 0$という設計条件が必要となる．

$$\begin{bmatrix} x[k+1] \\ z_s[k] \\ y[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B}_w & \hat{B}_u \\ \hat{C}_z & \hat{D}_w & \hat{D}_u \\ \hat{C}_y & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x[k] \\ w_s[k] \\ u[k] \end{bmatrix} \tag{4. 27}$$

$$x[k] \in \mathbb{R}^n,\ u[k] \in \mathbb{R}^{m_2},\ y[k] \in \mathbb{R}^{p_2},\ w_s[k] \in \mathbb{R}^{\hat{m}_1},\ z_s[k] \in \mathbb{R}^{\hat{p}_1}$$

$$\begin{aligned} &\mathrm{trace}\left(\hat{D}_w\left(\hat{D}_w\right)^T\right) = \left\|\tilde{\boldsymbol{D}}_w\right\|_{HS}^2 \\ &\left(\tilde{\boldsymbol{D}}_w w\right)(\theta) := \int_0^\theta C_z e^{A_c(\theta-\sigma)} B_w w(\sigma)\, d\sigma \end{aligned} \tag{4. 28}$$

$$\hat{B}_w = \left[\frac{1}{h}\int_0^h e^{A_c\xi} B_w {B_w}^T e^{A_c^T\xi}\, d\xi\right]^{\frac{1}{2}} \tag{4. 29}$$

$$\begin{aligned} &[\hat{C}_z \quad \hat{D}_u] := \begin{bmatrix} Q_x & S_x \\ S_x^T & R_x \end{bmatrix}^{\frac{1}{2}} \\ &\begin{bmatrix} Q_x & S_x \\ S_x^T & R_x \end{bmatrix} := \int_0^h e^{\bar{A}_c^T\theta} \bar{Q}_c e^{\bar{A}_c\theta}\, d\theta \end{aligned} \tag{4. 30}$$

$$\bar{A}_c := \begin{bmatrix} A_c & B_u \\ 0 & 0 \end{bmatrix},\ \bar{Q}_c := \begin{bmatrix} C_z^T \\ D_u^T \end{bmatrix} [C_z \quad D_u]$$

$$\hat{A} = e^{A_c h},\ \hat{C}_y = C_y,\ \hat{B}_u = \int_0^h e^{A_c t} B_u\, dt \tag{4. 31}$$

式(4. 28)は，2 段目の演算で定義される$\tilde{\boldsymbol{D}}_w$の Hilbert-Schmidt ノルムから定められる．また，式(4. 31)は，0 次ホールドによる離散化で得られる係数行列を表す．式(4. 29)と(4. 30)はそれ

ぞれ，等価な外乱と制御量の変換($w \to w_s$，$z \to z_s$)によって得られる．

最後に，この等価離散時間系(4. 27)に対して，離散時間H_2制御理論に基づき制御器$K(z)$を設計すれば，離散近似を一切必要とせずに，サンプル点間応答を陽に考慮したデジタル制御器を実装できる[48][114][115][116][117].

4. 4　サーボ型サンプル値H_2制御器の設計

本節では，具体的にサンプル値H_2制御器を設計するための連続時間一般化プラントを記述する．特に，制御入力を更新できる回数が減少する条件下で，振動抑制性能を低下させずに，かつ目標値追従も達成するサーボ型サンプル値H_2制御器の設計手法を提案する．

Fig. 4. 5 は，サンプル値制御器の設計に用いる一般化プラントを示す．$P(s)$は，設計に用いるために修正・線形化された基礎実験装置のモデルである．$u(t)$は制御入力であり，$w(t)$はバックラッシによって発生する力を含む外部入力である．レーザー変位センサーによって計測された車体振動$y(t) = X_B$を観測量として用いる．$z_1(t)$と$z_2(t)$は制御量であり，車体振動および制御入力がこれらに該当する．制御量はそれぞれ，過渡応答の性能と制御入力の制限に関する評価指標である．また，それぞれの制御量に対応した周波数重み関数$W_1(s)$と$W_2(s)$を導入する．設計される制御器が本研究の性能仕様を適切に満たしていることを示すために，各重み関数$W_i(s)$ $(i = 1, 2)$の周波数特性の一例を Fig. 4. 6 に示す．これらに関しては，後に詳しく記述する．

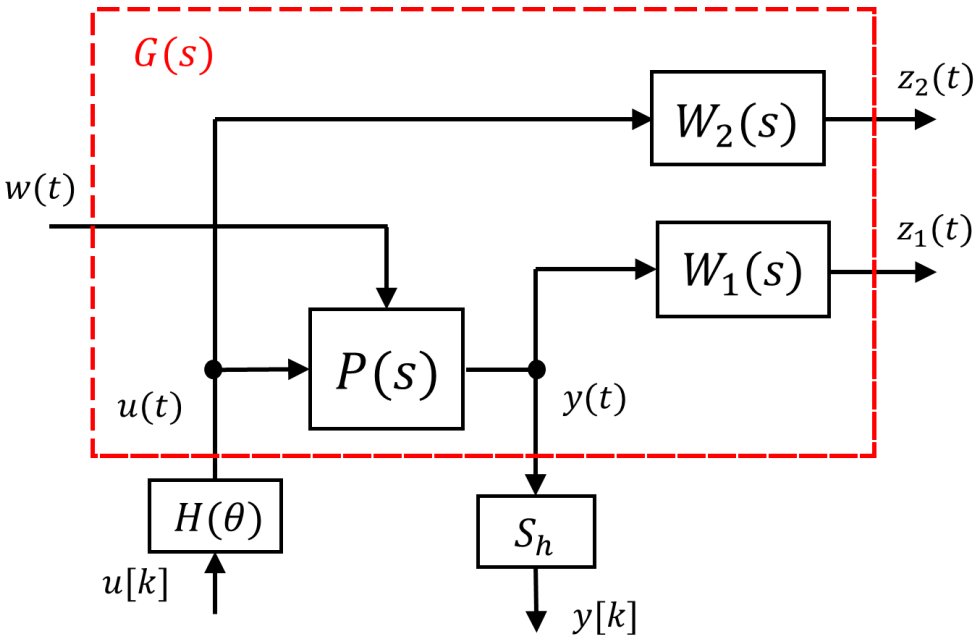


Fig. 4. 5　Generalized plant used to design the sampled-data controller

周波数重み関数$W_2(s)$については，制御帯域より高周波帯域において制御入力を制限するために，ハイパスフィルタを採用する．一方，制御出力である車体変位については，以下の制御仕様を満たす必要がある．

- 固有振動数を含む振動制御帯域(およそ 1-10 Hz)において，過渡振動を低減する．
- ステップ信号である目標変位に対して，可能な限り少ない定常偏差で追従する．

上記を考慮した従来手法としては，制御器設計条件を満たす$W_1(s)$の候補の中で，制御帯域を通過帯域とするローパスフィルタに近似積分器を含めた以下の形式を採用する場合が多い[112].

$$W_1(s) = \frac{2.481 \times 10^5}{s^3 + 125.7s^2 + 7896s + 2.482 \times 10^5} \times \frac{1.0}{s + (2\pi \times \varepsilon_1)} \tag{4. 32}$$

しかしこの場合，0 Hz 付近の追従帯域と 1-10 Hz の振動制御帯域が互いに干渉し，近似積分器の影響により，振動制御帯域における$W_1(s)$のゲインが低下するため，制振性能が低下する場合がある．特にアクチュエータの制御周期が長い条件下では，当然制御入力を更新できる回数が減少するため，この悪影響がより顕著に現れ，振動制御と目標値追従の両立が困難となることが予想される．よって本研究は，次のような基本構造で定義される周波数重み関数を提案する．

$$M(s) = \frac{s + (2\pi \times \varepsilon_2)}{1.0} \tag{4. 33}$$

$$\widetilde{W}_1(s) = \frac{2.481 \times 10^5}{s^3 + 125.7s^2 + 7896s + 2.481 \times 10^5} \times \frac{1.0}{s + (2\pi \times \varepsilon_1)} \tag{4. 34}$$

$$W_1(s) = \widetilde{W}_1(s) \cdot M(s) \tag{4. 35}$$

制御器を設計する際には，$W_1(s)$および$W_2(s)$のパラメータは，上記の性能目標を考慮しながら適切にチューニングする必要がある．

重要な点として，式(4. 33)の$M(s)$は，周波数ε_2以上の帯域において近似積分器のゲインが低下し続けるのを防止し，これを平坦に成形する役割を持つ．よって，$M(s)$と式(4. 34)中の近似積分器を掛け合わせることで，$\widetilde{W}_1(s)$中のローパスフィルタの通過帯域におけるゲイン低下が無くなるため，上記の過渡振動悪化が防がれる．よってこのような目的から，ε_2は，(0 Hz $< \varepsilon_1 \ll \varepsilon_2 <$ Natural frequency of the controlled object)という条件で設計する必要がある．やや定性的ではあるが，ε_2のチューニング方針を次に述べる．もし定常偏差が大きい場合は，ε_2を固有振動数の側へ大きく調節し，W_1の 0 Hz 近傍のゲインを大きくすることで

改善する可能性がある．逆に，ε_2をより小さく設定すれば，ローパスのゲイン低下をより広い範囲で厳しく制限するため，過渡振動が改善すると考えられる．

式(4. 34)中の近似積分器のカットオフ周波数ε_1は，0 に近い極めて小さな正値として設定する必要がある．なぜならば，できるだけこれを厳密な積分器$1/s$に近づけられれば，より少ない定常偏差でステップ信号である目標値に追従できるからである．従って，定常偏差が大きく残る場合，W_1の 0 Hz 近傍のゲインが大きくなるよう，制御器を設計できる範囲で，ε_1を小さく調節すれば改善する可能性がある．

以上より，式(4. 33)の関数$M(s)$を従来の近似積分器によるサーボ系に導入することで，制御周期制約下においても，振動制御性能と目標値追従性能の両立が可能となる．Fig. 4. 6 は周波数重み関数の一例を示しているが，特に$W_1(s)$について，0 Hz 付近で積分特性が実現されている一方，振動帯域においてゲインが低下せずに，ローパスフィルタの通過帯域が維持されていることがわかる．

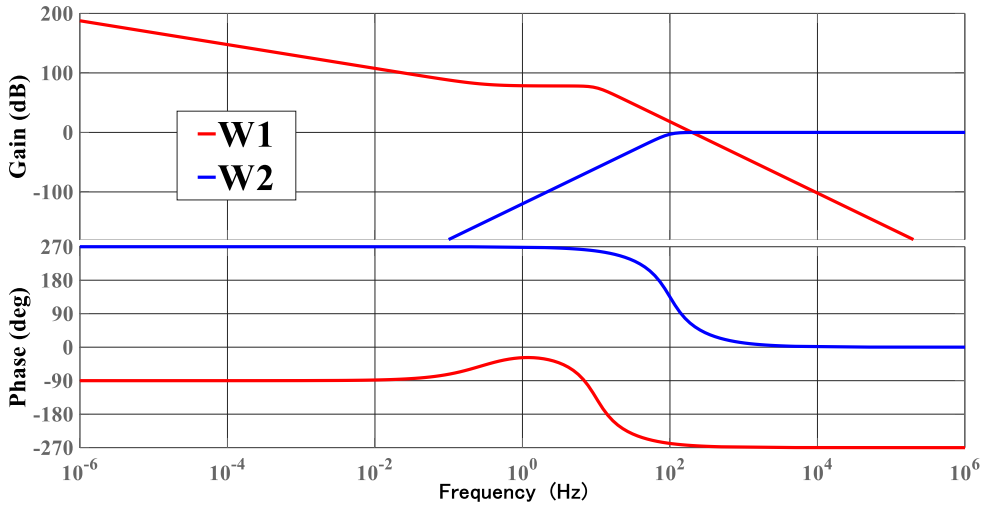


Fig. 4. 6　Frequency weighting functions used in Fig. 4. 5

Fig. 4. 5 に示す連続時間一般化プラントを状態方程式の形式で表現する．上記のそれぞれの周波数重み関数を，次の式のように状態空間実現する．

$$W_1(s) = (A_1, B_1, C_1, D_1),\ W_2(s) = (A_2, B_2, C_2, D_2) \tag{4. 36}$$

これらの重み関数と修正した制御対象のモデルから，一般化プラントは以下のように導出できる．

$$\dot{x}_G = Ax_G + B_{x1}w + B_{x2}u \tag{4. 37}$$

$$z_2 = C_{z2}x_G + D_{z21}w + D_{z22}u$$
$$z_1 = C_{z1}x_G + D_{z11}w + D_{z12}u$$
$$y = C_y x_G + D_{y1}w + D_{y2}u$$

ただし，式(4. 37)の各係数行列は，具体的に次のように構成される．

$$A = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ B_1C_p & A_1 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 \end{bmatrix},\ B_{x1} = \begin{bmatrix} B_{p1} \\ B_1D_{p1} \\ 0 \end{bmatrix},\ B_{x2} = \begin{bmatrix} B_{p2} \\ B_1D_{p2} \\ B_2 \end{bmatrix},$$

$$C_{z2} = [\,0 \quad 0 \quad C_2\,],\ C_{z1} = [\,D_1C_p \quad C_1 \quad 0\,],\ C_y = [\,C_p \quad 0 \quad 0\,], \tag{4. 38}$$

$$D_{z21} = 0,\ D_{z22} = D_2,\ D_{z11} = D_1D_{p1},\ D_{z12} = D_1D_{p2},$$
$$D_{y1} = D_{p1},\ D_{y2} = D_{p2}$$

導出された式(4. 38)の連続時間一般化プラントに対して，閉ループ系を安定化しつつ，式(4. 4)の評価関数を最小にするサンプル値H_2制御器を設計する．

4. 5　実験による検証

本章は基礎検討として，実車のエンジン特性による本質的な課題のみを考え，制御周期が強制的に伸ばされた条件を設定する．具体的には，制御入力指令値を強制的にある周期で 0 次ホールドし，更新タイミングを制限する．この周期は，実車を考慮した性能評価の指標として，制御対象の固有振動数の倍率に基づき設定する．つまり，制御周期は，固有振動数のおよそ 50 倍，10 倍，7 倍，5 倍の早さから設定する．実車では，制御対象の固有振動数が高いところで 10 Hz[71][72][73]であり，エンジン回転数が 1000 rpm から 3000 rpm の走行条件を想定すると，本質的に等価な制御周期の延長条件を検討していると言える．

さらに，サンプル値系との比較として，従来の離散近似を伴うデジタル制御器も適用した．これは，連続時間ベースで設計されたH_2制御器を離散化して実装した制御器(Continuous-Time Controller : CTC)と，離散化したプラントに対して，離散時間H_2制御理論に基づき設計した制御器(Discrete-Time Controller : DTC)の 2 種類を適用する．

本章では，上記の条件下において，制御周期制約に対する提案アプローチの有効性を検証するために制御実験を行う．検証では，引き続き第 2 章の基礎実験装置を使用する．また，バックラッシに対する補償も必要であるため， 第 3 章で記述した制御モード切換えアルゴリズムをサンプル値H_2制御器に適用する．これは線形モデルベース制御器全般に対する汎用性を有するため，サンプル値制御とも併用が可能である．

実験システムの閉ループ図を Fig. 4. 7 に示す．実験では，車体変位をレーザー変位センサー(LDS : KEYENCE, IL-300)で計測する．フィードバックされた変位信号に基づき，デジタルシグナルプロセッサ(DSP : mtt, iBIS, DSP7101A)が制御入力を計算する．デジタルシグナルプロセッサから出力された制御入力指令値は，サーボアンプへ送られ増幅される．その制御入力に従ってモーター可動子が駆動され，車体振動の制御を行う．上記の制御周期は，デジタルシグナルプロセッサ内に存在するプログラム処理によって，制御入力の値がホールドされる周期である．

実車のエンジン制約を再現するためには，Fig. 4. 1 のメカニズムを模擬した実験装置をハードウェアとして製作する方針が挙げられる．しかし，エンジンの機械構造の複雑さや開発コストを考慮すると，これは困難である．一方で本研究は，制御周期制約による本質的な影響，すなわち制御周期延長に伴う離散化の問題と第 6 章で述べる課題のみに焦点を当てるために，実車を簡略化する．言い換えると，複雑なエンジンメカニズム中から余計な他の要素を除外し，制御周期が引き起こす制御系への悪影響のみを抽出する．これにより，性能に対するより本質的な考察に基づいて，制御系を検討することができ，また実験検証も簡便になると考えられる．以上より本研究では，詳細なエンジンメカニズムのハードウェアを再現する必要はない．そして実験システムでは，実車のエンジン特性を，デジタルシグナルプロセッサ内に設定したプログラム処理によって等価的に再現する方針をとる．これは，実車のエンジン特性の本質は，デジタル制御系からのトルク指令値に対して，これがそのまま実現されるのを阻む制約であるという観点に基づく．つまり，このアクチュエータ制約は指令値に悪影響を与えた後に，実際の制御入力に変換する要素として見なせる．よって，実験システム上の制約は，制御器の直後にプログラムとして疑似的に設定される．Fig. 4. 8 は，アクチュエータ制約の再現について概念図を示す．赤色で示された箇所は，実車において，制御入力としてのトルクが実現されるまでの流れである．一方，青色で記述された部分は，Fig. 4. 7 の本実験システムによるものである．制御器の直後に，指令値に与えられる影響として，アクチュエータ制約が存在する．そのため，これがメカニズム，すなわちハードウェアとして課されるのか，それともソフトウェアとして与えられるのかが両者の違いである．

具体的に，実験装置はリニアモーターをアクチュエータとして有する．そして，Fig. 4. 7 に示すデジタルシグナルプロセッサでは，デジタル制御器からの指令値に対して，プログラム処理によって，等価的なアクチュエータ制約を課す．その後，この疑似的な制約の影響を受けた推力値でモーターが駆動される．

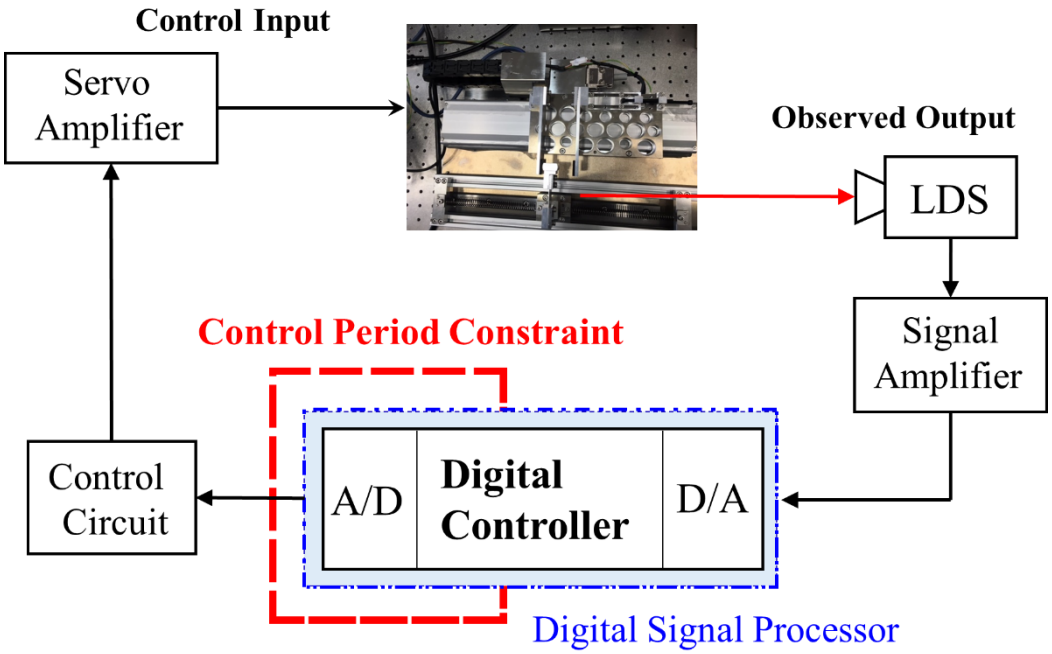


Fig. 4. 7　System diagram of the control experiment to verify the proposed approach for extension of the control cycle

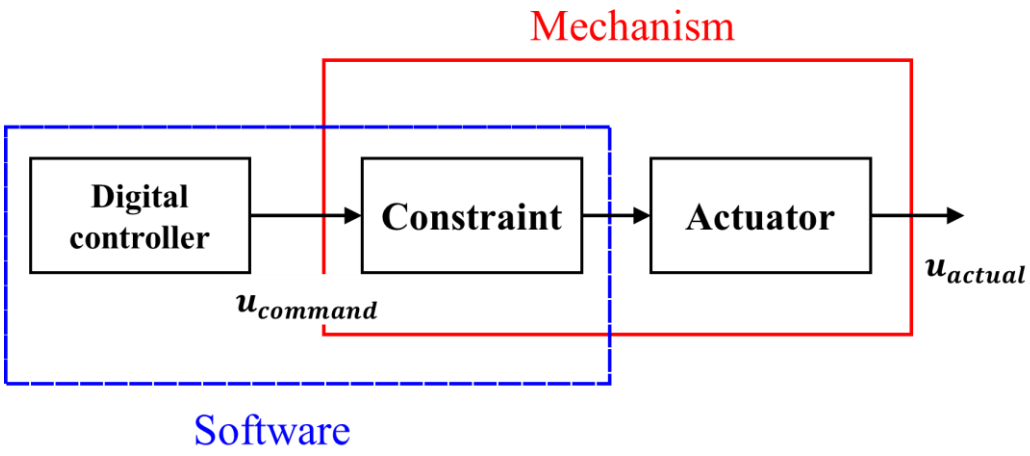


Fig. 4. 8　Concept of reproducing the actuator constraint due to the engine mechanism in the experimental system

最初に，サンプル値H_2制御器を適用した場合の制御実験の結果を Fig. 4. 9 から Fig. 4. 12 に示す．具体的に，Fig. 4. 9 から Fig. 4. 12 はそれぞれ，制御周期を固有振動数のおよそ 50 倍，10 倍，7 倍，5 倍の早さで設定した場合の実験結果である．各図において，上段のグラフは車体変位の時刻歴応答を示しており，下段のグラフは制御入力の波形，つまりモータ

一への推力指令値を表す．ただし制御入力の時刻歴は，デジタルシグナルプロセッサ内で計算された指令値を記録したものである．

車体変位の時刻歴波形について，実験結果の青線は閉ループ制御を適用せずに，制約のないステップ入力で駆動された場合の応答である．これは制約をほとんど考慮しない，すなわち制御周期を短くとれる場合の応答である．緑線は追従対象の目標値信号を表す．赤線は，提案するアプローチによって得られた実験結果である．すなわち，赤線は，サンプル値H_2制御器とバックラッシに対する補償を同時に適用した時の応答を表している．また比較のために，サンプル値制御器のみを適用し，バックラッシに対する補償は行わない場合の実験結果を黒線に示す．制御入力の時刻歴波形についても，各色の線が示す結果は車体変位と対応している．

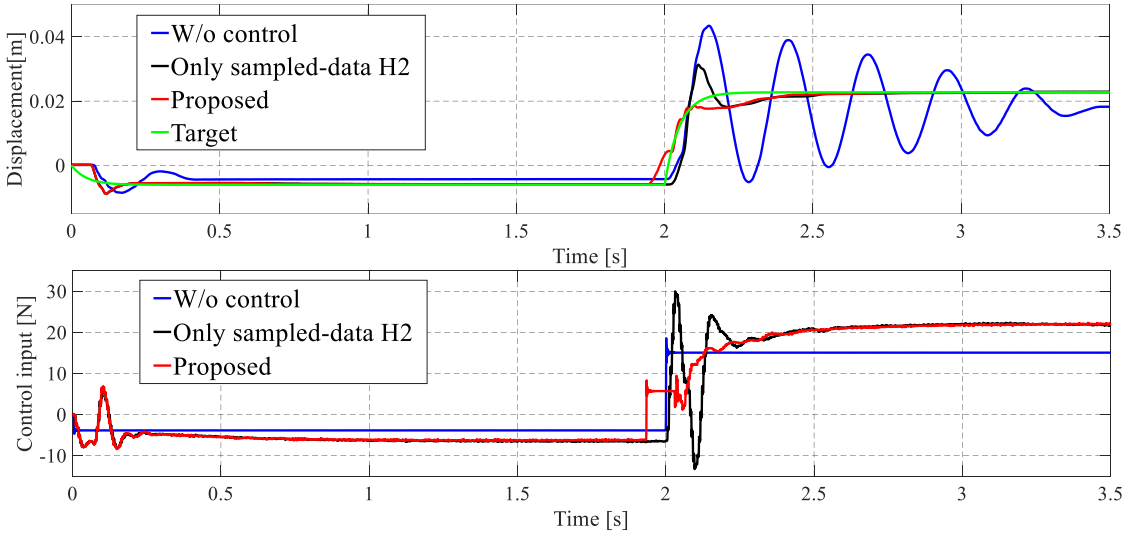


Fig. 4. 9 Experimental result with sampled-data controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 50 times of the natural frequency

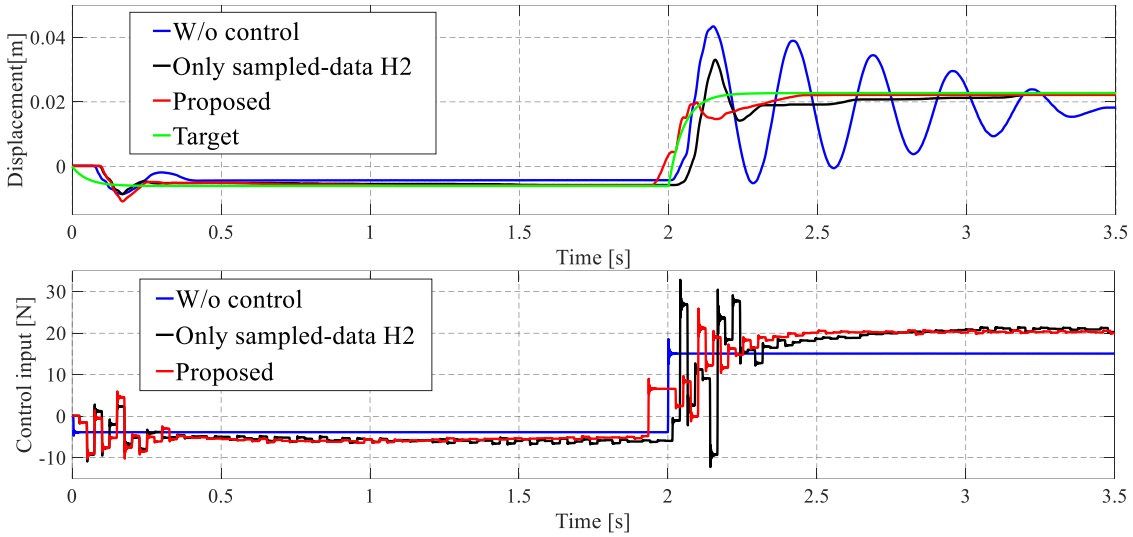


Fig. 4. 10 Experimental result with sampled-data controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 10 times of the natural frequency

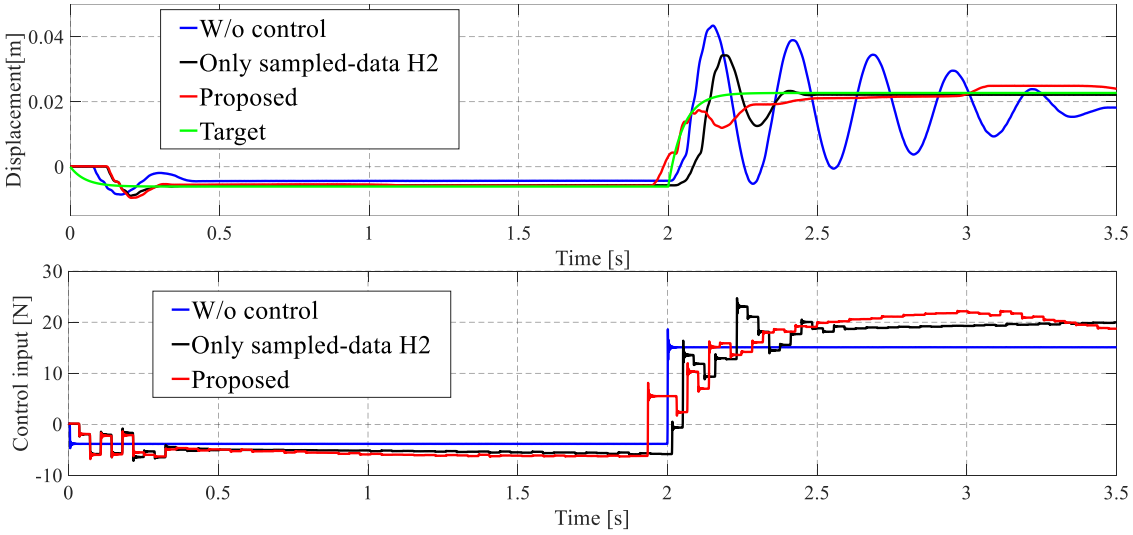


Fig. 4. 11 Experimental result with sampled-data controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 7 times of the natural frequency

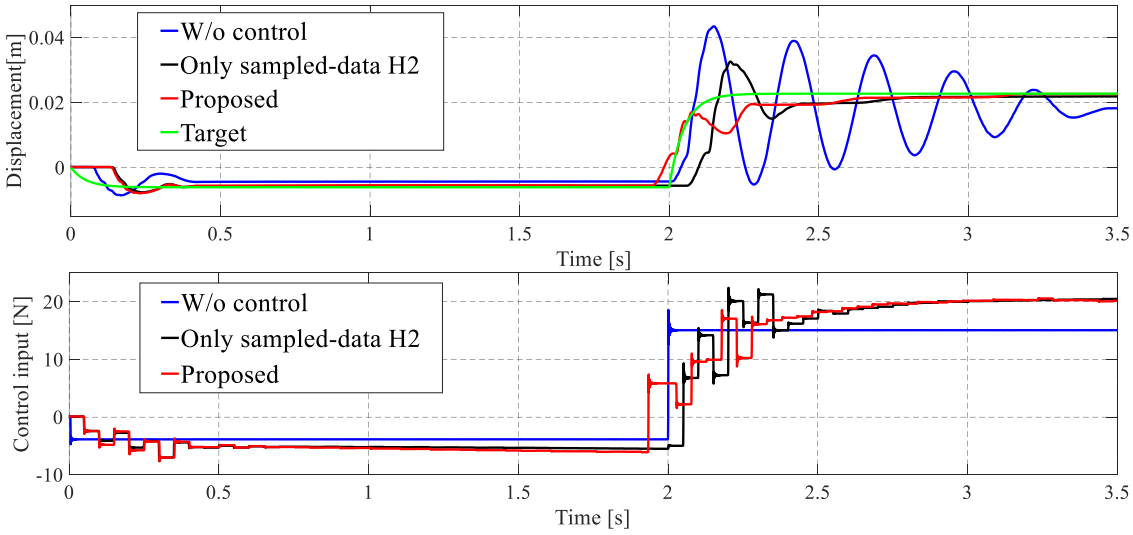


Fig. 4. 12 Experimental result with sampled-data controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 5 times of the natural frequency

次に, 連続時間H_2制御器(CTC)を適用した場合の制御実験の結果を Fig. 4. 13 から Fig. 4. 16 に示す．具体的に Fig. 4. 13 から Fig. 4. 16 はそれぞれ，制御周期を固有振動数のおよそ 50 倍，10 倍，7 倍，5 倍の早さで設定した場合の実験結果である．

各グラフの時刻歴波形，および各色の線が表すものは Fig. 4. 9 から Fig. 4. 12 と同様である．特に赤線は，連続時間H_2制御器とバックラッシに対する補償を同時に適用した結果を示す．

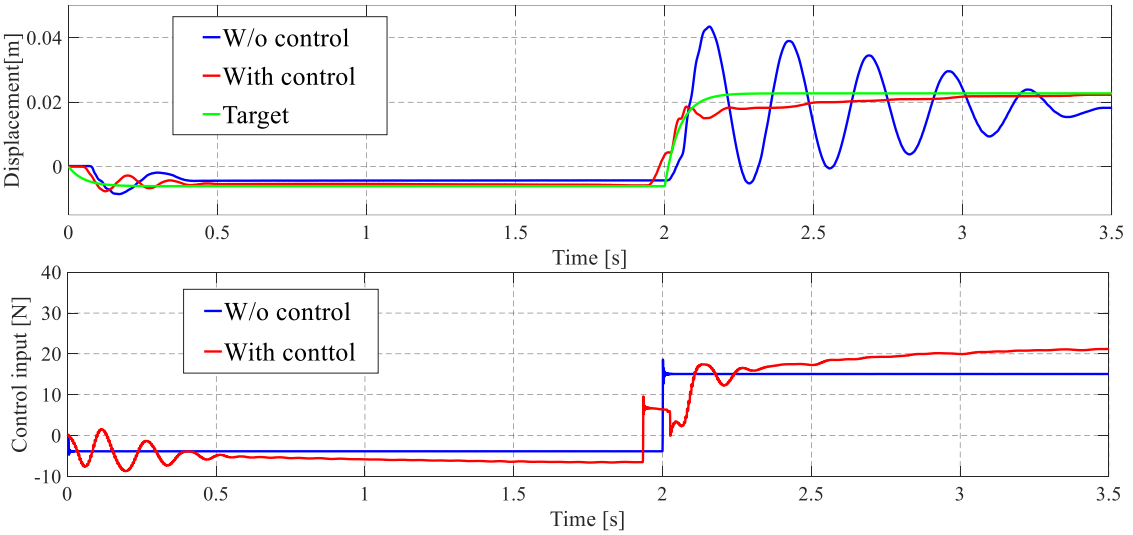


Fig. 4. 13 Experimental result with continuous-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 50 times of the natural frequency

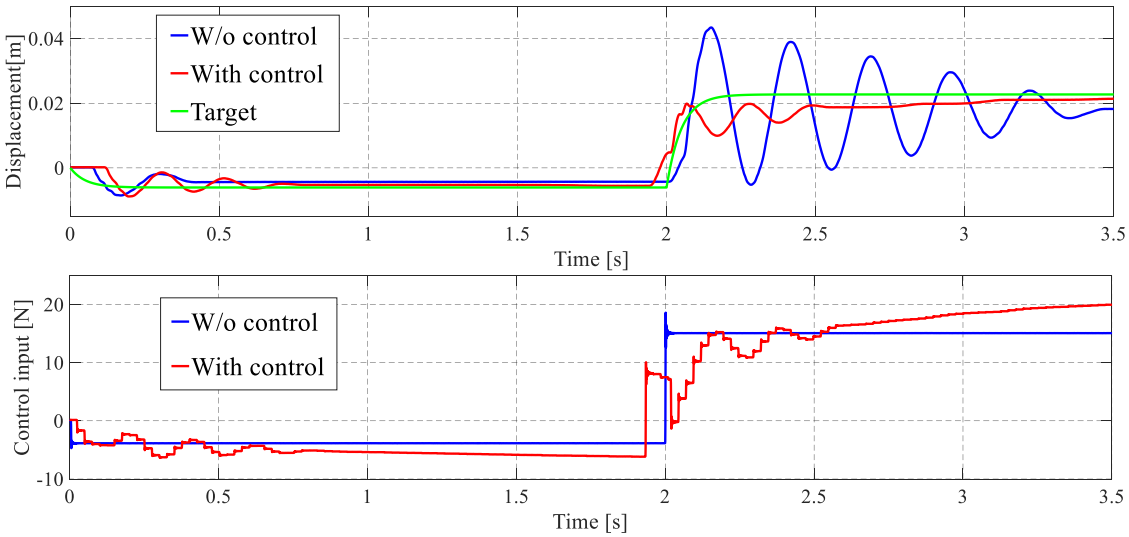


Fig. 4. 14 Experimental result with continuous-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 10 times of the natural frequency

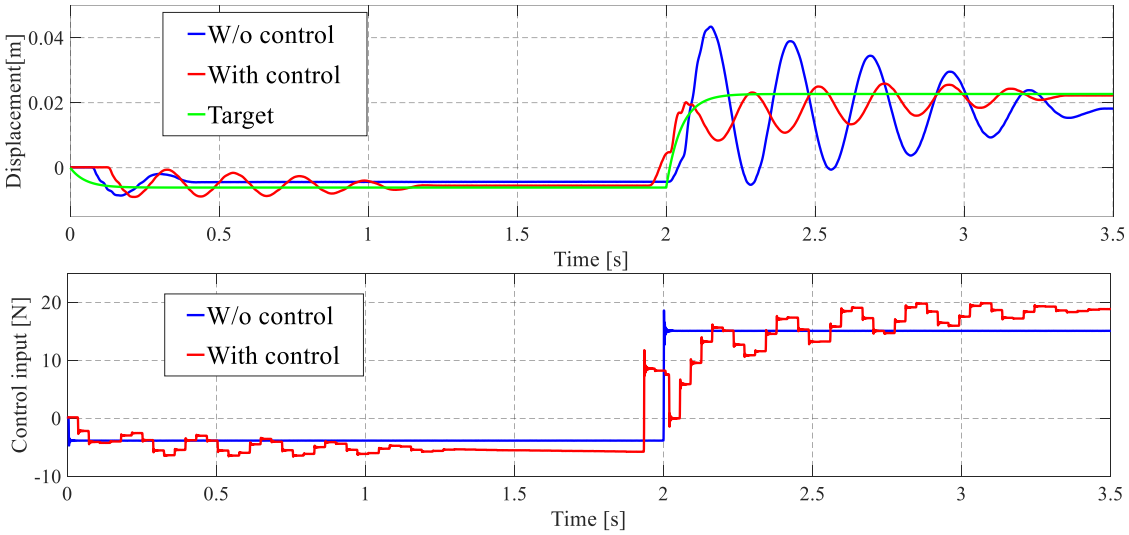


Fig. 4. 15 Experimental result with continuous-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 7 times of the natural frequency

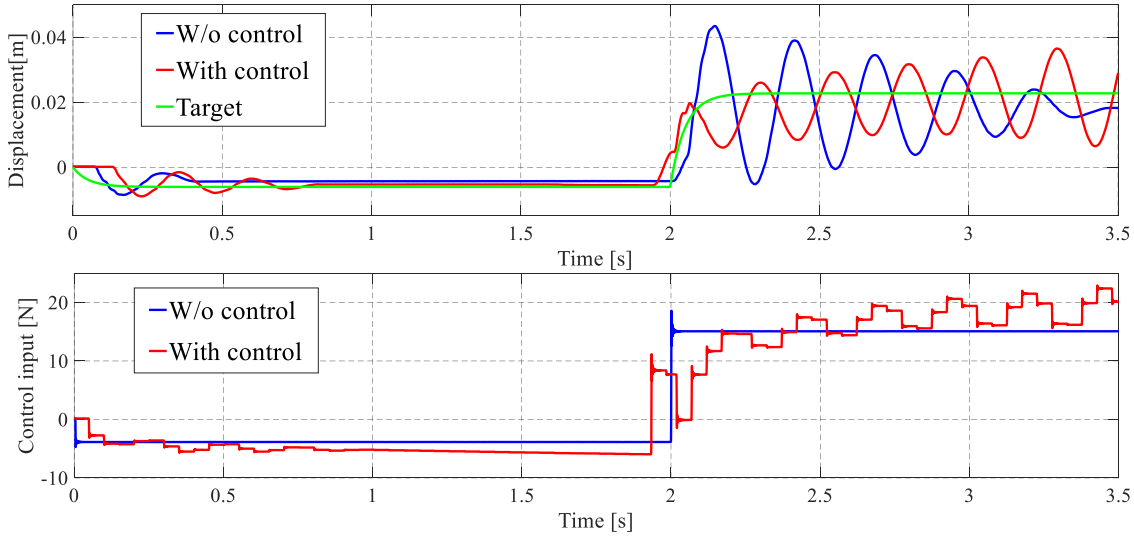


Fig. 4. 16 Experimental result with continuous-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 5 times of the natural frequency

最後に, 離散時間H_2制御器(DTC)を適用した場合の制御実験の結果を Fig. 4. 17 から Fig. 4. 20 に示す．具体的に Fig. 4. 17 から Fig. 4. 20 はそれぞれ，制御周期を固有振動数のおよそ 50 倍，10 倍，7 倍，5 倍の早さで設定した場合の実験結果である．

各グラフの時刻歴波形，および各色の線が表すものは，これまでのものと同様である．特に赤線は，離散時間H_2制御器とバックラッシに対する補償を同時に適用した結果を示す．

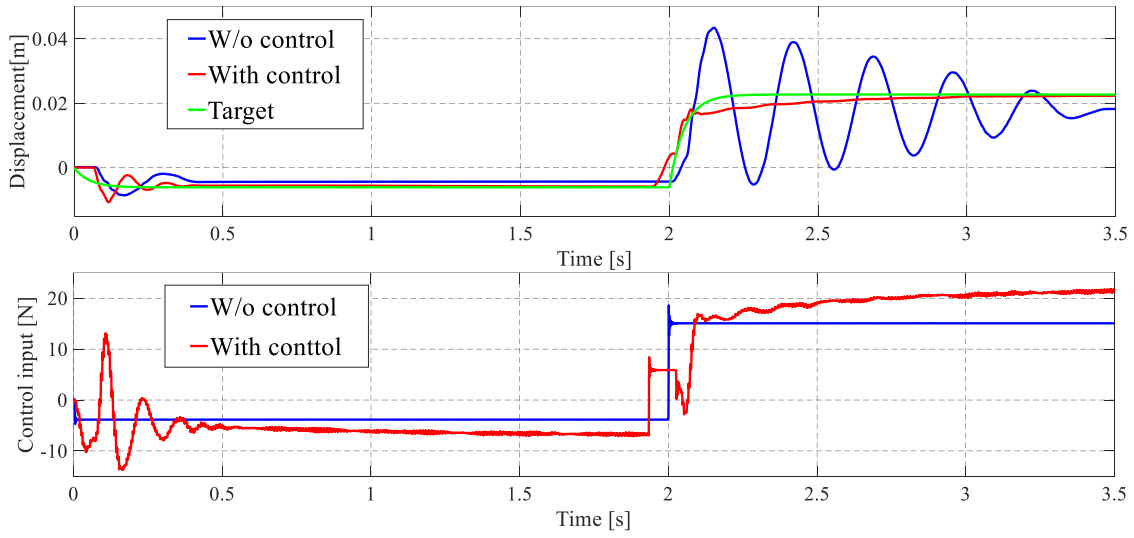


Fig. 4. 17 Experimental result with discrete-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 50 times of the natural frequency

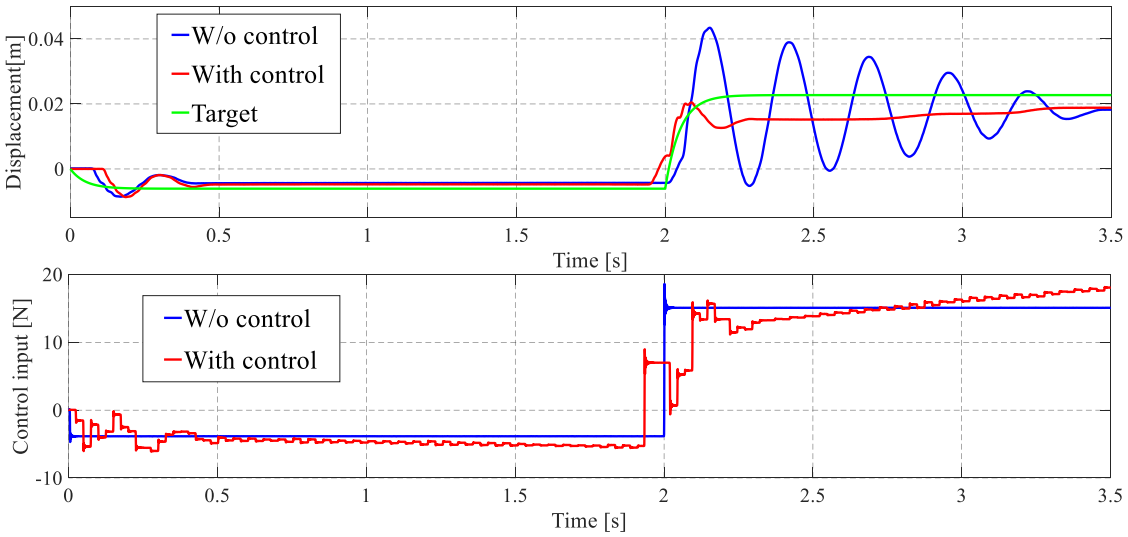


Fig. 4. 18 Experimental result with discrete-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 10 times of the natural frequency

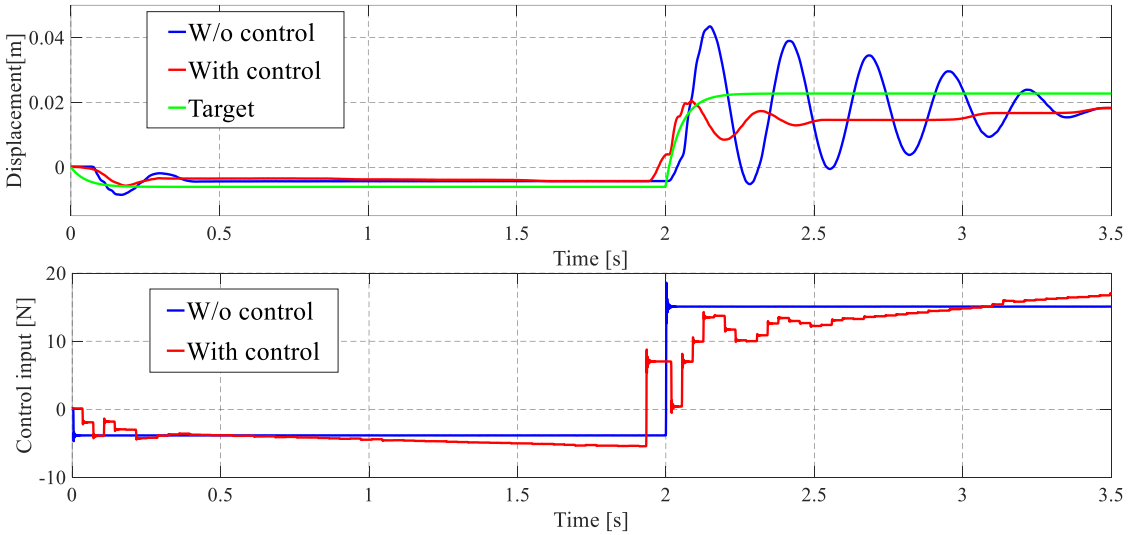


Fig. 4. 19 Experimental result with discrete-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 7 times of the natural frequency

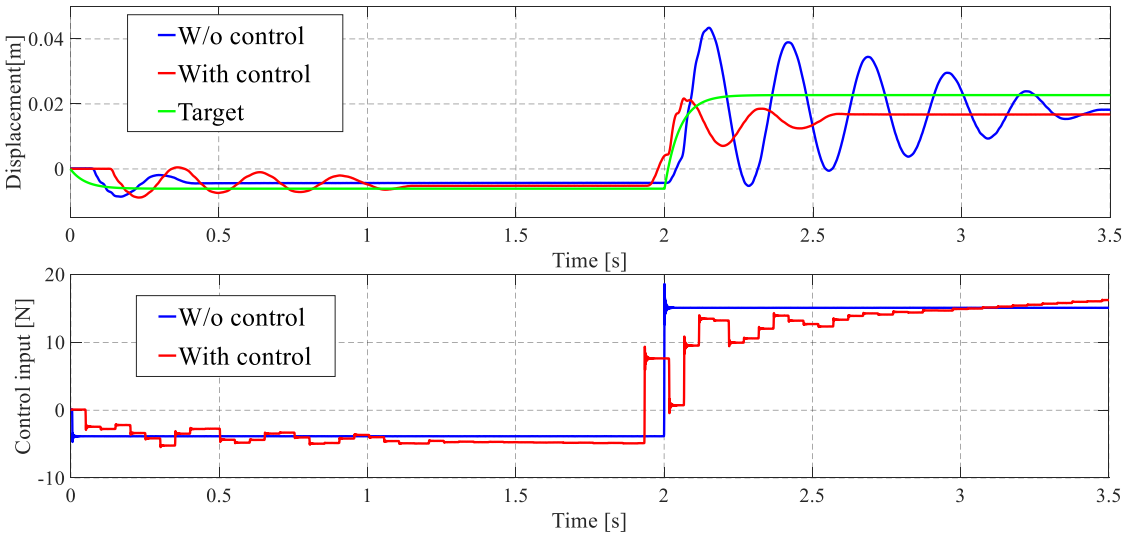


Fig. 4. 20 Experimental result with discrete-time controller ; Time responses of displacement and control input when control frequency is 5 times of the natural frequency

Fig. 4. 9 から Fig. 4. 20 の実験結果を比較すると，制御周期の延長に由来する離散化の悪影響に対して，サンプル値制御を適用するアプローチは有効であることが示されている．また，バックラッシに対する補償効果も同時に得られている．以下では，性能に対する具体的な考察を記述する．

制御周期が伸びるに伴い，CTC および DTC による実験結果では，制御器の特性が劣化しており，振動制御性能が悪化している．Fig. 4. 13 と Fig. 4. 17 に示す，非常に短い制御周期で行った実験では，良好な制御性能が得られている．これらは，制御器の設計に用いた一般化プラントの構造は適切であることを示している．つまり，制御周期の変化と得られた性能の関係から，振動性能の悪化は制御周期制約，具体的には制御周期の延長が原因であると結論付けられる．具体的には，制御器の特性劣化について，制御入力の更新タイミング間のプラント応答が，CTC および DTC 両者の実装プロセス中では，陽に考慮されていない点が起因していると考えられる．この 2 つの実装プロセスは共に，離散化・離散近似を伴うため，入力更新点間における連続時間評価関数の情報が失われる．よって，制御周期が長くなると，離散近似誤差の影響が無視できなくなるため，制御性能が低下する．特に固有振動数の 5 倍の早さの制御周期では，CTC の方がより不安定化する傾向にある．これは，CTC は制御器単体を離散化するため，閉ループ系全体の安定性が保証されていないことによる[52]．対して DTC は，各更新点上のみにおいては，閉ループ系を安定化する制御器を実装しているため，より高い安定性が得られる．しかし，その分，DTC は保守的な制御動作となるため，制御入力のゲインが減少していると考えられる．

各デジタル制御器は全て，連続時間一般化プラントの段階で設定したサーボ系から設計される．つまり，連続時間系の制御対象に対する離散近似誤差という観点からは，定常偏

差の原因にも，入力の更新点間応答が評価されていないことが一部寄与していると考えられる．Fig. 4. 19 および Fig. 4. 20 に示す実験では，制御入力を更新できる回数が少ない．これは，定常偏差に応じて，毎時間ステップで制御入力を蓄積することで改善を図る積分特性を阻害している．入力更新タイミング間の設計仕様が離散化で失われると，連続時間一般化プラントに反映した積分特性も劣化するため，定常偏差が拡大すると考えられる．また，実験装置に存在する摩擦や減衰などのモデル化誤差も定常偏差の拡大に寄与していると考えられるが，これは本研究の重要な焦点ではない．

一方，サンプル値H_2制御器は，制御周期が 5 倍まで伸びても，良好な制御性能を達成している(Fig. 4. 12: Red line)．これは，サンプル値制御器が入力更新点間のプラント応答を陽に考慮しているためである．制御器は，連続時間ベースの評価関数の最小化問題を近似無しで保存した等価離散系から設計される．そのため，制御周期が長い場合でも，各入力更新タイミングでは，更新点間のH_2ノルムを評価した制御入力が算出される．また，連続時間一般化プラントの設計仕様が保存されているため，積分特性の劣化も少ないと考えられる．以上より，制御周期制約を考慮した自動車駆動系の振動制御において，サンプル値制御器の有効性が示された．特にアクチュエータの制御周期が長く，離散化の影響が無視できない場合，サンプル値制御器を使用することでその特性劣化を抑えられる．

最後に, Fig. 4. 9 から Fig. 4. 12 に示す結果から, バックラッシ補償の効果について述べる．これは，主に 3. 4 で述べた考察を踏襲する．すなわち，Fig. 4. 9 から Fig. 4. 12 中に示される制御モード切換えを適用していない黒線では全て，目標値の立ち上がり直後に，車体変位にオーバーシュートが発生している．これらは, バックラッシによる悪影響が原因である．すなわち，不感帯で蓄積する制御偏差と制御入力の過大化，および衝突によるショックという一連の現象が性能悪化に起因している．一方，制御モードの切換えによる補償が適用された赤線においては, オーバーシュートが抑制され, 良好な制御性能が達成されている．以上より, バックラッシに対して, 制御モード切換えアルゴリズムの有効性が確認された．

4. 6　本章の結言

本章では，制御周期制約が与える課題の 1 つである，長い周期で制御器を実装する際に伴う離散化の悪影響を補償した．本研究は，これに対してサンプル値制御理論の適用を提案した．サンプル値制御は，従来の連続時間ベースまたは離散時間ベースで設計されたデジタル制御器と大きく異なる．これは実装プロセスに離散近似を必要とせず，連続時間領域におけるサンプル点間の応答を陽に評価できる．本章は，以上の理論と優位性について，先行研究の文献に基づいて説明した．しかし，先行している理論研究と比較して，サンプル値制御の機械システムに対する応用例は少なく，特に自動車駆動系の振動制御に適用された例は存在しない．本研究の特色は，サンプリング周期を長くとれるという利点を，アクチュエータが制御入力を更新する間隔にも活用したことである．さらに，制御周期制約

下において，振動抑制性能と目標値追従性能を両立させるために，サーボ系設計用の周波数重み関数を提案した．設計されたサーボ型サンプル値H_2制御器は実験によって検証され，離散化を伴う従来のデジタル制御器と比較された．その結果，制御周期が固有振動数の 5 倍程度の早さまで長くなっても，サンプル値制御器が良好な特性を維持できることを確認した．

第5章　　非線形機械システムの状態量推定に対する物理機能モデルの応用手法

5. 1　本章の緒言[63]-[65][118][123]-[128][79]

昨今，自動車メーカーを中心とする産業界では，製品のモデルを構築し，机上シミュレーションで開発工程を進めるモデルベース開発(Model Based Development ; MBD)が開発の効率化および高性能化に欠かせない．特にモデル化手法は，優れたモデルベース開発の成否を左右する主役といっても過言ではなく，下記の要求事項を実現しなければならない[118]．しかし，有限要素モデル(FEM)や CAD モデルに代表される従来手法[119][120][121][122]では，これらを全て達成することが困難である．

- 自動車等の機械システムは機械力学，電気工学，熱工学，流体力学などの各工学分野に跨る複合システムである．よって，各分野の理論法則を共通の原理および規則で記述し，かつこれらを統合できるモデルが必要である．しかし，専門分野毎に手法が異なる従来のモデリング手法は，このような目的に適していない．

- 機械システムは，複数の非線形特性を有している．またモデルベース開発の過程で各メーカーは，実験等から得られた非線形特性に関する独自の知見やデータベースを蓄積している．よって，モデルは非線形特性を一括で取り扱い，これらに関する保有資源・ノウハウを柔軟に活用できる点が要求される．しかし，従来モデルは基本的に線形理論に基づくため，現場で扱う特性線図や実験式，統計データとは乖離している．

- 従来手法においては，全部品の構造・形状・寸法が決定して初めてモデルが完成し，性能の解析が可能になる．このような手法は企画・設計の変更に対応できず，モデルの変更等により効率化を妨げる．以上より，企画段階で寸法・形状に囚われずに，製品の要求機能に沿って対象をモデル化する手法が，従来手法と併せて必要である．

上記の要求をすべて満たす回答として，開発されたモデル化手法が物理機能モデルである[63][64][65][123][124][79]．物理機能モデルは，電気や機械など各工学分野を，エネルギーバランスの観点に基づく共通の記述法でモデル化したブロック線図である．この手法は，熱，流体，運動，ひずみの形態間で変換・伝達されるエネルギーの流れに着目することで，これら異分野のモデルを共通の表現に統合した．具体的には，このために各分野共通で定義された内包量・外延量という 2 つの状態量をモデルに導入した．また，統一された特性，係数，演算子の定義が採用されている．よって，共通の規則で標準化された各線図モデル

は，2 つの状態量を介して容易に結合される．またモデルの構造は，上記のエネルギーフローを表現する線形ブロック線図部と，その中に挿入された線図中の特性や係数の数値を操作するための機構モデルに分けられる．特に機構モデルは，関係する状態量から逐一特性値を計算し，線図中へ代入することで，モデルに非線形特性を付加する役割を担う．ブロック線図は固定された線形モデルであり，機構モデルは一旦それとは分離・独立してモデル化され，その後，入子式でブロック線図に統合される．このような構造から，機構モデルは定式化された形式である必要はないため，メーカーが有する特性線図や実験データ等の幅広い保有資源を柔軟に組み込める．さらに，物理機能モデルは，企画段階で構造・形状に囚われずに，その汎用的な要求機能に従って構築される．よって，遊星歯車列の設計例[125]で示されているように，形状・寸法の設計変更に関わらず，その機能が変わらなければ同一のモデル図が適用できる．また基本的に，機構モデルやブロック線図部は，実機の部品構成に従った入子構造となっている．よって，製品機能や非線形特性，シミュレーション目的の変更に際しても，他部品に影響を与えずに，該当箇所のみを容易に交換できる．以上の利点から，物理機能モデルは主に自動車のモデルベース開発を中心に活用されており，ワイパーシステムやパワートレイン[63]，非線形機械システム[64]，クラッチやディスクブレーキ[65][126]のモデル化において，その有用性が報告されている．また，エンジン[127]やドライブトレイン[128]の階層型モデルが構築されている．

しかし，文献[69]を除けば，物理機能モデルに関する研究は，主にモデルベース開発のシミュレーション解析に集中しており，これをフィードバック制御へ陽に応用する試みはほとんど無い．機械システムにおいて，要求される性能を実現するためには，フィードバック制御系が不可欠である．また閉ループ制御を構成するためには，しばしばプラントの全状態変数が必要となる．そして，測定用のセンサーのコストや取付け位置の制約等の理由から，現実にはそれらを観測器で推定しなければならない．一般的に，観測器はモデルベースで設計されるため，これは産業界との親和性を有する物理機能モデルの有効活用を示唆している．しかし，このような検討はほとんどない．

今日までに無数の状態量推定手法が提案されてきたにも関わらず，ルドルフ・カルマンによって提唱された線形カルマンフィルタは，最も良く知られた推定法である[66][129][130]．一方，非線形システムに対応するためには，そのアルゴリズムの修正が必要であり，代表的なものとしては EKF [66][67]と UKF [68]が存在する．例えば EKF の最近の適用事例としては，メカトロニクスパワートレインにおける負荷トルクの同定が挙げられ[131]，その有効性が示されている．しかし EKF は，非線形関数の偏微分であるヤコビアンの導出を必要とするため，これにかかる計算負荷や，バックラッシなどの滑らかではない非線形性には適用できないという問題点がある．バックラッシの切断状態に応じて，複数の区分線形システムを切換えるアプローチが提案されているが[98]，その適用範囲は限定的である．また，これは複数の非線形特性を考慮していない．一方，確率密度関数を正規分布で近似する UKF については，適用可能な非線形特性の範囲が広い．例えばこれは，バ

ックラッシ系[132]や車のサイドスリップ角の制約付き推定[133]，サーボ油圧アクチュエータ系[134]を適用対象として，推定アルゴリズムの改良も含む多くの検討がなされている．しかし，UKF は統計的サンプリング法に基づくため，計算負荷が大きくなる傾向にある．また，EKF および UKF は共に，推定対象のモデリングまで陽に考慮した手法ではない．すなわち，推定アルゴリズム中で使用されるモデルは，上記のモデル化に関する要求事項を満たすとは限らないため，メーカーのモデルベース開発の現場に必ずしも適した手法であるとは言えない．

これまで述べてきたように，物理機能モデルは産業界との親和性を有する．そのため，本研究の目的は，その新しい応用分野の開拓として，非線形機械システムの状態量推定への適用例を示すことである．具体的には，非線形機械システム全般を物理機能モデルでモデル化することで，それらの状態量を時変線形カルマンフィルタに基づき推定する．上記のように，物理機能モデルは，各分野の物理法則，実験式，マッピング等から構築された機構モデルによって，線形ブロック線図内のパラメータをリアルタイムで算出・更新する．すなわち，物理機能モデルからは，多種多様・複数の非線形特性を有するプラントモデルが 1 つの時変線形状態方程式の形で得られる．これは，従来のモデリング手法に対する，物理機能モデルの大きな優位点である．特に EKF と比較した場合，提案手法はヤコビアンの偏微分計算を行わないため，その計算負荷を軽減できる．また提案手法は，適用可能な非線形特性の範囲が広く，これらに関するメーカーの蓄積資源を柔軟かつ直接的に観測器へ組み込めるため，今日の製品開発の潮流に合致している．

本章では，基礎実験装置を用いた実験によって，提案する観測器の有効性を検証する．基礎実験装置は第 2 章で述べたように，主要な非線形特性としてバックラッシ，コイルばねの非線形特性，および駆動時のクーロン摩擦力という合計 3 つの非線形要素を含むようモデル化された．また，実験装置は，実車のドライブトレインを抽象化した構造を有する．よって本章では，これを一般的な非線形機械システムとして取り扱い，実験検証を行う．本章で示す内容，つまり提案手法の概要やシミュレーション・実験検証の結果等は，文献[135][136]に基づく．

5. 2　物理機能モデルの概要

本節では，適用対象である基礎実験装置の物理機能モデルを記述する．これは第 2 章の説明と一部重複するが，本章では，装置の電気系も含めた物理機能モデル図を示し，また出力方程式の修正を行う．Fig. 5. 1 は物理機能モデルのブロック線図を表している．物理機能モデル図中の各記号・表現の意味については，Table 2. 2 を参照されたい[69].

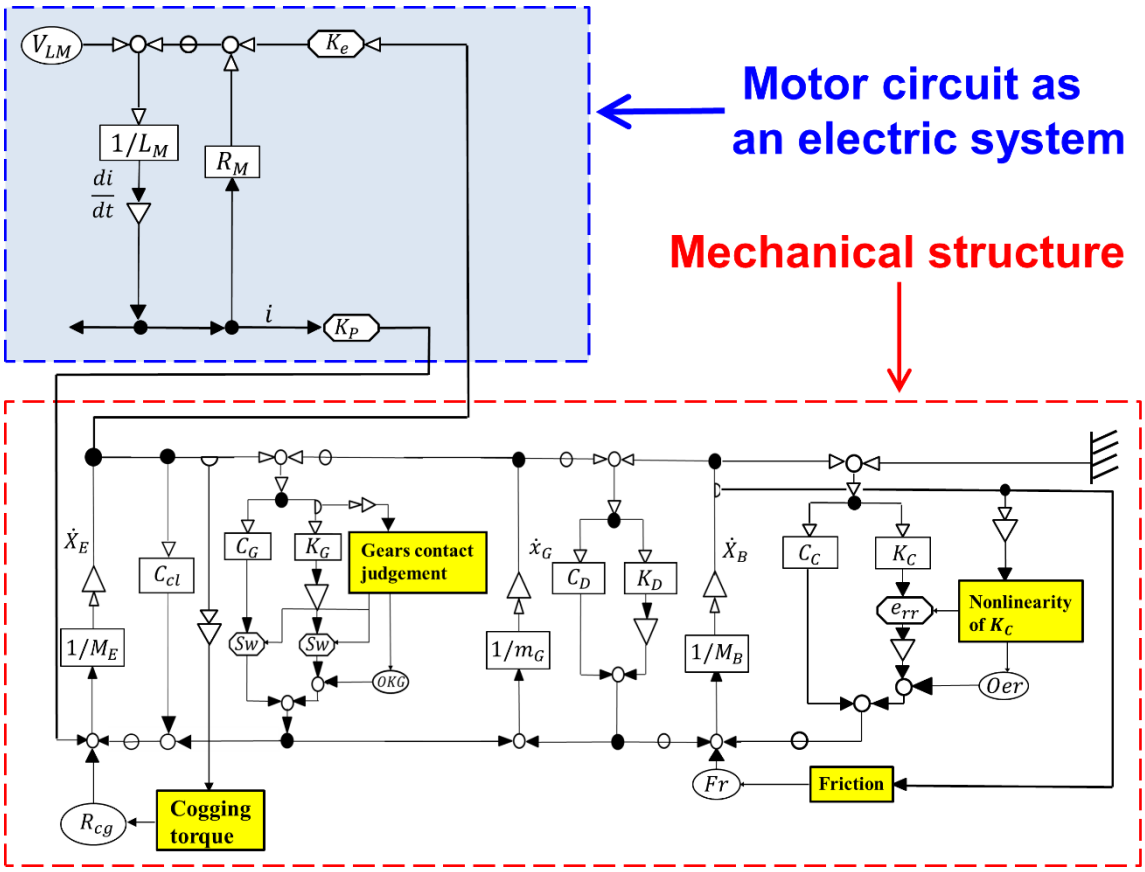


Fig. 5. 1　Physical function model of the basic experimental device including the mechanics part and the electrical part
(参考文献[135]より引用)

物理機能モデルは，電気や機械など各工学分野を，エネルギーに着目した共通の記述法でモデル化したブロック線図である[70][79]．はしご形ブロック線図の上下に存在する横方向の矢印は，外延量および内包量というモデルの状態量を表しており，例えば速度と力の対がこれらに相当する．すなわち，互いに掛け合わせると瞬時エネルギーを与えるような物理量対を内部状態量としている．ブロック線図は，モデル内で蓄積されるエネルギーと外部との入出力で受け渡すエネルギーの釣り合いを表している．詳細なモデルの記述方法，および各特性の意味については，参考文献[63][64][65]を参照されたい．

Fig. 5. 1 では，上段のブロック線図が電気系として装置のモーター回路を表しており，下段が Fig. 2. 4 に示す力学機構をモデル化したブロック線図である．両者は，物理機能モデルで定義された共通のルールによって記述されており，また外延量・内包量を介して互いに連結されている．ただし，モーターの電気的時定数は十分小さく，遅れの影響は小さいため[106]，以降は電気系を省略した下段の機械力学モデルのみを考える．本研究の主要な目

的は，カルマンフィルタに対する物理機能モデルの応用例を示すことであるため，デジタルシグナルプロセッサの演算の観点から，可能な限り低次元化されたモデルが望ましい．

特に本研究が着目する物理機能モデルの特徴は，多種多様・複数の非線形特性を有するシステムのモデルが 1 つの線形状態方程式の形で得られる点である．具体的には，係数行列中のパラメータが毎時間ステップで更新される時変線形状態方程式の形式で非線形性を表現する．Fig. 5. 1 は，線形式で書けるブロック線図部と，黄色いブロックで示される非線形特性を算出するための機構モデルから構成される．機構モデルは，システムの非線形特性を等価な切換えパラメータに集約し，これらをリアルタイムで算出する．これらの非線形パラメータは，線形ブロック線図内で代入や加算，積算などの方式により毎ステップで更新される．その算出方法は，各分野の物理法則や実験式，およびデータマッピング等に基づき決定する．機構モデルは定式化された形式である必要はないため，モデルに組み込める非線形特性の種類の範囲が広く，これらに関するメーカーの蓄積資源・ノウハウを柔軟に活用できる．Fig. 5. 1 では，非線形パラメータはSw，OKG，e_{rr}，Oer，Frであり，これらの算出方法については，第 2 章を参照されたい．

Fig. 5. 1 の物理機能モデルからは，基礎実験装置の時変線形状態方程式(2. 4)-(2. 7)が導出される．また，その係数行列(2. 5)および外部入力(2. 7)中に存在する非線形切換えパラメータは，式(2. 8)-(2. 13)に基づいてリアルタイムで更新される．ただし，本章（第 5 章）においては，システムの出力方程式をパラメータSwに依存した以下の形式のものとする．

$$y_p = C_p x_p \tag{5. 1}$$

$$C_p = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & (Sw = 1) \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & (Sw = 0) \end{cases} \tag{5. 2}$$

5. 3　物理機能モデルに基づく時変線形カルマンフィルタ

5. 3. 1　拡張カルマンフィルタ

本研究は，非線形システムの物理機能モデルに対して，カルマンフィルタ理論を適用する．最初に，本節は一般的な EKF の推定アルゴリズムを記述する[66]．推定対象の非線形関数は次式で定義する．

$$x_{pd}[k+1] = f_{pd}\big(x_{pd}[k]\big) + B_{pd}[k]u[k] + B_{pd}[k]v[k] \tag{5. 3}$$

$$y_{pd}[k] = h_{pd}\big(x_{pd}[k]\big) + w[k], \quad k = 1, 2, 3, \cdots \tag{5. 4}$$

ここで, $v[k] \in \mathbb{R}^r$は平均値ベクトル 0, 共分散行列Qのシステム雑音ベクトルであり , $w[k] \in \mathbb{R}^p$は平均値ベクトル 0，共分散行列Rの観測雑音ベクトルを表す．これらは，互いに独立な正規性白色雑音とする．また，$v[k]$は，制御入力端に直接加わると仮定している．式(5. 3)

および(5. 4)について，観測ベクトル$y_{pd}[k] \in \mathbb{R}^p$に基づき，状態量$x_{pd}[k] \in \mathbb{R}^n$が推定される．

EKF は，非線形システムに対して，テイラー展開による状態変数まわりの線形化を行い，その後，通常の線形カルマンフィルタを適用する．線形化の際には，非線形関数の偏微分であるヤコビアンが導出される．推定アルゴリズムは，モデル(5. 3)と(5. 4)を用いた予測ステップと，観測量$y_{pd}[k]$に基づいて先の予測値を修正するフィルタリングステップから構成される．

・ Predictive step

(A priori estimate)

$$\hat{x}_{pd}^{-}[k] = f_{pd}\left(\hat{x}_{pd}[k-1]\right) + B_{pd}[k-1]u[k-1] \tag{5. 5}$$

(Jacobian calculations for linearization)

$$\left.\frac{\partial f_{pd}}{\partial x_{pd}}\right|_{x_{pd}=\hat{x}_{pd}[k-1]} = A_{pd}[k-1] \tag{5. 6}$$

$$\left.\frac{\partial h_{pd}}{\partial x_{pd}}\right|_{x_{pd}=\hat{x}_{pd}^{-}[k]} = C_{pd}[k] \tag{5. 7}$$

(A priori covariance matrix)

$$P^{-}[k] = A_{pd}[k-1]P[k-1]A_{pd}^{T}[k-1] + B_{pd}[k-1]QB_{pd}^{T}[k-1] \tag{5. 8}$$

・ Filtering step

(Kalman gain)

$$g[k] = P^{-}[k]C_{pd}^{T}[k]\left(C_{pd}[k]P^{-}[k]C_{pd}^{T}[k] + R\right)^{-1} \tag{5. 9}$$

(Estimated state quantity)

$$\hat{x}_{pd}[k] = \hat{x}_{pd}^{-}[k] + g[k]\left\{y_{pd}[k] - h_{pd}(\hat{x}_{pd}^{-}[k])\right\} \tag{5. 10}$$

(A posteriori covariance matrix)

$$P[k] = \left\{I - g[k]C_{pd}[k]\right\}P^{-}[k] \tag{5. 11}$$

5. 3. 2　時変線形カルマンフィルタ

物理機能モデルからは，非線形システムのモデルが 1 つの時変線形状態方程式(2. 4)の形で得られる．従って，この係数行列を用いることで，非定常時系列に対して時変線形カルマンフィルタ(Time-varying linear Kalman filter)が直接的に適用できる．EKF と比較すると，ヤコビアンを導出するための偏微分計算が不要となるため，提案手法は，バックラッシ等

の滑らかではない特性を含む幅広い非線形性に適用可能であり，またリアルタイムにおける計算負荷を低減できる．モデルベース開発の観点からは，5. 1 節で述べたモデリングに対する要求事項を考慮した観測器を設計できるという利点が挙げられる．すなわち，提案手法は，産業界におけるモデルベース開発の現場と親和性が高い．

ただし，物理機能モデルから得られる状態方程式は，式(2. 4)に示すように連続時間系のものである．よって，カルマンフィルタのアルゴリズム中で取り扱うために，状態方程式をリアルタイムで離散化する．この離散化手法は，提案手法の推定精度および計算効率に影響を与える．本研究は，オイラー法(Euler method)と 0 次ホールド(zeroth-order hold)という 2 通りの手法を採用する．リアルタイムにおける計算は，式(5. 12)と(5. 13)のように書ける．

$$\left.\frac{\partial f_{pd}}{\partial x_{pd}}\right|_{x_{pd}=\hat{x}_{pd}[k-1]} \rightarrow A_{pd}[k-1]=\begin{cases} I+\Delta T_s A_p((k-1)\Delta T_s) & \text{(euler method)} \\ e^{A_p((k-1)\Delta T_s)\cdot\Delta T_s} & \text{(0th order hold)} \end{cases} \tag{5. 12}$$

$$\left.\frac{\partial h_{pd}}{\partial x_{pd}}\right|_{x_{pd}=\hat{x}_{pd}^{-}[k]} \rightarrow C_{pd}[k]=\begin{cases} C_p(k\Delta T_s) & \text{(euler method)} \\ C_p(k\Delta T_s) & \text{(0th order hold)} \end{cases} \tag{5. 13}$$

サンプリング周期はΔT_sとする．また，式(5. 12)中の行列指数関数は，MATLAB の関数”expm (expmdemo1)”を用いて算出される[137]．具体的に，本研究の非線形システム(2. 4)の場合，その非線形切換えパラメータは各推定状態変数から算出される．

$$Sw=Sw(\hat{X}_E,\hat{x}_G),\ OKG=OKG(\hat{X}_E,\hat{x}_G),\ e_{rr}=e_{rr}(\hat{X}_B),\ Oer=Oer(\hat{X}_B),\ Fr=Fr(\hat{V}_B) \tag{5. 14}$$

これらより，式(5. 12)中の A 行列と式(2. 7)のオフセット項が決定できる．式(5. 13)は離散化手法には依存しないが，

$$C_p(k\Delta T_s)=\begin{cases} \begin{bmatrix}1&0&0&0&0&0\end{bmatrix} & (Sw=1) \\ \begin{bmatrix}1&0&0&0&0&0\\0&0&1&0&0&0\end{bmatrix} & (Sw=0) \end{cases} \tag{5. 15}$$

というように，非線形パラメータSwに依存して切り換えられる．以上より，推定アルゴリズムは以下のように書ける．

(A priori estimate)

$$\hat{x}_{pd}^{-}[k]$$

$$= \begin{cases} \{I + \Delta T_s A_p((k-1)\Delta T_s)\}\hat{x}_{pd}[k-1] + \\ \Delta T_s[B_{p1}((k-1)\Delta T_s) \quad B_{p2}((k-1)\Delta T_s)]\begin{bmatrix} w_p[k-1] \\ u[k-1] \end{bmatrix} \\ \text{(euler method)} \\ \{e^{A_p((k-1)\Delta T_s)\cdot\Delta T_s}\}\hat{x}_{pd}[k-1] + \left(e^{A_p((k-1)\Delta T_s)\cdot\Delta T_s} - I\right)A_p((k-1)\Delta T_s)^{-1} \\ [B_{p1}((k-1)\Delta T_s) \quad B_{p2}((k-1)\Delta T_s]\begin{bmatrix} w_p[k-1] \\ u[k-1] \end{bmatrix} \\ \text{(0th order hold)} \end{cases} \tag{5. 16}$$

(A priori covariance matrix)

$$P^{-}[k]$$

$$= \begin{cases} \{I + \Delta T_s A_p((k-1)\Delta T_s)\}P[k-1]\{I + \Delta T_s A_p((k-1)\Delta T_s)\}^T \\ +(\Delta T_s)^2[B_{p1}((k-1)\Delta T_s) \quad B_{p2}((k-1)\Delta T_s)]Q\begin{bmatrix} B_{p1}^T((k-1)\Delta T_s) \\ B_{p2}^T((k-1)\Delta T_s) \end{bmatrix} \\ \text{(euler method)} \\ \{e^{A_p((k-1)\Delta T_s)\cdot\Delta T_s}\}P[k-1]\{e^{A_p((k-1)\Delta T_s)\cdot\Delta T_s}\}^T + \\ \left(e^{A_p((k-1)\Delta T_s)\cdot\Delta T_s} - I\right)A_p((k-1)\Delta T_s)^{-1}[B_{p1}((k-1)\Delta T_s) \quad B_{p2}((k-1)\Delta T_s)]Q \\ \begin{bmatrix} B_{p1}^T((k-1)\Delta T_s) \\ B_{p2}^T((k-1)\Delta T_s) \end{bmatrix}\left\{\left(e^{A_p((k-1)\Delta T_s)\cdot\Delta T_s} - I\right)A_p((k-1)\Delta T_s)^{-1}\right\}^T \\ \text{(0th order hold)} \end{cases} \tag{5. 17}$$

(Kalman gain)

$$\begin{aligned} g[k] &= P^{-}[k]C_{pd}^T[k]\left(C_{pd}[k]P^{-}[k]C_{pd}^T[k] + R\right)^{-1} \\ &= P^{-}[k]C_p^T(k\Delta T_s)\left(C_p(k\Delta T_s)P^{-}[k]C_p^T(k\Delta T_s) + R\right)^{-1} \end{aligned} \tag{5. 18}$$

(Estimated state quantity)

$$\hat{x}_{pd}[k] = \hat{x}_{pd}^{-}[k] + g[k]\{y_{pd}[k] - C_p(k\Delta T_s)\hat{x}_{pd}^{-}[k]\} \tag{5. 19}$$

(A posteriori covariance matrix)

$$P[k] = \{I - g[k]C_{pd}[k]\}P^{-}[k] = \{I - g[k]C_p(k\Delta T_s)\}P^{-}[k] \tag{5. 20}$$

ただし，本章における観測雑音の共分散行列Rと観測出力$y_{pd}[k]$は，式(5. 13)に対応して

$$R = \begin{cases} r \times I_{1\times 1} \ (Sw = 1) \\ r \times I_{2\times 2} \ (Sw = 0) \end{cases}, \quad y_{pd}[k] = \begin{cases} X_B(n\Delta T_s) \ (Sw = 1) \\ \begin{bmatrix} X_B(n\Delta T_s) \\ X_E(n\Delta T_s) \end{bmatrix} \ (Sw = 0) \end{cases} \tag{5. 21}$$

と定義される．後に示す実験においては，サンプリング周期を，離散化手法を 0 次ホールドおよびオイラー法にしたそれぞれの実験において，0.42 ms および 0.34 ms と設定した．

5. 4　シミュレーションおよび実験による検証

本章では，提案手法を実験によって検証する．また，物理機能モデルに対する離散化手法として，オイラー法および 0 次ホールドを採用した 2 通りのカルマンフィルタを検証する．さらに，追加の検討として，観測出力に一様分布ノイズ 10 %を与えた検証も行い，提案手法のロバスト性を確認する．すなわち，離散化 2 通り×ノイズの有無から，合計 4 つの検証が行われる．特に実験検証の結果については，各状態変数に関する平均二乗誤差 (Mean square error ; MSE) [134]を表に記載し，定量的な性能評価を行う． 例えば，車体変位の真値を$X_B(i)$，カルマンフィルタによる推定値を$\hat{X}_B(i)$，全データ点数をN_{time}とした場合，この MSE は,

$$\mathrm{MSE} = \frac{1}{N_{time}} \sum_{i=1}^{N_{time}} \left(\hat{X}_B(i) - X_B(i) \right)^2 \tag{5. 22}$$

と計算される．ただし，$X_B(i)$と$\hat{X}_B(i)$はそれぞれ，記録した各時刻における測定値と推定値を表す.

Fig. 5. 2 は実験におけるフィードバック系の概念図を示しており，Fig. 5. 3 は実際の実験システムの概観である.

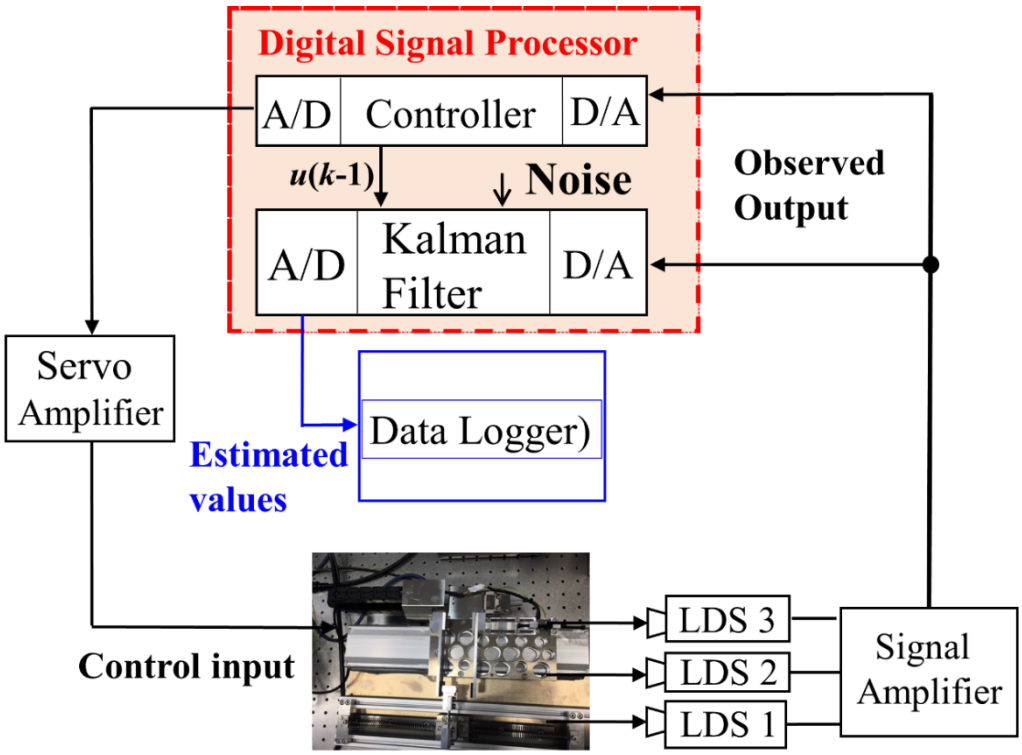


Fig. 5. 2　System diagram of the experimental verification for the Kalman filter (Conceptual scheme)

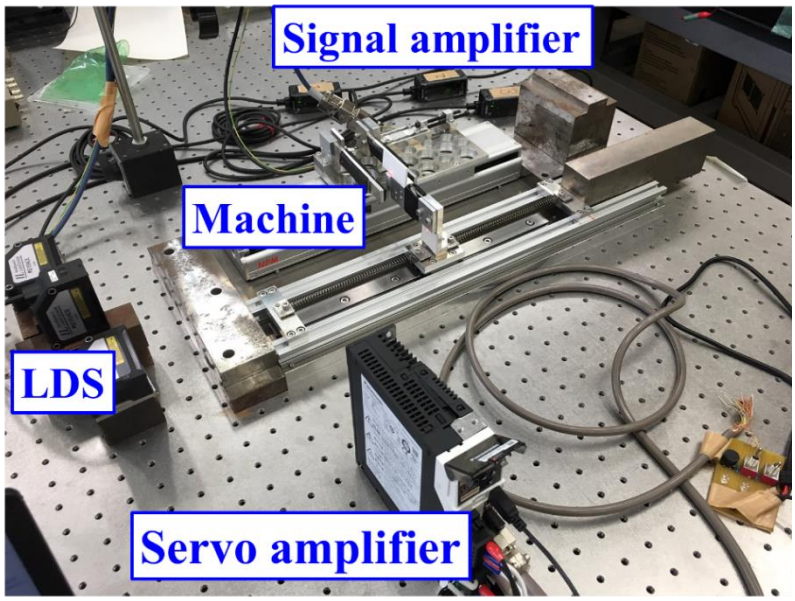


Fig. 5. 3　Overview of the real experimental system

Fig. 5. 2 において, モーターはサーボアンプで増幅された推力指令値によって駆動される. この推力は，バックラッシの影響を明示的に評価するために，2.0 s に負から正値に急変す

るステップ信号として与える．式(2．6)中の 3 つの変位は，それぞれレーザー変位センサー(LDS：KEYENCE, IL-300)によって計測される．また，残りの状態変数である速度は，このセンサー信号を微分することで得られる．センサーで計測した変位の内，観測出力(5．1)はデジタルシグナルプロセッサにフィードバックされる．この観測出力に基づいて，カルマンフィルタが状態ベクトルを推定する．また観測ノイズとして，デジタルシグナルプロセッサ内のセンサー信号に，プログラムで乱数値を加える．

提案手法を実験によって検証した結果を Fig. 5. 4 から Fig. 5. 15 に示す．これらは車体変位および速度の時刻歴波形であり，Fig. 5. 4 から Fig. 5. 9 は観測ノイズが無い場合の実験，Fig. 5. 10 から Fig. 5. 15 は観測ノイズを加えた場合の実験結果を示している．具体的に観測ノイズが無い場合の結果について，Fig. 5. 4，Fig. 5. 5，Fig. 5. 6 がそれぞれ，変位X_B，x_G，X_Eの推定結果であり，Fig. 5. 7，Fig. 5. 8，Fig. 5. 9 がそれぞれ，速度$\dot{X}_B$，$\dot{x}_G$，$\dot{X}_E$の推定結果を表す．観測ノイズを加えた実験についても同様の順番で，Fig. 5. 10 から Fig. 5. 12 が変位，Fig. 5. 13 から Fig. 5. 15 が速度の実験結果を示している．

各グラフについて，緑線(Estimated-E)がオイラー法を離散化手法として採用したカルマンフィルタによる推定結果であり，赤線(Estimated-Z)は 0 次ホールドを採用した場合の結果を示している．また，各グラフ内の青線は，レーザー変位センサーから得られた真値を表す．

Table 5. 1 は実験結果における，推定された各状態変数に関する MSE を示している．各行について上から，0 次ホールドを離散化として採用したノイズが無い実験，オイラー法を採用したノイズ無しの実験，0 次ホールドを採用したノイズ有りの実験，オイラー法を採用したノイズ有りの実験結果に対応している．

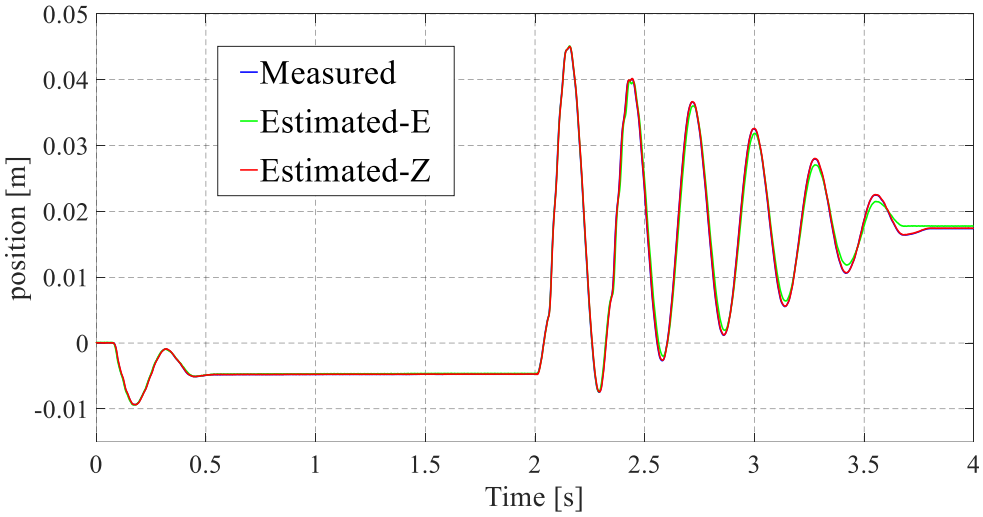


Fig. 5. 4　Displacement X_B estimated in the experimental verifications without observation noise

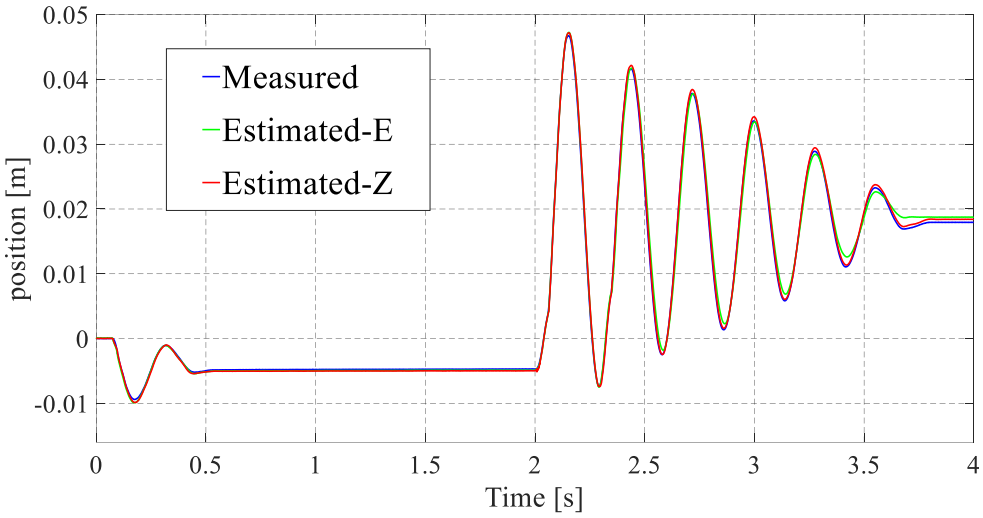


Fig. 5. 5 Displacement x_G estimated in the experimental verifications without observation noise

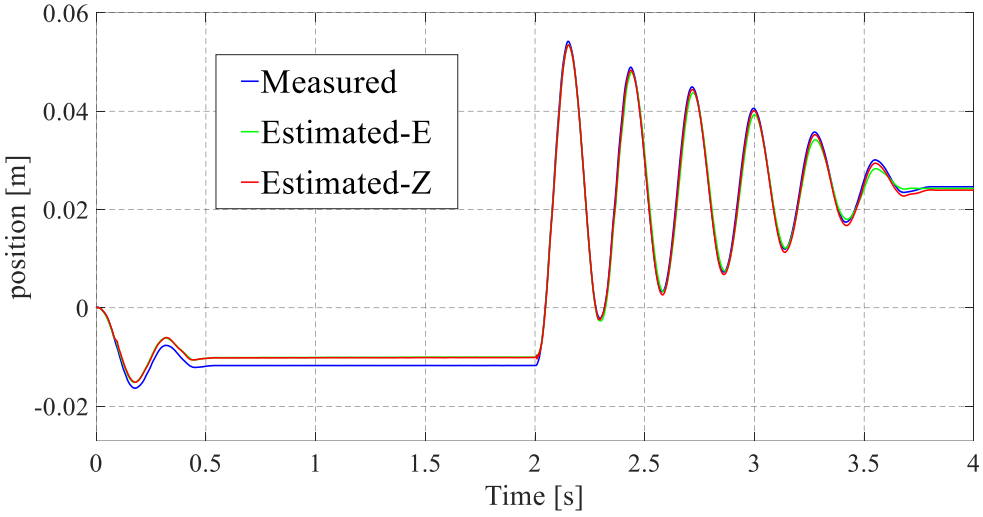


Fig. 5. 6 Displacement X_E estimated in the experimental verifications without observation noise

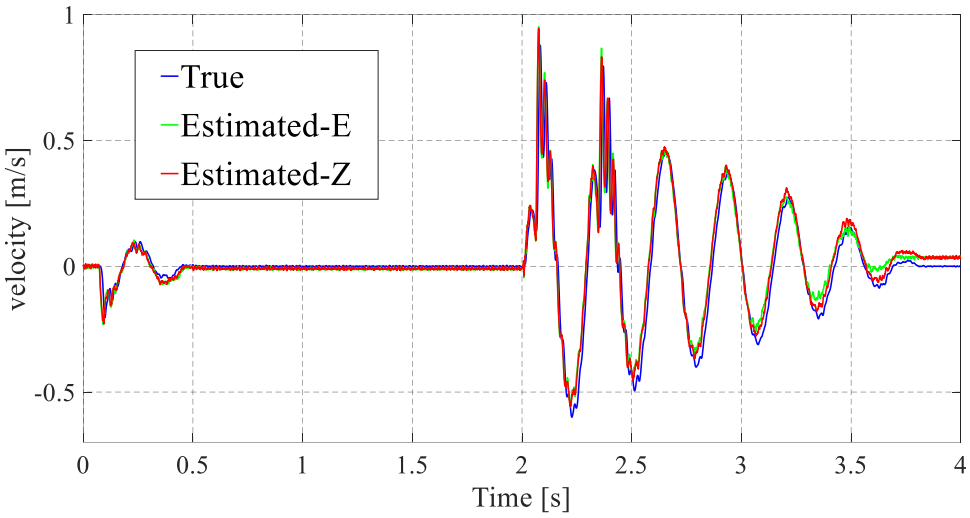


Fig. 5. 7 Velocity $\dot{X}_B$ estimated in the experimental verifications without observation noise

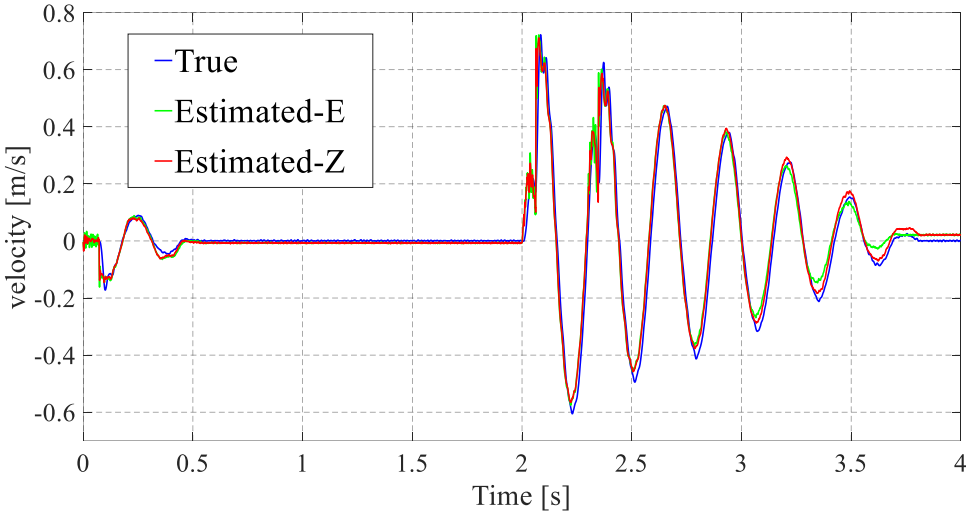


Fig. 5. 8 Velocity $\dot{x}_G$ estimated in the experimental verifications without observation noise

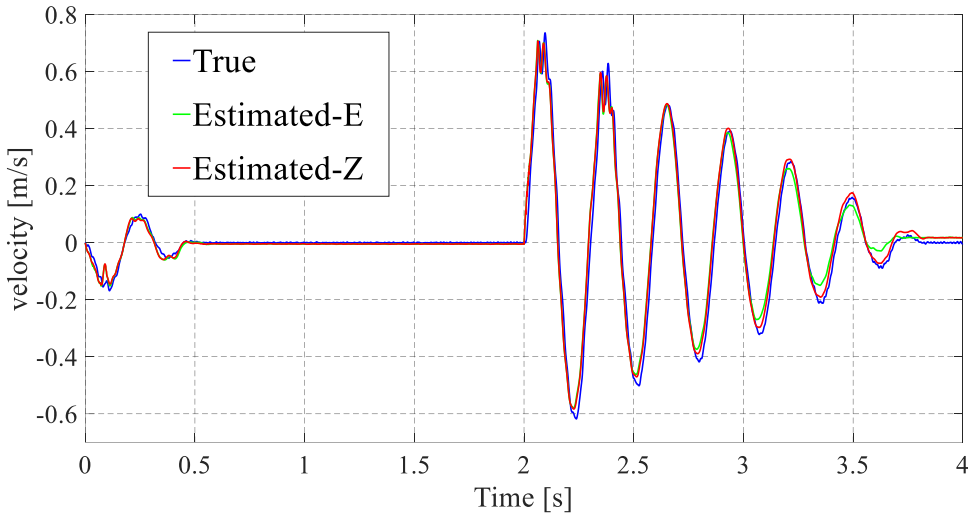


Fig. 5. 9 Velocity $\dot{X}_E$ estimated in the experimental verifications without observation noise

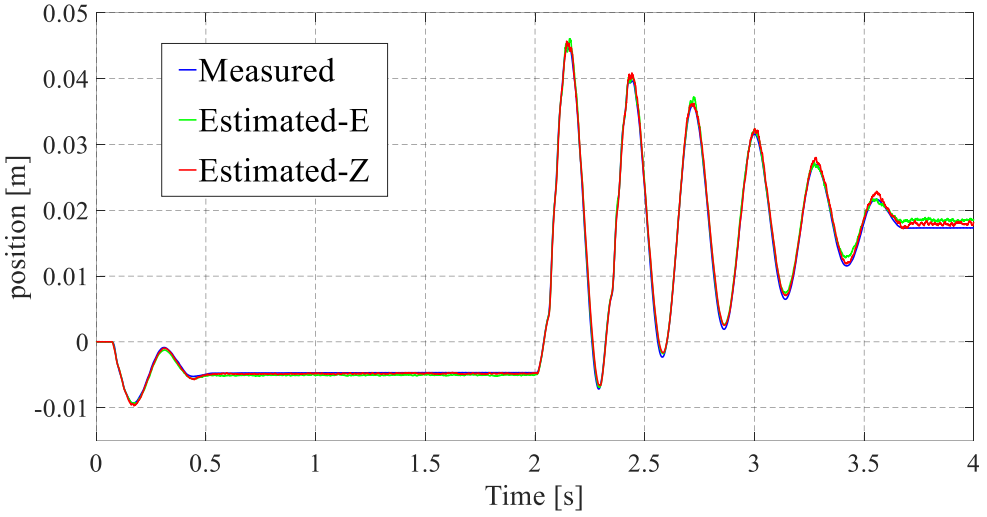


Fig. 5. 10 Displacement X_B estimated in the experimental verifications with observation noise

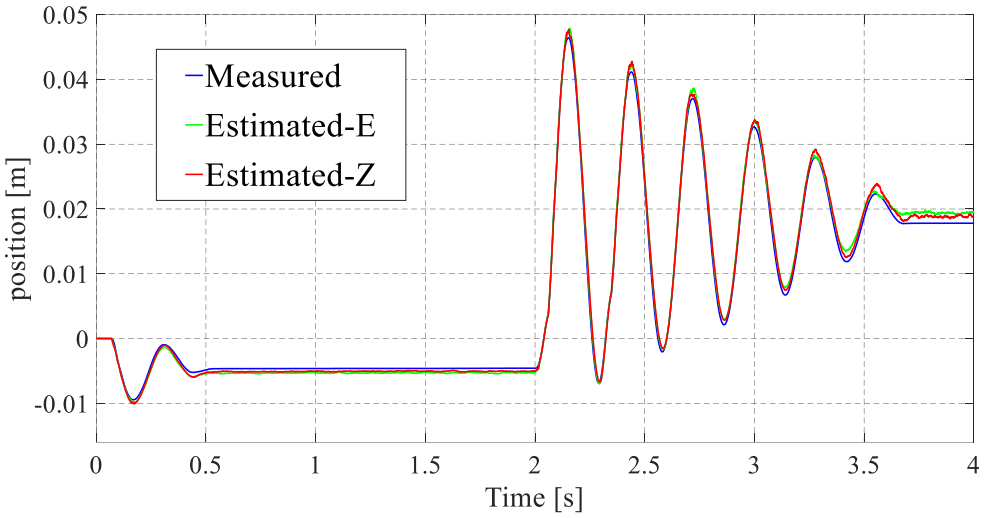


Fig. 5. 11 Displacement x_G estimated in the experimental verifications with observation noise

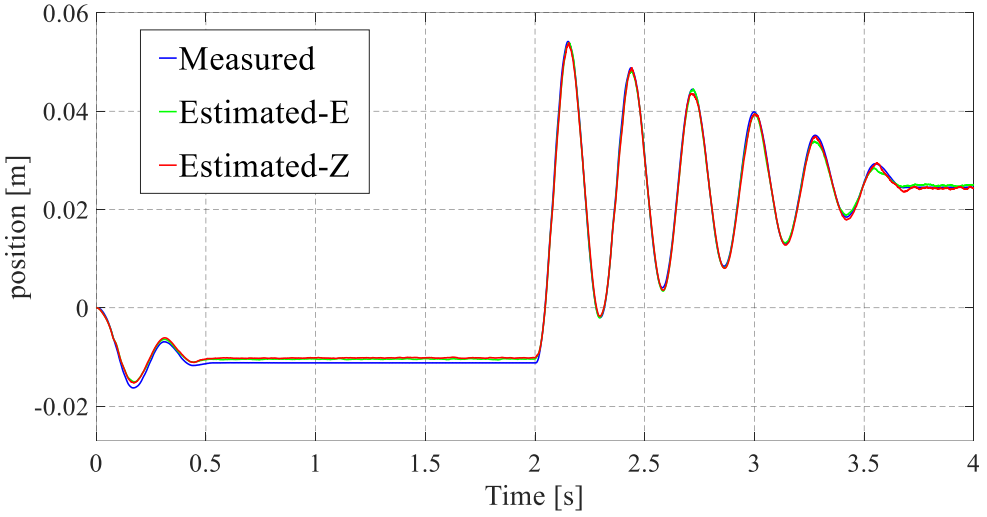


Fig. 5. 12 Displacement X_E estimated in the experimental verifications with observation noise

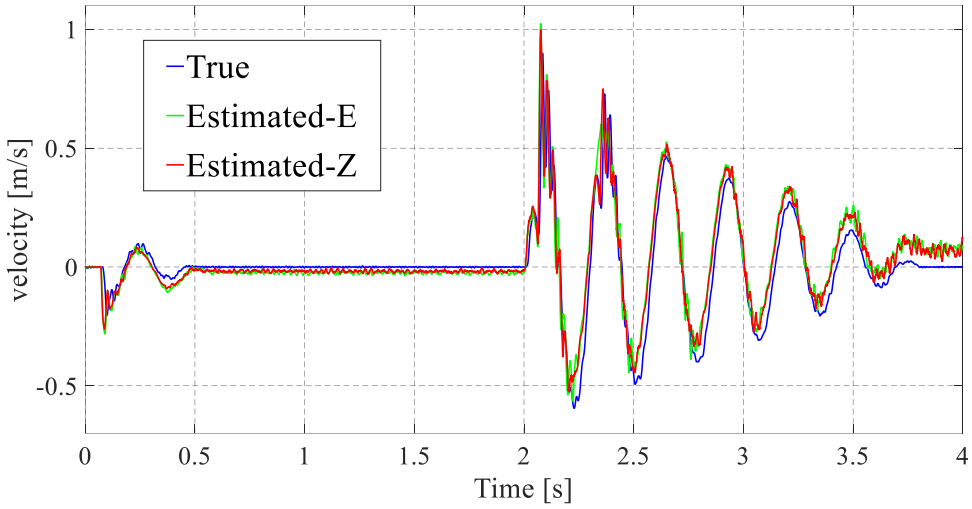


Fig. 5. 13 Velocity $\dot{X}_B$ estimated in the experimental verifications with observation noise

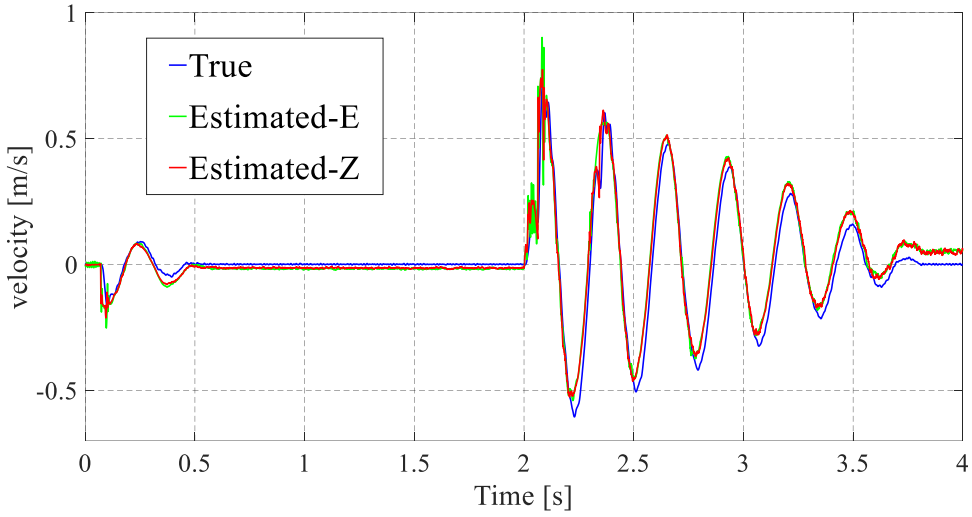


Fig. 5. 14 Velocity $\dot{x}_G$ estimated in the experimental verifications with observation noise

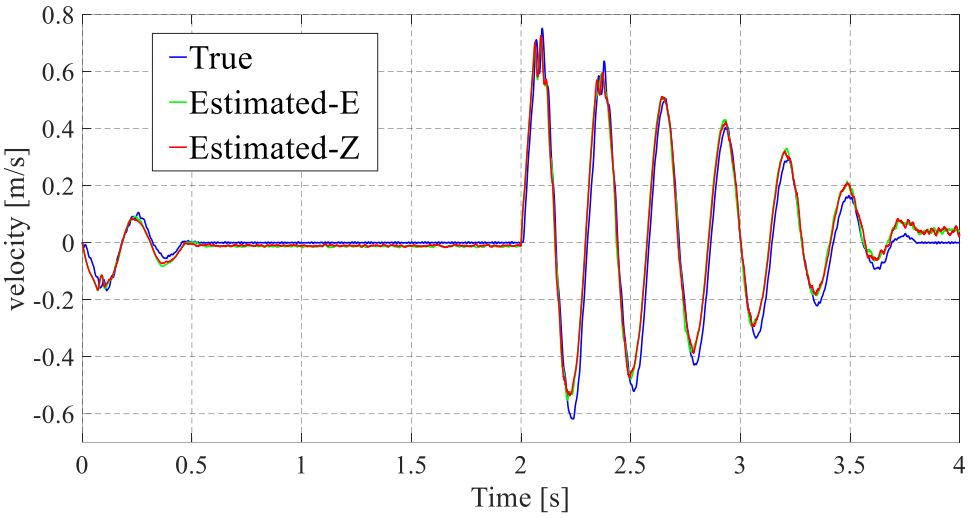


Fig. 5. 15　Velocity $\dot{X}_E$ estimated in the experimental verifications with observation noise

Table 5. 1　Experimental results of the mean squared errors on each state variable

State quantity	$\hat{X}_B$	$\hat{x}_G$	$\hat{X}_E$	$\hat{\dot{X}}_B$	$\hat{\dot{x}}_G$	$\hat{\dot{X}}_E$
MSE (zeroth-order hold)	4.325×10^{-8}	1.603×10^{-7}	1.421×10^{-6}	0.0034	0.0015	0.0012
MSE (Euler method)	2.921×10^{-8}	1.940×10^{-7}	1.023×10^{-6}	0.0038	0.0016	0.0012
MSE (zeroth-order hold, with noise)	2.564×10^{-7}	5.573×10^{-7}	6.726×10^{-7}	0.0050	0.0025	0.0020
MSE (Euler method, with noise)	2.104×10^{-7}	5.563×10^{-7}	5.577×10^{-7}	0.0055	0.0028	0.0019

上記の実験結果に示す変位，および速度の時刻歴応答は，提案手法による良好な推定精度を示している．つまり，真値の青線に対して，推定値を示す赤・緑線はほぼ重なっているため，全体的な傾向として適切な状態量推定がなされていると言える．これは，Table 5. 1 に記載されている各状態量についての MSE が極めて小さい値をとっていることからも確認され，提案手法の有効性が定量的に示されている．

例えば，Fig. 5. 4 と Fig. 5. 5 に示す変位，および Fig. 5. 7 と Fig. 5. 8 に示す速度について，各々における 2.0 s から 2.5 s までの応答からは，物理機能モデル中に存在する機構モデルの

有効性が確認できる．特に，バックラッシを表現するための機構モデルによる非線形特性が明確に観察できる．モーターは 2.0 s に急変する推力で駆動されるため，その瞬間，バックラッシ内で駆動側と被駆動側が切断し，車体が自由振動状態となる時間帯が生じる．この切断状態から再び両者が結合した瞬間の拡大図を Fig. 5. 16 と Fig. 5. 17 に示す．Fig. 5. 16(a)内に存在する黒い矢印は，実験装置が自由振動から強制振動に切り換わる挙動を示している．

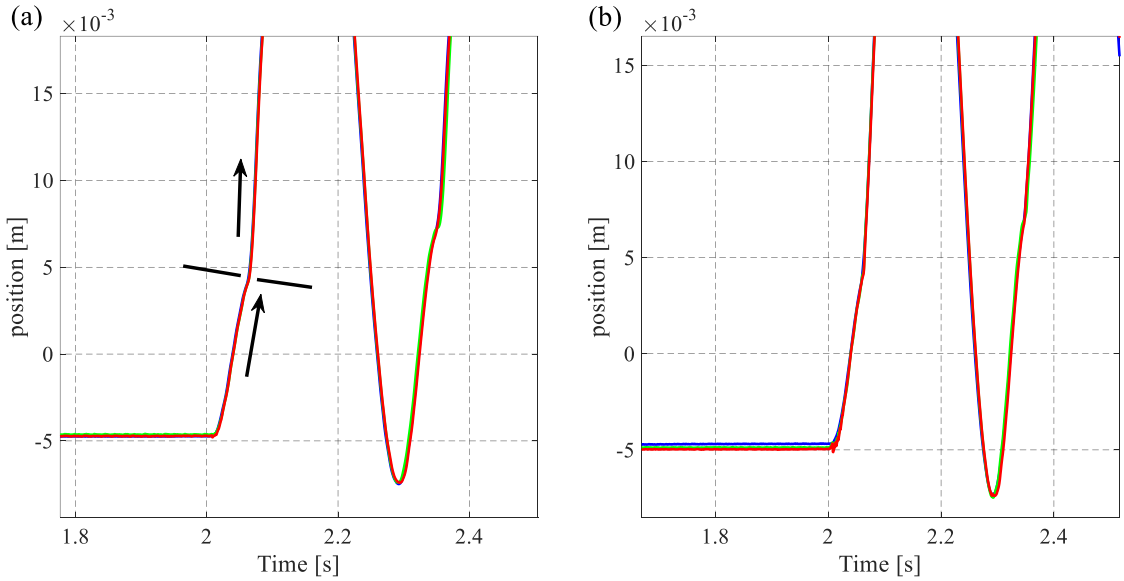


Fig. 5. 16　Enlarged graphs of Fig. 5. 4 and Fig. 5. 5, demonstrating nonlinear characteristics due to backlash

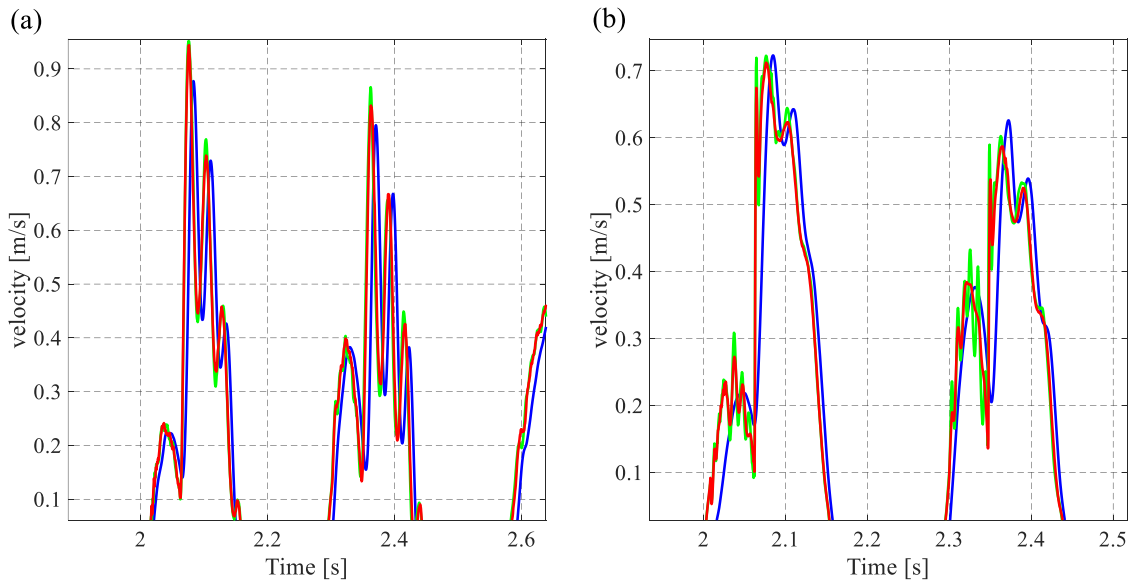


Fig. 5. 17　Enlarged graphs of Fig. 5. 7 and Fig. 5. 8, demonstrating nonlinear characteristics due to backlash

Fig. 5. 16 に示す滑らかではない変位応答，および Fig. 5. 17 の高周波モードの速度振動は，バックラッシにおける状態が切断から結合に切り換わる際の非線形特性によって生じている．重要な点は，推定値もこれらを概ね再現していることである．これより，機構モデルは非線形特性由来の応答の推定精度に重要な役割を持つことがわかる．従来の EKF はテイラー展開を伴うため，滑らかではない非線形特性を含む，例えば本研究の実験装置のようなシステムには適用できない．しかし，上記の実験結果から，物理機能モデルと時変線形カルマンフィルタを組み合わせた提案手法は，このような非線形システムの状態量推定に対して有用であることが明らかとなった．

本検討では赤線と緑線に示すように，物理機能モデルから得られる状態方程式は，0 次ホールドまたはオイラー法で離散化された．この離散化手法の違いは，提案手法の推定精度および計算負荷に影響を与える．Table 5. 1 の 2 行目と 3 行目の MSE を比較すると，2 つの速度$\dot{X}_B$，$\dot{x}_G$について，0 次ホールドがより高い推定精度を発揮している．観測ノイズを加えた場合の 4 行目と 5 行目の比較においても，バックラッシの影響が直接的に表れる 2 つの速度$\dot{X}_B$，$\dot{x}_G$について，0 次ホールドがより小さな MSE をとっている．この性能差は，Fig. 5. 17(b)からも観察できる．具体的には，バックラッシ結合直後の 2.0 s から 2.5 s において，オイラー法で得られた緑線の推定結果が若干乱れている．よって，0 次ホールドで得られたモデルをカルマンフィルタに用いる方が，より高い推定精度を得られると考えられる．これは，両者の計算手法上の違いが理由の 1 つとして考えられる．式(5. 12)の行列指数関数の計算[137]について，オイラー法は，その定義であるテイラー展開を 1 次項のみで打ち切った近似である．そして，バックラッシ結合直後の速度は高周波振動であるため，テイラー展

開における高次項の影響が無視できなくなり，推定精度が悪化したと考えられる．

しかし，カルマンフィルタの計算負荷を両者で比較すると，オイラー法の方が 0 次ホールドよりも優位である．Table 5. 2 は，両者を用いた提案手法をシミュレーションで検証した際の所要時間を示している．これらの所要時間は，シミュレーションを m-file (MATLAB R2016a)のスクリプトで実行し，時間計測関数’tic’, ‘toc’を用いることで計測した．解析に使用された PC の仕様は, DELL Precision 3630 Tower (CPU ; Xeon E-2124, Memory ; 16GB DDR4) である．また，シミュレーションにおけるサンプリング周期は 0.02 ms と設定した．

Table 5. 2　Simulation time of each discretization method measured to compare their calculation loads with each other

Discretization method	Zeroth order hold (ΔT_s : 0.02 ms)	Euler method (ΔT_s : 0.02 ms)
Simulation time [s]	12.161340	4.932210

Table 5. 2 における比較から，オイラー法は 0 次ホールドの半分以下の時間でシミュレーションを完了しており，すなわち計算負荷がより軽いことがわかる．この理由も，上記の行列指数関数を計算する際の近似手法の違いに帰着できる．以上より，本研究の結果は，離散化に関して，推定精度と計算負荷の間にトレードオフの関係が存在することを示唆している．すなわち，これらの内どちらを優先するかによって，物理機能モデルに対する離散化手法を適切に選択する必要がある．

5. 5　本章の結言

本章では，物理機能モデルの新しい応用分野を開拓するために，これを利用した非線形機械システムの状態量推定手法を提案した．物理機能モデルは，従来より自動車のモデルベース開発で有効性を発揮してきたモデリング手法であり，異分野モデルの統合や多種多様な非線形特性を柔軟に表現できるといった利点を有する．本研究は，物理機能モデルから時変線形状態方程式が得られる点に着目し，これを線形カルマンフィルタ中の予測ステップで利用した．代表的な非線形カルマンフィルタである EKF と比較して，本手法はヤコビアン計算を伴わないため，計算負荷の軽減やバックラッシなどの非線形特性に適用できるという優位性を持つ．提案した時変線形カルマンフィルタは，状態量の推定実験で検証され，その高い推定精度を確認した．また，物理機能モデルに対する離散化手法が，提案手法の推定精度および計算効率に影響を与えることを明らかにした．

第6章　　時変制御周期制約に対する補償

6. 1　本章の緒言

前章までの検討においては，エンジンの制御周期制約の内，周期の延長に起因する離散化の悪影響のみに焦点を当てていた．すなわち，制御周期は一定であるという仮定を置いていた．しかし，実際のエンジンにおける制御入力の更新間隔は，回転数に依存して時変である．本章は，この時変周期が引き起こす悪影響に対して対策を行う．提案する制御系の特色は，従来のドライブトレイン制御では不十分であったバックラッシへの対処，および制御周期制約による 2 つの課題を全て同時に考慮した点である．

快適性やドライバビリティを向上させる上で，ドライブトレインのアクティブ振動制御は重要な技術課題である．特に駆動トルクが変動するチップイン・チップアウトの運転条件においては，非線形要素であるギヤバックラッシが振動性能を劣化させる．具体的には，ギヤが不感帯を空走・衝突する際に発生するショックが振動振幅を増大させるためである．バックラッシは様々な機械システムで共通の課題であり，その有効な対策としては，PID 制御とスライディングモード制御(SMC)を切換える手法[38]や，外乱としてモデル化するアプローチとH_∞制御問題[32][33][89][92]，そしてモデル予測制御が挙げられる[35][36].

しかし，ドライブトレインの制御ではバックラッシのみならず，使用するアクチュエータの制御周期に課される制約を考慮しなければならない．エンジンはアクティブ制御に利用される有力なアクチュエータの 1 つである．しかし，エンジンは，デジタル制御系と同期した高速かつ一定の周期でトルク，すなわち制御入力を更新できない．なぜならば，発生トルク値を更新するために，排気，吸気，圧縮，燃焼爆発から成る一連の機械的プロセスを必要とするためである（Fig. 6. 1 を参照）．すなわち，燃焼爆発が発生し，クランクシャフトが一定角回転する瞬間しか制御入力を更新できない．この爆発の発生間隔が，エンジンのおおよその制御周期であり，これは明らかにエンジン回転数に依存する．本研究で焦点を当てる，この制約による本質的な悪影響は以下の 2 つである．

(A) 制御対象の固有振動数と比較して，アクチュエータの制御周期が非常に長い．そして，デジタル制御器をこの長い制御周期で実装せざるを得ないため，その際の離散化・離散近似誤差が特性を劣化させる．
(B) アクチュエータによる実際の制御周期は時変である．具体的にこの影響は，制御器からの指令値に対して，実際に生じる制御入力の位相を遅らせる．

この制御周期制約を陽に考慮したドライブトレインの制御は少ないものの，特に注目すべき先行研究がいくつか存在する．極配置を用いた設計においては，トルクの実現に伴う遅れがパデ近似でモデル化された[71]．また，エンジンに対して，その最大遅れ時間で固定

したモデル化を行い，連続時間ベースでH_∞補償器を設計した検討も存在する[72][73]．この文献は，遅れに対する位相余裕やモデルの不確かさ等を周波数重み関数に反映させ，制御器のシステマティックなチューニング方法を提案している．さらに，エンジンの遅れを補償, または積極的に利用するためには, 予測制御に基づくアプローチも有効である[74][75]．これらの検討は，実車を使用した実験検証も含んでいる．

しかし，先行研究では，(A)に関するアクチュエータの制御周期が長い点が十分に考慮されていない. 具体的には, 制御周期の延長による離散近似誤差の影響が補償されていない．また，バックラッシの補償についても，衝突後のオーバーシュートやショック低減などが陽に対処されておらず，振動制御性能が不十分である．これらは，一般的な機械系全般で要求される性能を考慮しても，改善されなければならない．より完全にバックラッシの影響を抑制するためには，不感帯で駆動側と被駆動側が切断している最中の補償が必要である．

以上より，著者の知る限りでは，バックラッシの悪影響，および制御周期制約による課題(A)(B)の全てに同時に対処した制御系は検討されていない．先行研究と比較して，本研究はそのようなアクティブ制御手法を提案する．すなわち，本研究による貢献は，下記の 3 つの課題に対する補償を組み合わせた制御系である．

(C1). チップイン・チップアウトの条件下におけるオーバーシュートなど，バックラッシが引き起こす振動・応答の劣化.
(C2). 制御対象の固有振動数に対して, 制御周期が非常に長い. これは, 課題(A)に対応する.
(C3). 制御周期が時変である．これは，課題(B)に対応する．

第 4 章で得られた知見から，制約の 1 つである制御周期の延長(C2)に対しては，サンプル値制御理論が有効である．本章はこれをベースとして使用し，時変制御周期(C3)への対策を検討する．時変制御周期は，アクチュエータから発生する制御入力の位相を遅らせるため，この影響を補償するために，サンプル値制御器を用いた予測処理を提案する．これは，制御器からの過去・未来の指令値を用いた制御入力に関する最近傍補間である．具体的に提案手法は，1 ステップ未来の制御入力を予測しておき，実際の制御入力の更新時刻が周期後半にある場合，予測値を近似的に指令する．この予測処理は，制御入力の指令値に対する最大位相遅れを補償することに焦点を当てている．予測に必要となる状態ベクトルは，第 5 章で提案した時変線形カルマンフィルタに基づき推定される．

さらに，バックラッシ(C1)を補償するために，第 3 章で提案した制御モード切換えアルゴリズムを，サンプル値制御器を用いた予測処理と組み合わせる．第 3 章の手法は，線形モデルベース制御器全般に対する汎用性を有するため，離散時間状態空間で実現されたサンプル値制御器に対しても容易に適用できる．そしてこの制御モード切換えアルゴリズムを，(C3)対策である予測シミュレーション中に含めることで，提案する制御系は，3 つの課題

(C1-3)に同時に対処する．以上より，制御周期制約を考慮しつつ，バックラッシ切断時の補償によって衝突時のショックを軽減し，オーバーシュートと過渡振動の両者を抑制することが可能になる．

最後に，基礎実験装置を使用した実験を通じて，提案するアクティブ振動制御系の有効性を検証する．これは，(C1), (C2), および(C3)に対する各々の対策の効果を確認するために，いくつかの比較実験を含む．

本章で示す内容，すなわち制御系の概要やシミュレーション・実験検証の結果等は，文献[108][138]に基づく．

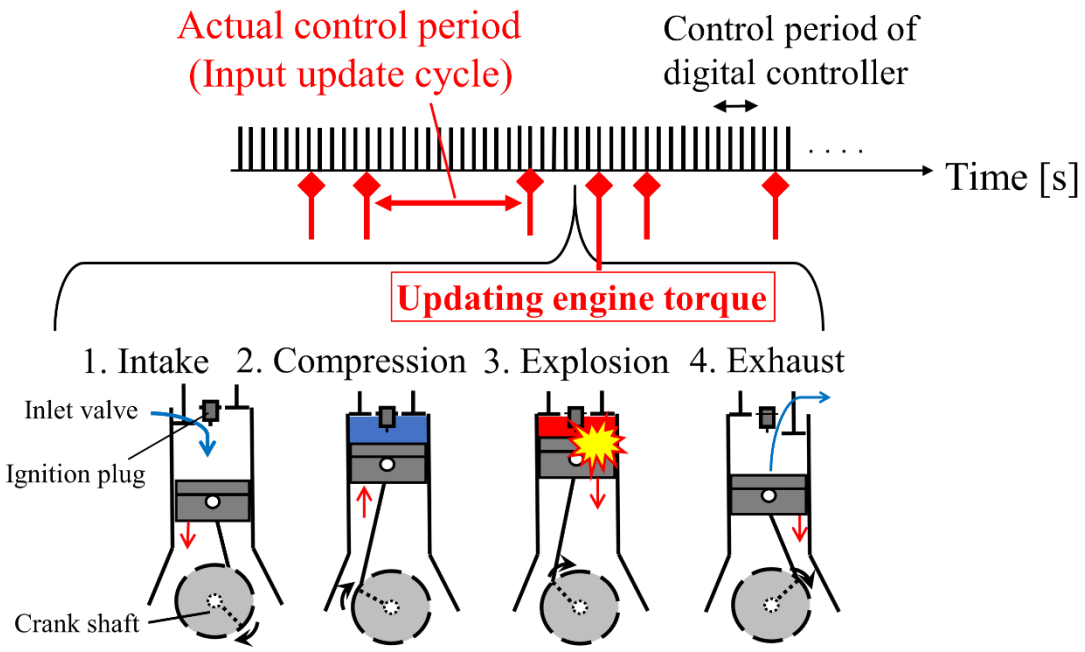


Fig. 6. 1　Limitation of control cycle due to mechanism generating engine torque: Time-varying long control cycle
(参考文献[108], Figure 1 より引用)

6. 2　本実験システムにおける時変制御周期制約の設定

最初に，実験装置に対する制御周期制約の与え方を述べる．Fig. 2. 4 の実験装置では，リニアモーターをアクチュエータとして使用する．Fig. 6. 1 に示す実際のエンジンの詳細なメカニズムを製作・再現することは困難であるため，エンジンと等価な制御周期制約のみを，デジタルシグナルプロセッサ内に設定したプログラム処理によってモーターに与える．Fig. 6. 2 は，制御実験における閉ループ系を概念的に示している．通常のデジタル制御と同様に，デジタルシグナルプロセッサ内の制御器は，短くかつ一定の周期で制御入力を計算できる．しかし，その直後において，同じデジタルシグナルプロセッサ内のプログラム処理が，実

際に制御入力を更新できる周期（最終的にモーターへ指令される推力値の更新間隔）を制限する．これは後述するように，実際の制御周期を長くかつ時変動させる処理である．結果的に，制御器が意図したそのままの制御入力は実現されない一方，更新周期を制限された推力がモーターを駆動していることになる．

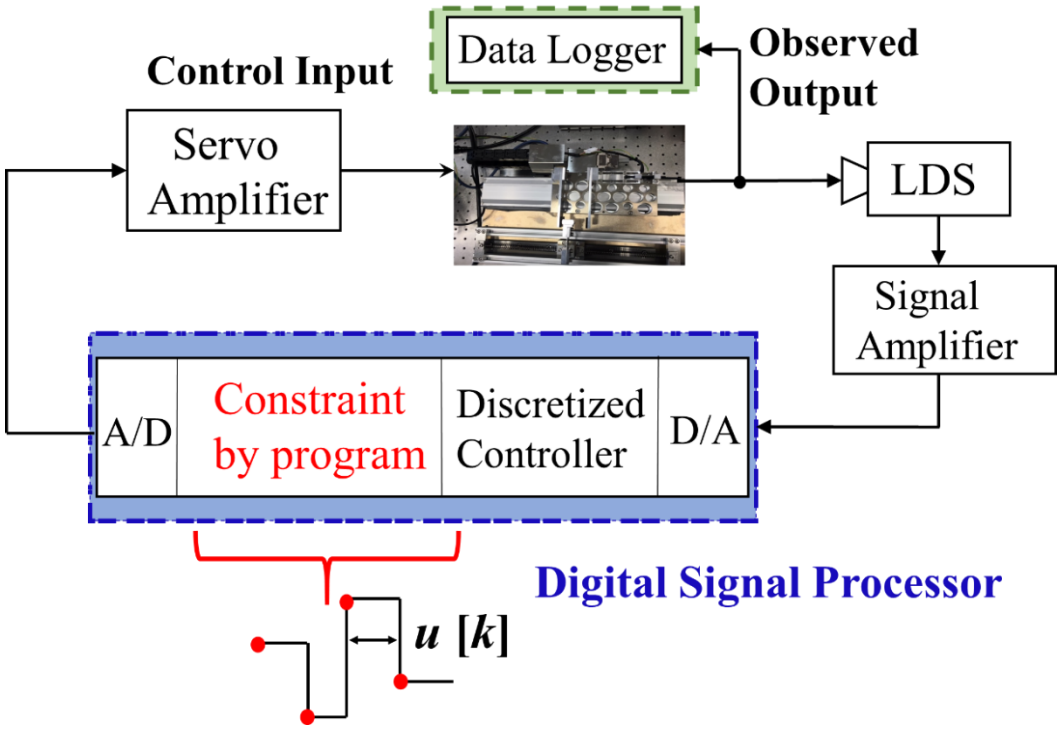


Fig. 6. 2　Conceptual diagram of the closed-loop system in the experimental verifications with the time-varying long control period
(参考文献[108], Figure 3(a)より引用)

具体的に，デジタルシグナルプロセッサの制約プログラムは，(C2)および(C3)の条件を再現しなければならない．本研究では Fig. 6. 3 に示す一例のように，制約となる実際の制御周期をデジタルシグナルプロセッサ内において設定する．すなわちこれは，制御対象の固有振動数に対して長く，かつ時変動する周期である．Fig. 6. 3 は，デジタルシグナルプロセッサからの信号を近似的に時刻歴として記録したものである．後に示す制御実験では，Fig. 6. 3 に示すものと同じ傾向の周期を採用した．

たとえ制御器が新しい制御入力の値を指令したとしても，この実際の制御周期に従って，デジタルシグナルプロセッサの制約プログラムはモーターの推力値を同じ値にホールドし続ける．Fig. 6. 3 に示す例からは，制御入力の更新周波数が，制御対象である固有振動数のおよそ 6 倍から 9 倍まで変動することがわかる．通常，制御帯域の 10 倍の早さで制御器のサンプリング周期を設定すれば良いという経験則[58]に基づくと，本研究の制約で与える周

期は十分長い．また Fig. 6. 3 から，明らかにこの周期は時変である．以上より，デジタルシグナルプロセッサの制約プログラムは，(C2)および(C3)の条件を同時に再現できている．

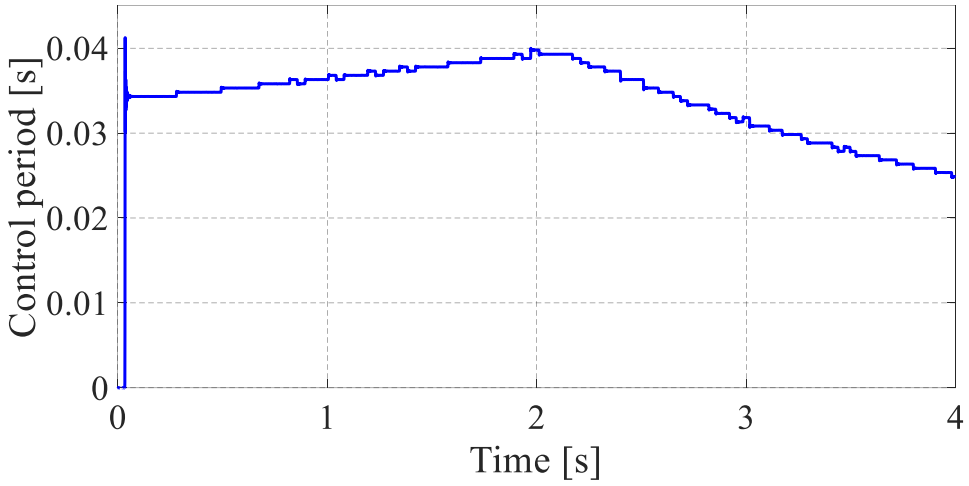


Fig. 6. 3　Time history of the actual control period, which is long and time-varying, produced by the program in DSP
(参考文献[108]より引用)

6. 3　サンプル値H_2制御器の設計

制御対象の固有振動数に対して，制御周期が長い条件下(C2)においても，制御器の特性を維持するために，本研究は，サンプル値H_2制御器[39][40][41][48][116][117]を実験装置に適用する．この方針は第 4 章に基づく．サンプル値制御器の実装プロセスにおいては，プラントおよび制御器に対する離散近似が不要であるため，サンプル点間の応答が陽に評価される．よって，これを可能な限り長いサンプリング周期で実装することで，制御入力を更新する間隔が長いことに起因する性能劣化が改善される．設計されたサンプル値制御器は，次節に示す予測処理中で使用される．

Fig. 6. 4 は制御器の設計に使用した一般化プラントを示す．z_1とz_2は，それぞれH_2ノルムで評価される制御出力を表す．レーザー変位センサーによって計測された変位$y = X_B$は，観測出力として扱われる．効果的な制御仕様を明示するために，Fig. 6. 5 は各周波数重み関数$W_j(s)$ $(j = 1, 2)$のゲイン特性の一例を表している．

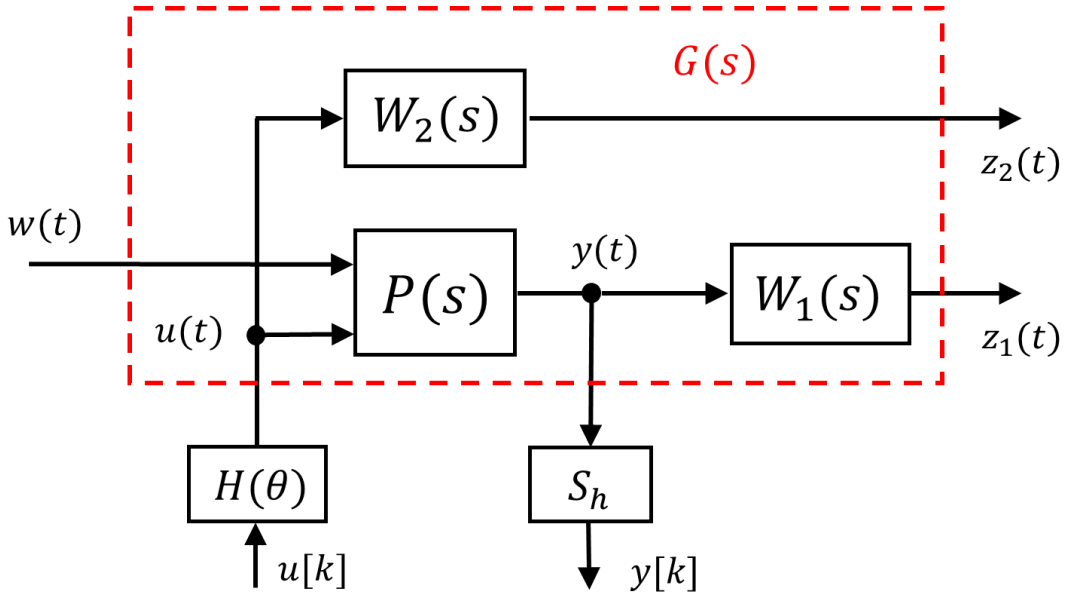


Fig. 6. 4　Generalized plant used to design the sampled-data H_2 controller

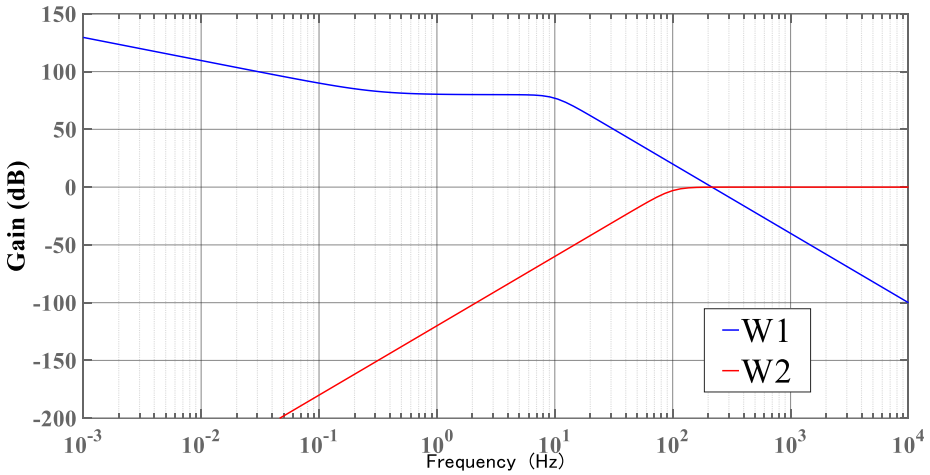


Fig. 6. 5　One example of the gain properties of each frequency weighting function
(参考文献[108]より引用)

本章では第 4 章と同じく，以下に示すような基本構造で定義される周波数重み関数$W_1(s)$を使用する．

$$M(s) = \frac{s + (2\pi \times \varepsilon_2)}{1.0} \tag{6. 1}$$

$$\tilde{W}_1(s) = \frac{2.481 \times 10^5}{s^3 + 125.7s^2 + 7896s + 2.482 \times 10^5} \times \frac{1.0}{s + (2\pi \times \varepsilon_1)} \tag{6. 2}$$

$$W_1(s) = \widetilde{W}_1(s) \cdot M(s) \tag{6. 3}$$

制御器を設計する際には，良好な制御性能へ寄与できるように，式(6. 1)から(6. 3)に示すような$W_1(s)$と$W_2(s)$のパラメータを適切にチューニングする必要がある．具体的にこの制御性能は，下記に示す(P1)および(P2)の条件を満たす応答を意味する．

(P1) 過渡振動が十分に低減されている．
(P2) 制御出力が目標値信号に対して，少ない定常偏差で追従する．

当然，上記の良好な制御性能は，W_1とW_2のチューニングのみからは得られない．サンプル値制御器と，後に示す時変周期およびバックラッシに対する補償を全て同時に使用しない限り，(P1)と(P2)の両者を達成した最良の制御性能は実現できない．これらの内の 1 つ，すなわちサンプル値制御器（W_1とW_2のチューニング）は，部分的に応答の変化に寄与する．

重み関数W_1とW_2のパラメータは，上記の性能(P1)と(P2)に対する定性的な影響を考慮しつつ，実際に実験検証を行うことで決定された．提案する制御系に関して，各パラメータから(P1)と(P2)に与える影響に基づく設計指針は以下に示される．

式(6. 2)中の 1 つ目の伝達関数であるローパスフィルタは，車体振動z_1の制御帯域を低周波帯域に限定するために導入される．よってそのカットオフ周波数は，高過ぎない低周波数値として設定しなければならない．一方でこれは，必ず制御対象の 1 次固有振動数よりも高い値として設定する必要がある．この指針は，制御対象の固有振動数の変動に対するロバスト性を確保するためである．本章では，制御対象の 1 次固有振動数がおよそ 4 Hz であるため，これから十分な余裕を取り，カットオフ周波数を 10-30 Hz で設定した．ローパスフィルタの通過帯域におけるゲインは，制御器設計のために，z_1に関するH_2ノルムを最小化する際の定数重みとなる．従って，その値を小さく設定し過ぎると，過渡振動に対する抑制性能が不十分となる可能性がある．本章の実験においては，このゲインの値は 60 dB 以上となるよう設計した．

ステップ目標値信号に対する定常偏差を減少させるためには，式(6. 2)中の 2 つ目の伝達関数である近似積分器$1/(s + (2\pi \times \varepsilon_1))$を，出来るだけ厳密な積分器$1/s$に近付ける必要がある．以上より，カットオフ周波数$\varepsilon_1$は，0 に近い極めて小さな正の値として設定しなければならない．

重要な点として，式(6. 1)の$M(s)$は，周波数ε_2以上の帯域において近似積分器のゲインが低下し続けることを防止し，これを平坦に成形する役割を持つ．よって，$M(s)$と式(6. 2)中の近似積分器を掛け合わせることで，周波数ε_2以上の帯域における近似積分器のゲインの低下，すなわち$\widetilde{W}_1(s)$のゲイン低下を防ぐ．これは，$W_1(s)$の制御帯域におけるゲインの低下に起因する過渡振動の悪化を回避する目的がある．よってこの目的から，ε_2は，(0 Hz $< \varepsilon_1 \ll \varepsilon_2 <$ Natural frequency of the controlled object)という条件で設計する必要がある．

ハイパスフィルタである$W_2(s)$は，高周波帯域における制御入力を制限するために導入される．よって，そのカットオフ周波数は，上記のローパスフィルタの通過帯域よりも十分高くなるよう設定する．また$W_2(s)$のゲインは，制御入力z_2を制限する際の重み定数となる．よって，特に過渡振動を改善する必要がある場合は，これは小さく設定すると良い．

6. 4　サンプル値制御器を用いた予測制御手法

6. 4. 1　時変周期による制御入力の位相遅れ

Fig. 6. 6 は，シミュレーションで得られた制御結果を示す．これは，時変制御周期を有するプラントに対して，一定周期で動作するサンプル値制御器を直接適用した場合の制御入力の拡大図である．黒線と赤線はそれぞれ，制御器からの指令値と実際にアクチュエータを駆動している制御入力を表している．

時変制御周期による影響は，実際に更新される制御入力の位相遅れという形で観察される．Fig. 6. 6 からわかるように，指令値（黒線）と実際の制御入力（赤線）の位相差は，制御系や振動特性に悪影響を及ぼす．たとえ制御器が新しい入力指令値を更新したとしても，制約を課されているアクチュエータは，同期したタイミングで同じ制御入力を発生できない．よって，常に実際の制御入力の位相が遅れる．特に制御周期の後半においては，制御入力が，ほぼ 1 ステップ過去の指令値に従って更新される．1 周期が最大の位相遅れ量であることを考慮すると，これは制御系に最も大きな悪影響を与える状況である．

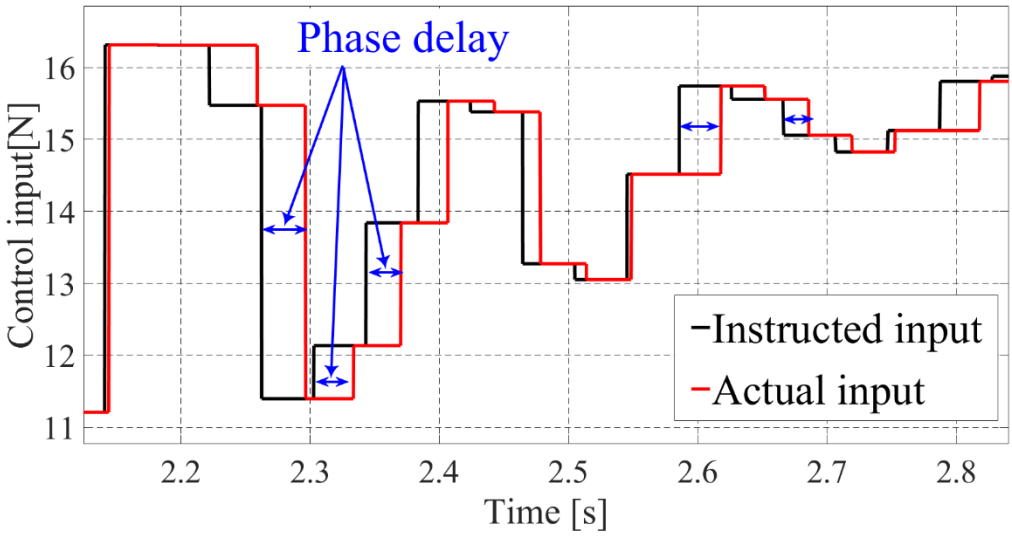


Fig. 6. 6　Phase difference between instructed inputs from the controller and inputs actually updated by the actuator
(参考文献[108], Figure 5 より引用)

6. 4. 2　1 ステップ先に対する予測処理

本研究では，時変制御周期による位相遅れを補償するために，1 ステップ未来に対する予測処理を適用する．これは，最も大きな悪影響，すなわち制御周期の後半において制御入力が更新される状況に焦点を当てている．提案する予測処理は，制御入力の最大位相遅れを補償する．制御性能を改善するためには，赤線の制御入力は，その更新時刻に最も近いステップで算出された指令値に従うべきである．以上より，制御周期の後半においては，1 ステップ先に対して予測された制御入力を近似的に指令する．これは，サンプル値制御器からの過去および未来の指令値を用いて，実際の更新時刻に近い方の値を採用するため，制御入力の最近傍補間とも見なせる．

以下では，提案する制御系を概念的に説明する．予測処理の概要を Fig. 6. 7 に示す．ここでは，現在時刻を$t = n\Delta T_s$と仮定している．ΔT_{cont}，ΔT_s，$\Delta T_{predict}(\geq \Delta T_s)$はそれぞれ，サンプル値制御器の設計周期，デジタルシグナルプロセッサの計算周期，および予測計算のためのシミュレーション周期を表す．これらは全て一定周期である．また，ΔT_{cont}，ΔT_s，$\Delta T_{predict}(\geq \Delta T_s)$に関するステップ数をそれぞれ，$k$，$n$，$i$と書く．Fig. 6. 7 においては，$\Delta T_{cont}$の後半に至ってもアクチュエータが制御入力を更新できない場合，$\Delta T_{predict}$間隔の予測計算を実行することで，1 ステップ未来の$(k+1)\Delta T_{cont}$における指令値$u(k+1)$を近似的に求める．制御入力に関する最近傍補間の観点に基づくと，制御則は以下のように記述できる．

アクチュエータが実際に制御入力を更新できる時刻を，

$$t = t^* \quad (n\Delta T_s < t^* \leq (k+1)\Delta T_{cont}) \tag{6. 4}$$

とおく．また，時刻tの時点で制御系から指令される制御入力を$u^{command}(t)$と表す．この表記法に従えば，本研究で提案する制御則は次の式で定義される．

$$\begin{aligned} u^{command}(t^*) &= w_{(k)} \cdot u(k) + w_{(k+1)} \cdot u^{command}\big((k+1)\Delta T_{cont}\big) \\ &= w_{(k)} \cdot u(k) + w_{(k+1)} \cdot u(k+1) \end{aligned} \tag{6. 5}$$

ただし，式(6. 5)中の$w_{(k)}$と$w_{(k+1)}$は，次式に示すような 0 または 1 の値をとる切換えパラメータを意味する．$u^{command}\big((k+1)\Delta T_{cont}\big) = u(k+1)$は，Fig. 6. 7 中に示される予測シミュレーションで得られた制御入力指令値である．

$$w_{(k)} = \{0,\ 1\},\ w_{(k+1)} = \{0,\ 1\} \tag{6. 6}$$

これらの切換え変数は，制御入力の最近傍補間を意味する．すなわち，更新時刻t^*が制御周期ΔT_{cont}の後半にあり，かつアクチュエータを駆動している入力と$u(k)$の値が異なる場合，予測計算が実行される．そして更新時には，予測入力$u(k+1)$を近似的に指令する．一方で，

それ以外の場合は，サンプル値制御器からの指令値$u(k)$を適用する．最近傍補間の基本形は，次の切換え則として定義される．

$$\begin{cases} w_{(k)} = 0, & w_{(k+1)} = 1 \\ w_{(k)} = 1, & w_{(k+1)} = 0 \end{cases} \quad \begin{matrix} (n\Delta T_s - k\Delta T_{cont}) \geq \frac{1}{2}\Delta T_{cont} \text{ and } u^{actual}(n\Delta T_s) - u(k) \neq 0 \\ \text{else} \end{matrix} \tag{6. 7}$$

ただし，時刻tの時点でアクチュエータを駆動している制御入力は，$u^{actual}(t)$と記述されている．

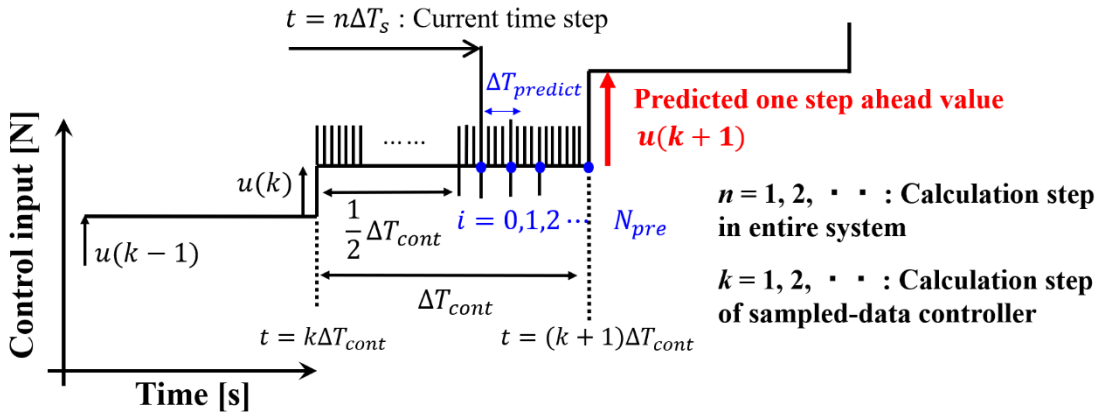


Fig. 6. 7　Conceptual scheme of one step ahead prediction to compensate for the phase delay.
(参考文献[108], Figure 6 より引用)

具体的に，$t = (k+1)\Delta T_{cont}$における指令値$u(k+1)$を予測するためには，$t = n\Delta T_s$から$t = (k+1)\Delta T_{cont}$までの合計N_{pre}ステップから構成されるプラントのシミュレーションを実行する必要がある．これは，次式のように書ける．

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{x}_{pd}[i+1] = \boldsymbol{A}_{pd}\boldsymbol{x}_{pd}[i] + \boldsymbol{B}_{p1d}\boldsymbol{w}_p[i] + \boldsymbol{B}_{p2d}u[i] \\ &= \{\boldsymbol{I} + \Delta T_{predict} \cdot \boldsymbol{A}_p(t)\}x_{pd}[i] + \{\Delta T_{predict} \cdot \boldsymbol{B}_{p1}(t)\}\boldsymbol{w}_p[i] \\ &+\{\Delta T_{predict} \cdot \boldsymbol{B}_{p2}(t)\}u[i] \end{aligned} \tag{6. 8}$$

$$y_{pd}[i] = \boldsymbol{C}_{pd}\boldsymbol{x}_{pd}[i] + \boldsymbol{D}_{p1d}\boldsymbol{w}_p[i] + D_{p2d}u[i] = \boldsymbol{C}_p(t)\boldsymbol{x}_{pd}[i] \tag{6. 9}$$

$$\boldsymbol{w}_p[i] = \begin{bmatrix} OKG(i) \\ Oer(i) \\ Fr(i) \end{bmatrix}, \; u[i] = u^{actual}(n\Delta T_s) \tag{6. 10}$$

ただし，リアルタイムシミュレーションのステップ数は，

$$i = 0,\ 1,\ 2,\ \cdots N_{pre} \tag{6. 11}$$

$$N_{pre} = \frac{(k+1)\Delta T_{cont} - n\Delta T_s}{\Delta T_{predict}} + 1 \tag{6. 12}$$

と書ける．

つまり，バックラッシなどの非線形特性を有する実験装置の時変線形状態方程式(2. 4)[107]を用いることで，式(6. 8)および(6. 9)中の各係数行列がリアルタイムで得られる．これは，後述するプラントの状態ベクトルの推定においても使われる．式(6. 8)と(6. 9)においては，$u[i]$はアクチュエータを駆動している制御入力であり，$\boldsymbol{w}_p[i]$はバックラッシによる項を含む外部入力を表している．式(6. 8)および(6. 9)に示す離散時間係数行列は，連続時間領域におけるモデルから近似的に得られる．

予測シミュレーションを実行するためには，初期条件が必要である．これは，プラントの状態変数ベクトル$\boldsymbol{x}_{pd}[i]$に相当する．よって，先の時変線形状態方程式を用いたカルマンフィルタ理論に基づき，状態変数ベクトルが推定される．推定アルゴリズムを式(6. 13)から式(6. 17)に示す．ここで，$\boldsymbol{Q}$とRはそれぞれ，システムノイズと観測ノイズの共分散行列を表す．本研究は，これらをフィルタのチューニングパラメータとして取り扱う．具体的には，$\boldsymbol{Q}$とRはそれぞれ，該当する次元の単位行列にスカラーゲイン”q”および”r”を乗算した形式で与えられる．

(Step 1). A priori estimate

$$\begin{aligned}
&\hat{\boldsymbol{x}}_{pd}{}^{-}[n] = \boldsymbol{A}_{pd}[n-1]\hat{\boldsymbol{x}}_{pd}[n-1] + \boldsymbol{B}_{p1d}[n-1]\boldsymbol{w}_p[n-1] \\
&+\boldsymbol{B}_{p2d}[n-1]u[n-1] \\
&= \left\{\boldsymbol{I} + \Delta T_s \boldsymbol{A}_p\big((n-1)\Delta T_s\big)\right\}\hat{\boldsymbol{x}}_{pd}[n-1] \\
&+\Delta T_s[\boldsymbol{B}_{p1}((n-1)\Delta T_s) \quad \boldsymbol{B}_{p2}((n-1)\Delta T_s)]\begin{bmatrix}\boldsymbol{w}_p[n-1] \\ u[n-1]\end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6. 13}$$

(Step 2). A priori covariance matrix

$$\begin{aligned}
&\boldsymbol{P}^{-}[n] = \boldsymbol{A}_{pd}[n-1]\boldsymbol{P}[n-1]\boldsymbol{A}_{pd}^{T}[n-1] \\
&+[\boldsymbol{B}_{p1d}[n-1] \quad \boldsymbol{B}_{p2d}[n-1]]\boldsymbol{Q}\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{p1d}^{T}[n-1] \\ \boldsymbol{B}_{p2d}^{T}[n-1]\end{bmatrix} \\
&= \left\{\boldsymbol{I} + \Delta T_s \boldsymbol{A}_p\big((n-1)\Delta T_s\big)\right\}\boldsymbol{P}[n-1]\left\{I + \Delta T_s \boldsymbol{A}_p\big((n-1)\Delta T_s\big)\right\}^{T} \\
&+(\Delta T_s)^2[\boldsymbol{B}_{p1}((n-1)\Delta T_s) \quad \boldsymbol{B}_{p2}((n-1)\Delta T_s)]\boldsymbol{Q}\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{p1}^{T}((n-1)\Delta T_s) \\ \boldsymbol{B}_{p2}^{T}((n-1)\Delta T_s)\end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6. 14}$$

(Step 3). Kalman gain

$$\boldsymbol{g}[n] = \boldsymbol{P}^{-}[n]\boldsymbol{C}_p^T(n\Delta T_s)\left(\boldsymbol{C}_p(n\Delta T_s)\boldsymbol{P}^{-}[n]\boldsymbol{C}_p^T(n\Delta T_s) + R\right)^{-1} \tag{6. 15}$$

(Step 4). An estimated state quantity

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{pd}[n] = \hat{\boldsymbol{x}}_{pd}{}^{-}[n] + \boldsymbol{g}[n]\{y_{pd}[n] - \boldsymbol{C}_p(n\Delta T_s)\hat{\boldsymbol{x}}_{pd}{}^{-}[n]\} \tag{6. 16}$$

(Step 5). A posteriori covariance matrix

$$\boldsymbol{P}[n] = \{\boldsymbol{I} - \boldsymbol{g}[n]\boldsymbol{C}_p(n\Delta T_s)\}\boldsymbol{P}^{-}[n] \tag{6. 17}$$

6. 4. 3　バックラッシ補償との結合

時刻$t = (k+1)\Delta T_{cont}$における制御入力$u(k+1)$を予測するために，サンプル値制御器($\boldsymbol{A}_c$, $\boldsymbol{B}_c$, $\boldsymbol{C}_c$, D_c)を実行する．本研究では，目標値信号$r(t)$が負から正に急変する条件下(チップイン・チップアウト)において，バックラッシによる悪影響に対処する．第 3 章で提案した補償手法は，バックラッシ内で制御偏差が蓄積することを防止しつつ，モーターを不感帯中で滑らかかつ迅速に駆動する．実車の特性を考慮すると，この補償は目標値信号の急変直前に設定された微小なむだ時間の間に適用できる．この微小むだ時間は，基礎実験装置に対しても設定されている．具体的には，Fig. 6. 8 に示す制御モード切換えアルゴリズムがサンプル値H_2制御器に対して適用される．

Control Mode I は，バックラッシ内で機械的接触が発生している最中，すなわち通常時に適用される振動制御である．一方で，Control Mode II は，バックラッシで駆動側と被駆動側が切断している不可制御状態において適用される補償であり，過渡振動に対して最も大きな改善効果を及ぼす．具体的には，目標値信号を小さな正の値r_{pre}に切り換えることでモーターを緩やかに駆動させつつ，制御偏差の蓄積を同時に回避するために，制御器の内部状態量$\boldsymbol{x}_c(k)$の更新を一時的に停止するアンチワインドアップを適用する．このような補償のおかげで，不必要に過大な制御入力が回避され，バックラッシで衝突時に発生するショックが大幅に抑制されるため，振動特性が改善される．目標値r_{pre}に関しては，2 種類の値を用意・調節する必要がある．1 つは目標値信号を切り換えるための閾値であり，もう 1 つは制御偏差の計算用である．以上のバックラッシ補償の詳細については，第 3 章または文献[107]を参照されたい．本章では，これを修正することで，時変周期対策である予測処理と組み合わせる．時刻$t = k\Delta T_{cont}$における制御モードが Control Mode I 以外の場合，Fig. 6. 8 に示すバックラッシ補償を予測処理中でも適用する．

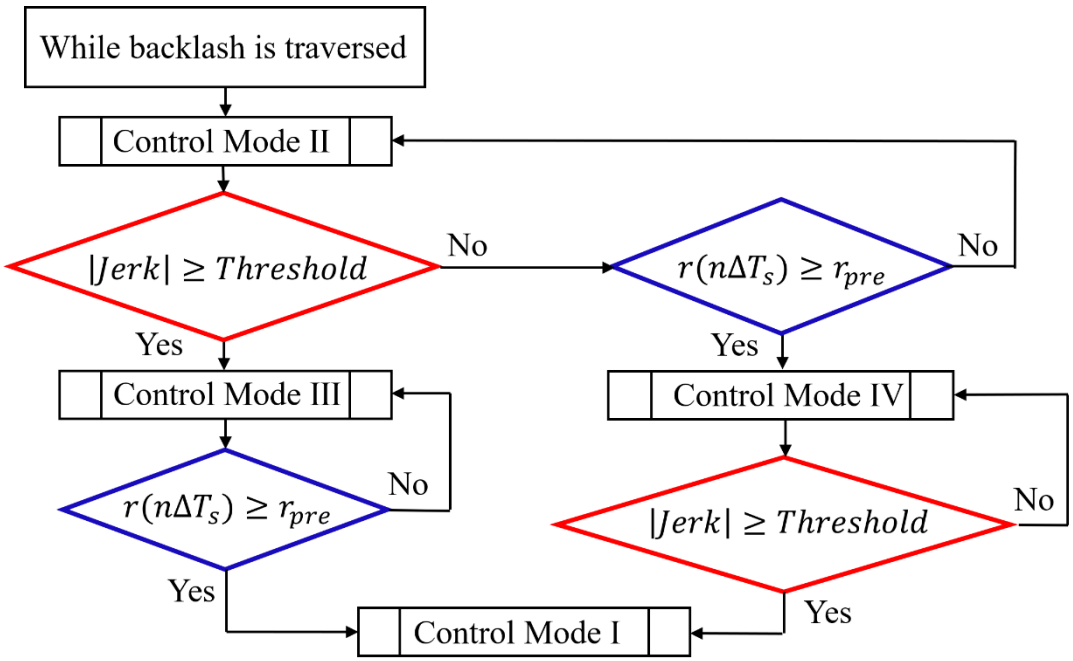


Fig. 6. 8　Flow chart of switching control modes to compensate for backlash.
(参考文献[108], Figure 7 より引用)

各制御モードにおけるサンプル値制御器は，以下のように書ける．

(Control Mode Ⅰ)

$$\boldsymbol{x}_c(k+2) = \boldsymbol{A}_c\boldsymbol{x}_c(k+1) + \boldsymbol{B}_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r(n\Delta T_s)\right) \tag{6. 18}$$

$$u(k+1) = \boldsymbol{C}_c\boldsymbol{x}_c(k+1) + D_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r(n\Delta T_s)\right) + K_C r(n\Delta T_s) \tag{6. 19}$$

(Control Mode Ⅱ)

$$\boldsymbol{x}_c(k+2) = \boldsymbol{A}_c\{z^{-1}[\boldsymbol{x}_c(k+1)]\} + \boldsymbol{B}_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r_{pre}\right) \tag{6. 20}$$

$$u(k+1) = \boldsymbol{C}_c\{z^{-1}[\boldsymbol{x}_c(k+1)]\} + D_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r_{pre}\right) + K_C r_{pre} \tag{6. 21}$$

(Control Mode Ⅲ)

$$\boldsymbol{x}_c(k+2) = \boldsymbol{A}_c\boldsymbol{x}_c(k+1) + \boldsymbol{B}_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r_{pre}\right) \tag{6. 22}$$

$$u(k+1) = \boldsymbol{C}_c\boldsymbol{x}_c(k+1) + D_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r_{pre}\right) + K_C r_{pre} \tag{6. 23}$$

(Control ModeⅣ)

$$\boldsymbol{x}_c(k+2) = \boldsymbol{A}_c\{z^{-1}[\boldsymbol{x}_c(k+1)]\} + \boldsymbol{B}_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r(n\Delta T_s)\right) \tag{6. 24}$$

$$u(k+1) = \boldsymbol{C}_c\{z^{-1}[\boldsymbol{x}_c(k+1)]\} + D_c\left(y_{pd}[N_{pre}] - r(n\Delta T_s)\right) + K_C r(n\Delta T_s) \tag{6. 25}$$

Fig. 6. 8 の制御モード切換えアルゴリズム中においては，各制御モードを切り換えるための条件が示されている．特に，制御器に対するアンチワインドアップを終了するか否かについては，バックラッシで駆動側と被駆動側が結合しているかどうかに従い判断する．このバックラッシ中の機械的接触を識別するためには，車体加速度の時間微分であるジャークを近似的に算出し，閾値条件として用いる．

6. 5　制御実験による検証（制御周期制約（C2）と（C3））

6. 5. 1　制御周期が一定である場合の検証（（C2）のみ適用）

最初にサンプル値制御器の有効性について，一定制御周期制約を有する実験装置に対して検証する[106][108]．これは制約の内，（C2）のみを考慮した場合の検証条件である．本章における（C2）の長い制御周期は，$\Delta T_{cont} = 0.0404$ s と設定した．また比較のために，連続時間ベースで設計された後に，離散化によって実装された従来のH_2制御器も適用する．さらに，制御周期が十分短い条件下（$\Delta T_{cont} = 0.005$ s）における実験結果も示される．これは，制御周期が延長するという（C2）が引き起こす悪影響を明確に評価するためである．

Fig. 6. 9 は，一定制御周期制約下（（C2）のみ）における実験検証の結果を示している．上段と下段のグラフはそれぞれ，車体振動と制御入力の時刻歴波形を表す．青線は制御を行っていない場合の応答であり，緑線は追従対象の目標値である．赤線と黒線はそれぞれ，サンプル値制御器と連続時間制御器による結果を示している．具体的には，それぞれの実線による波形は，制御器が長い制御周期に対して検証されたことを意味している (Legend: “Sd-H2 long” and “C-H2 long”)．一方で，短い制御周期に対する検証結果は，点線で表されている (Legend: “Sd-H2 short” and “C-H2 short”).

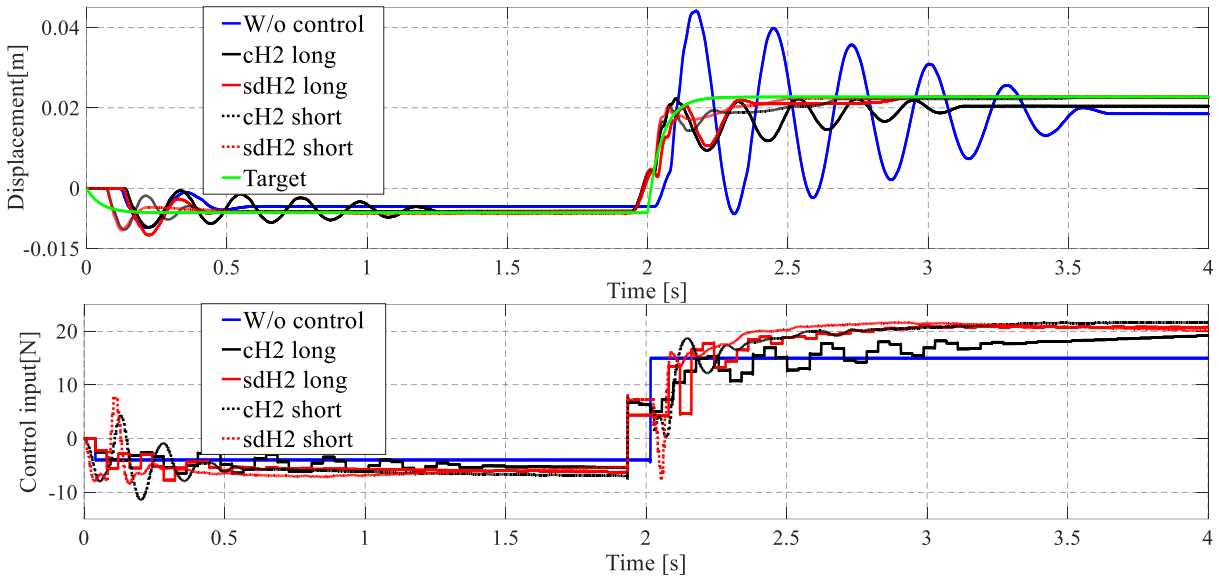


Fig. 6. 9　Displacement and control input signal obtained by the control experiments when the control period is fixed.
(参考文献[108], Figure 8 より引用)

6. 5. 2　制御周期が時変動する場合の検証（（C2）と（C3）を適用）

次に，制御周期が長くかつ時変動する条件下における実験結果を示す．つまりこれは，制約の（C2）と（C3）を同時に考慮した場合の検証条件である．提案した制御系に関して，ΔT_s，ΔT_{cont}，$\Delta T_{predict}$はそれぞれ，0.5×10^{-3} s，0.0404 s，0.5×10^{-3} sと設定した．特に，サンプル値制御器のΔT_{cont}は，制御周期が時変動する範囲の内，最も長い周期を概ね上回る値として設定した．

Fig. 6. 10 は，制御周期制約の（C2）と（C3）を適用した場合の実験結果を表す．性能が最も悪いケースの 1 つとして，マゼンタ線は，時変周期に対する補償（予測処理）がない場合の応答を示している．黄色線は，バックラッシに対する補償を行わない場合の結果である．ただしこの場合，制御周期制約（C2）と（C3）には対処している．赤線は，提案した制御系によって得られた制御結果を表す．すなわちこれは，制御周期制約（C2）と（C3），およびバックラッシの全てを同時に補償している．

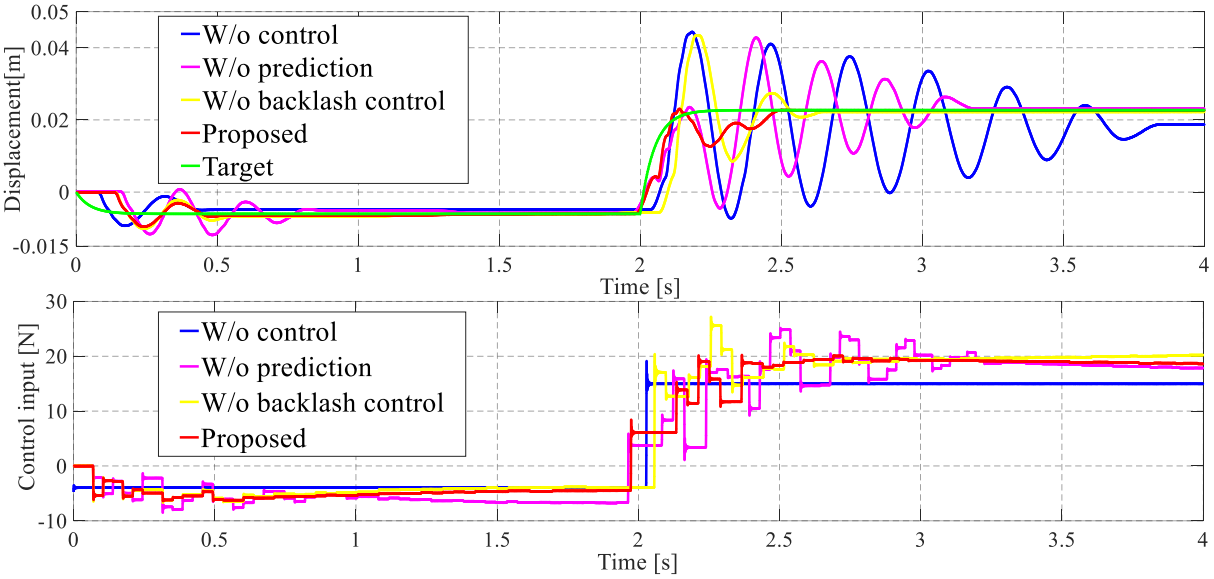


Fig. 6. 10　Displacement and control input signal obtained by the control experiments when the control period is time-varying.
(参考文献[108], Figure 9 から引用)

6. 5. 3　制御性能に対する考察

Fig. 6. 9 は，制御周期制約（C2）に関して，サンプル値制御器による改善効果を示している．サンプル値H_2制御器と連続時間H_2制御器は両方とも，十分短い制御周期においては良好な制御性能を発揮している．しかし，制御周期が長くなった場合，黒線に示す連続時間制御器の特性が劣化している．これは，実装のために行った離散近似誤差の影響が原因である．一方で，赤線に示すサンプル値制御器は，制御周期制約下においても，高い制振性能を維持できている．Table 6. 1 は，Fig. 6. 9 の各制御系によって得られた性能を定量的評価指標として表現している．上で述べた長い制御周期に対するサンプル値制御器の有効性は，Table 6. 1 にも示されている．Table 6. 1 中の”None”は，目標値信号の定常値に対するオーバーシュートが生じていないことを意味する．また整定時間(Settling time)は，制御出力が目標信号の定常値の$\pm 5\%$の誤差範囲に収束するまでにかかった時間を示している．よって，制御出力をその範囲に収束させることができなかった制御系に関しては，Table 6. 1 は”Unconverged”と表している．

Table 6. 1 Comparison of the control performances with the fixed control period using quantitative evaluation indexes
(参考文献[108]，Table 2 より引用)

Control results	Overshoot (m)	Settling time (s)
W/o control	0.0214 (Peak time：2.173 s)	Unconverged
C-H2 long	None	Unconverged
Sd-H2 long	None	2.847
C-H2 short	None	2.6514
Sd-H2 short	None	2.451

2 つの制御器から得られた性能差に関するより詳細な考察については，文献[106]および第 4 章を参照されたい.

制御周期制約（C2）と（C3）に対して，Fig. 6. 10 の赤線は良好な制御性能を示しており，6. 4 節で提案したアプローチの有効性を証明している．具体的には，バックラッシ結合後に発生している過渡振動について，時変周期に対する補償を行った結果（赤線）は，補償なしの結果（マゼンタ線）と比較して，これを大幅に低減できている．この改善効果は，1 ステップ先に対して予測された制御入力が，位相遅れを補償するために採用した指令値としては適切であったことを意味している．Fig. 6. 11 は，提案した制御系によって得られた制御入力の時刻歴を拡大したグラフである．制御入力指令値を切り換える時間間隔がバラついている点や，赤線の実入力と黒線の指令値の位相差が解消されている点を考慮すると，少なくとも矢印で示した箇所では，予測制御入力が指令されたと考えられる．バックラッシが結合した直後における，これら位相遅れ補償が振動抑制性能の向上に寄与している．しかし，制振性能に対するロバスト性を保証するためには，提案した予測処理のみでは困難な可能性がある．なぜなら，これは制御周期ΔT_{cont}の端と端の時間点における指令値しか用いておらず, 例えば中間の$(k+1/2)\Delta T_{cont}$付近における制御入力の更新タイミングに対しては，補償が不十分であるためである．従って，上記を踏まえた提案手法の改良が今後の本研究の課題に含まれる.

次に，Fig. 6. 10 中の赤線と黄色線の比較から，バックラッシに対する補償の改善効果を考察する．制御モードの切換えを適用しない場合（黄色線），バックラッシの影響により，目標値が立ち上がった直後にオーバーシュートが発生している．目標値が急変する際，バックラッシで生じた不可制御の時間帯が制御偏差を蓄積させるため，制御器は不必要に過大な制御入力を算出する．結果的に，衝突によって生じた大きなショックが車体に伝達され, 応答の劣化を引き起こす. 一方で, バックラッシに対して補償を適用した場合（赤線），オーバーシュートまで抑制された高い制御性能が達成されている．制御入力の時刻歴からわかるように，微小なむだ時間の間に，バックラッシがあらかじめ詰められている．さらに同時に，アンチワインドアップが過大な制御入力を防止しているため，駆動側がバック

ラッシ内を緩やかに横切る．

上記の Fig. 6. 10 に示された制御性能は，定量的評価指標という形で Table 6. 2 にもまとめられている．サンプル値制御器，時変周期に対する予測処理，およびバックラッシ補償の全てを併用した提案手法について，Table 6. 2 からその有効性が定量的に確認できる．

Table 6. 2 Comparison of the control performances with the time-varying control period using quantitative evaluation indexes
(参考文献[108]，Table 3 より引用)

Control results	Overshoot (m)	Settling time (s)
W/o control	0.0217 (Peak time：2.1836 s)	Unconverged
W/o prediction	0.0201 (Peak time：2.411 s)	3.152
W/o backlash control	0.0207 (Peak time：2.198 s)	2.617
Proposed	0.00033 (Peak time：2.138 s)	2.465

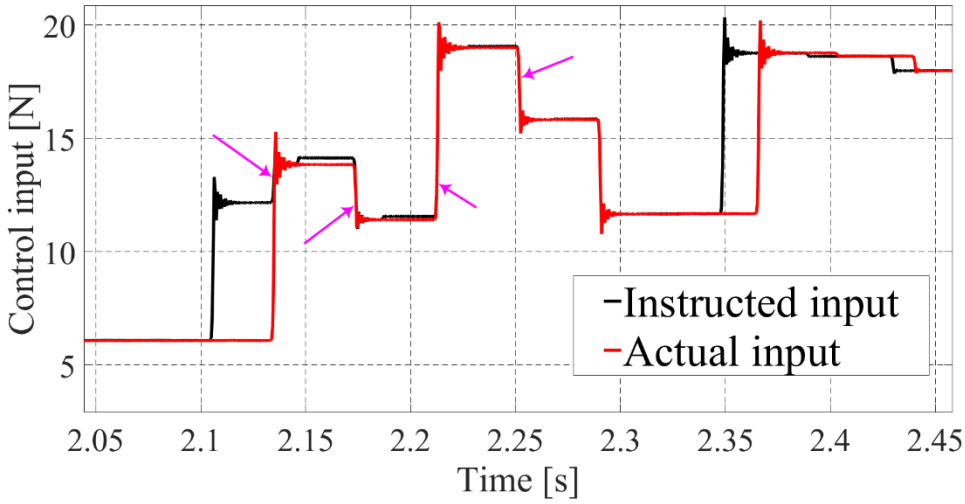


Fig. 6. 11　Enlarged graph of the control input signals obtained from the proposed control system.
(参考文献[108], Figure 10 から引用)

6. 6　本章の結言

本章では，これまでの章で提案してきたアプローチを組み合わせることで，バックラッシおよび制御周期制約へ同時に対処するアクティブ振動制御系を構築した．特に本章は，制御周期制約が引き起こす 2 つ目の課題である時変周期に対する補償を記述した. 最初に，デジタルシグナルプロセッサのプログラム処理による等価制御周期制約の与え方を述べた. これは，モーターの制御入力の更新間隔を長くかつ時変動させる処理である．次に，時変

制御周期による悪影響は制御入力の位相遅れであることをシミュレーションから示した．本章はこれを補償するために，サンプル値制御器を用いた 1 ステップ先に対する予測処理を提案した．さらに，バックラッシに対する制御モード切換えアルゴリズムを予測処理に含ませることで，上記の課題全てに対処する方針を示した．提案した制御系を実験によって比較検証した結果，バックラッシと制御周期制約による全ての悪影響を抑制した良好な制御性能が確認された．

第7章　　結論

7.1　本論文の結論

自動車の振動低減，とりわけ制御理論に基づき算出したパワーをアクチュエータから付与することで低減を図るアクティブ制御は，今や必須の基盤技術となっている．これは車体の軽量化と両立が可能であるため，燃費改善による環境問題への対策に間接的に貢献できる．また同時に，振動低減による快適性・ドライバビリティの向上は，生産車の重要な付加価値である．今後ますます熾烈になるグローバル競争の中で，日本経済の牽引役である自動車産業が覇権を握れるか否かは，アクティブ制御等を含む基盤技術の継続的強化が鍵となる．

本研究は，自動車駆動系のアクティブ振動制御について，制御性能を悪化させる 2 つの課題を陽に考慮することで，より高性能かつ新しいアプローチを提案した．1 つ目は，自動車駆動系のギヤが有するバックラッシである．これは，機械システム全般で振動を悪化させる非線形特性であり，様々な先行研究で対策が検討されているが，本研究はより簡便かつ実装に適した制御手法を追求した．2 つ目の課題は，アクチュエータとして用いるエンジンの制御周期制約である．エンジンはハイブリッド車にも搭載されており，そのパワーや普及率，コストの面から今後も有力な動力源である．しかし，トルクを発生するメカニズムの動作速度が遅いため，振動制御に工夫を要する．本研究は，従来の対策では不十分であった制御周期制約について，主な悪影響を新しく 2 つに分類し，これらに対してサンプル値制御理論を軸とした制御系を構築した．以下では，本論文の各章に基づく流れを追いながら，上記を詳細に振り返る．

第 2 章では，本研究で制御対象とする自動車駆動系のモデルと，制御系の検証に使用する基礎実験装置について記述した．特に基礎実験装置は，ドライブトレインの基本構造を反映させつつも，バックラッシと制御周期制約による影響に焦点を当てるために，実車を大幅に簡略化するよう開発された．このリニアモーターを用いた並進駆動位置決めシステムの力学モデルと機構を示した後に，実際にチップイン・チップアウトの運転条件を模したステップ入力を与えた場合の実験結果を示した．実験では，バックラッシによる振動振幅の増大が明確に観察され，本研究の検証目的に適した実験装置であることが確認できた．また，この基礎実験装置を物理機能モデルの手法に従ってモデル化した．詳細は第 5 章に譲るが，これは非線形システムのモデルを時変線形状態方程式の形式で与える物であり，本研究はこのメリットを制御系の設計に活かす．基礎実験装置の時変線形状態方程式が導出できたと同時に，バックラッシ等の非線形特性を表現する機構モデルを示し，これらに基づいて更新される切換えパラメータの算出則を与えた．

第 3 章では，従来から検討されてきたモデル予測制御・適応制御系と比較して，より簡便かつ実装に適したバックラッシの補償手法を提案した．具体的にこれは，バックラッシ

で駆動側と被駆動側が切断している不可制御状態において，制御偏差の蓄積回避と衝突時のショック低減を同時に図る制御モード切換えアルゴリズムである．提案手法は 4 つの制御モードを切り換えるアルゴリズムであるが，各モードは単一の線形モデルベース制御器のみに共通して適用される．そのため，従来の適応制御系のように複数の制御器を設計する必要はない．また，線形システムに対する振動制御と，バックラッシ切断中のショック低減制御を切り換える構造から，リアルタイムの最適化計算を伴うモデル予測制御と異なり，計算負荷が軽い手法であると言える．以上の簡便な構造から，この制御モード切換えアルゴリズムは特定の制御器に限定されず，線形モデルベース制御器全般に対する汎用性を有する．すなわち，周波数重み関数を導入したH_∞問題に代表されるロバスト制御など，状態空間表現で実現できる制御器は全て，バックラッシに対する補償と併用できる．これも提案手法の実用的な利点の 1 つである．本研究は，積分器を含ませることでサーボ系とした混合H_2/H_∞制御器に提案手法を適用し，シミュレーションと実験によりその有効性を検証した．その結果，バックラッシへの対処がない場合と比較して，オーバーシュートと残留振動が大幅に抑制できた．

第 4 章では，制御周期制約をアクチュエータに導入し，これに対処する制御系を検討した．具体的には制約が与える悪影響の 1 つである，制御周期の延長に伴う制御器実装の際の離散化による悪影響を補償した．本研究は，これに対してサンプル値制御理論の適用を提案した．サンプル値制御は，従来の連続時間ベースまたは離散時間ベースで設計されたデジタル制御器と大きく異なる．これは，実装プロセスに離散近似を必要とせず，連続時間領域におけるサンプル点間の応答を陽に評価したデジタル制御である．しかし，先行している理論研究と比較して，サンプル値制御の機械系に対する応用例は少なく，特にドライブトレインの振動制御に適用された例は存在しない．本研究は，サンプリング周期を長くとれるという利点を，アクチュエータが制御入力を更新する間隔の延長にも活用する．さらに，制御周期制約下において，振動抑制性能と目標値追従性能を両立させるために，サーボ系設計用の周波数重み関数を提案した．設計されたサーボ型サンプル値H_2制御器は実験によって検証され，特に離散化を伴う従来のデジタル制御器と比較された．その結果，制御周期が固有振動数の 5 倍程度の早さまで粗くなっても，良好な制御性能が確認できた．

第 5 章では，物理機能モデルの新しい応用分野の開拓として，これを利用した非線形機械システムの状態量推定手法を提案した．物理機能モデルは，従来から自動車のモデルベース開発で有効性を発揮してきたモデリング手法であり，異分野モデルの統合や多種多様な非線形特性を柔軟な形式で表現できるといった利点を有する．本研究は，物理機能モデルから非線形システムのモデルが時変線形状態方程式の形で得られる点に着目し，これを線形カルマンフィルタの予測ステップで利用した．代表的な非線形カルマンフィルタである EKF と比較して，本手法はヤコビアン計算を伴わないため，計算負荷の軽減やバックラッシなどの非線形特性に適用できるという利点を持つ．提案した時変線形カルマンフィルタは状態量推定実験で検証され，その高い推定精度を確認した．また，物理機能モデルに

対する離散化手法が，推定精度および計算量に影響を与える点を明らかにした．

第 6 章では，上記で提案してきたアプローチを結集させ，制御周期制約に関する離散化と時変動性による影響，およびバックラッシという全ての課題に同時に対処するアクティブ制御系を検討した．特に制御周期制約が与える 2 つ目の悪影響である，時変動周期による制御入力の位相遅れに対して，サンプル値制御器に基づく対策を講じた．最初に，本研究の実験システムにおいて，実車と等価な制御周期制約を再現する方針を示した．具体的には，ソフトウェア的アプローチに基づき，デジタル制御系からの指令値に対して，デジタルシグナルプロセッサ内のプログラム処理によって等価的に制約を設定した．また，長くかつ時変動する実際の制御入力更新周期の一例を示した．次に，時変制御周期による悪影響は，制御器からの指令値に対する実際の制御入力の位相遅れであることを，シミュレーションから明らかにした．そして対応策として，1 ステップ先の指令値をプラントシミュレーションから予測する補償を提案した．この予測制御は，サンプル値制御器からの指令値を用いた制御入力に関する最近傍補間とも見なすことができ，時変制御周期が引き起こす最大位相遅れを補償する．これをバックラッシに対する制御モード切換えアルゴリズムと組み合わせ，実験装置に実装した．その結果，制御周期制約とバックラッシによる影響を全て抑えた高い振動制御性能が確認できた．

7.2 今後の展望

7.2.1 本研究の将来性

本研究は上に述べたように，エンジンをアクチュエータと想定した自動車駆動系を対象として，簡便なバックラッシの補償と，トルク発生メカニズムに由来する制御周期制約を考慮したアクティブ振動制御系を提案した．しかし，本手法は上記の自動車駆動系に限らず，アクチュエータの異なる場合や，より幅広い機械システムに対して応用が可能である．これは，HEV や EV といった乗用車の駆動形態の変革に関わらず，将来的にも本研究の有用性は揺るがないことを意味する．

本研究では，提案した制御系を全て，自動車駆動系を簡略化した基礎実験装置を用いて検証した．この実験装置は第 2 章で記述したように，バックラッシと制御周期制約による影響に焦点を当てており，具体的な実車の構造と課題をより一般化した対象とみなせる．よって，本研究の制御系は，上記 2 つの課題を有する機械系全般に応用が可能と考えられる．例えばバックラッシは本質的にガタ・不感帯であり，自動車駆動系に限った非線形特性ではない．産業界全般にわたる様々な機械システムの振動・位置決め制御において，不感帯は課題とされており，タワークレーンシステム[88]やマニピュレータ等のロボット[85]，電気油圧サーボシステム[93]，電気スロットルバルブ[91]などが実例として挙げられる．一方，エンジンも乗用車以外の鉄道車両，船舶，および建設機械などに，動力源として活用されている．そしてこれらの構造中には，しばしば不感帯が生じるため，両者の特性を考

慮したフィードバック制御の適用対象と言える．また，文献[139]の検討は産業用ドライブ・ロボット・マニピュレータをターゲットとしているため，注目に値する．なぜならこれは，バックラッシやばねの配置，並進駆動の点において，本研究と同様のモデル構造を制御系検証に使用しているからである．また，その制御出力や目標値信号波形といった検証条件についても，同様のものが使用されている．すなわち，本研究の実験装置は一般化された汎用構造を有しており，これを用いて有効性を示した制御手法は自動車駆動系に留まらず，産業用ロボット等幅広い対象に応用が期待できる．

第 1 章で記述したように，快適性・ドライバビリティは，自動車の駆動形態に関わらず普遍的に重要な製品価値である．そして，これらに多大な影響を及ぼすドライブトレインの振動制御は，バックラッシ対策と共に，HEV さらには EV においても共通の技術課題である[19][38][96].

実際の機械構造（ハードウェア）と制御システム（ソフトウェア）の動作速度の違いや，両者の間に生じる時間遅れは，ICEV や HEV，そして EV を含む自動車の駆動形態全てにおいて生じるため，将来的にも継続的な課題となる．そして，本論文の第 4 章および第 6 章で提案した制御系のターゲットは，本質的にこの課題であると言える．例えば現在の実装においては，制御系と物理プラントの間で情報を伝達するために，コントローラエリアネットワーク(controller area network : CAN)が通信媒体として中間に介在するため，これが引き起こす時変遅れを考慮したドライブトレインの振動制御が注目されている[140]．すなわち，制御系からの指令値とセンサーからの観測信号は全て CAN を通じて変換されるため，ネットワーク通信に伴う遅れが制御性能を劣化させる．本研究では，エンジンの機械構造上の制約，つまりハードとソフトの動作速度の違いから，時変遅れが問題とされていたが，文献[140]は，両者の間に介在する通信ネットワークが，本質的に同様の問題を引き起こす背景を指摘している．重要な点として，この課題は，最早アクチュエータがエンジンであるか否かに関わらない．むしろ電動化に伴う車載制御システムの大規模・複雑化が進行する中で，このような通信系の遅れが顕在化する．よって，この課題は，今後ますます重要性を増すと考えられる．さらに同様の理由から，電動化は制御系の計算コストの低減を，今後ますますシビアに要求する．サンプル値制御は，しばしばこの動機に基づいて導入されるため[56][59]，ドライブトレインのアクティブ振動抑制に対しても有効であるという本研究の新たな知見は，電動化による要求に資するものである．

今後の機械系の制御においては，インターネットを介した情報のやり取りを伴う制御，すなわちネットワーク化制御が欠かせない[141][142]．CAN もこの一種であり，上記で指摘したように，ネットワーク経由で情報（制御入力指令値や観測出力）を伝達する場合，信号の伝達遅延が課題となる[141][142]．これは制御系の設計で無視できない程の大きさの遅延であり，かつ時間に依存して変動する[141][142]．よって，時変遅れを含むシステムに対する制御は今後ますます重要であり，本研究で提案したサンプル値制御器を用いた予測処理は，ネットワーク化制御に応用できる可能性がある．これは，特に制御入力の指令値の

伝達遅れに対して，活用が期待される．この場合，最大量を下回る遅れに対して，より柔軟な（保守性を緩和した）制御を行えるよう，提案手法の改良が必要である．

以上より，本論文の第 4 章および第 6 章で提案した制御手法は，車の駆動形態の変革に関わらず有用であり，将来的に様々な対象へ応用が期待される．

7. 2. 2　今後の課題

最後に，本研究の今後の課題を以下に挙げる．

- 本論文で提案した制御系について，実車のドライブトレインに実装し，その有効性を検証する．

- 第 6 章で提案した時変制御周期に対する予測処理について，より柔軟な制御入力の補間方法を検討する．具体的には，過去および未来のステップの中間地点における，ランダムな制御入力の更新タイミングに対処する．これは，制振性能のロバスト性向上につながると考えられる．

- 線形モデルベース制御器の設計やバックラッシに対する補償で必要となる，複数のチューニングパラメータを自動的に決定する．

- エンジンが有するアクチュエータ制約について，制御周期制約以外の特性を考慮する．また，これら複数の制約に対して一括して対処できるような制御系を構築する．

- 7. 2. 1 節に関連して，本論文で提案した制御系を自動車駆動系のみならず，他の機械システムに応用・拡張する．例えば，産業用ロボットやアクティブサスペンション系，ステアリング等が応用対象として挙げられる．

1 つ目の課題である実車への適用は本研究の最終目標であり，基礎実験装置から実車ドライブトレインまでのギャップを埋めるために，制御系の修正・拡張が必要になると予想される．最初は，ドライブトレインの物理機能モデルを用いたシミュレーション解析を中心に検討を進めていく予定である．

2 つ目の課題としては，制御入力のランダムな更新タイミングに対する，合理的かつより柔軟な補償を挙げた．本研究は，1 ステップ未来の指令値を制御周期の後半全ての更新タイミングに適用しているため，近似的手法であると言える．よって，制御周期がより長くなれば，振動性能に対するロバスト性が低下する恐れがある．

3 つ目の課題は，さらなる設計者の負担軽減や開発期間の短縮のために重要である．最適化手法，例えば遺伝的アルゴリズムや粒子群最適化を利用することで，バックラッシに対

する補償を含めた制御系のオフラインチューニングを自動化する.

4 つ目の課題で検討するアクチュエータ制約は, 吸排気系による遅れやエンジンのフューエルカット処理が引き起こすトルクの離散値制約が該当する.

参考文献

[1] 清水 康夫, 「先端自動車工学」, 東京電機大学出版局, 2016.

[2] 大聖 泰弘, “次世代自動車に関する将来展望-電動化の進展を見据えて-,” 精密工学会誌, Vol. 84, No. 9, pp. 755-760, 2018.

[3] 歌川 学, 堀尾 正靱, “90%以上のCO_2削減を2050年までに確実に行うための日本のエネルギー・ミックスと消費構造移行シナリオの設計,” 化学工学論文集, 第 46 巻, 第 4 号, pp. 91-107, 2020.

[4] N. Stern, “The Stern Review on the Economics of Climate Change,” Cambridge University Press, Cambridge, U.K. 2006. http://mudancasclimaticas.cptec.inpe.br/~rmclima/pdfs/destaques/sternreview_report_complete.pdf

[5] 西村 翼, ゴンザレス ファン, 荒木 幹也, 志賀 聖一, “日本の乗用車市場における電動化と自動化による CO_2 排出量削減可能性予測,” Journal of Japan Society of Energy and Resources, Vol. 40, No. 5, pp. 160-169, 2019.

[6] 石崎 啓太, 中野 冠, “内燃機関自動車, ハイブリッド自動車, 電気自動車, 燃料電池自動車における車内空調を考慮した量産車両 $LCCO_2$ 排出量の比較分析,” 日本機械学会論文集, Vol. 84, No. 866, 2018.

[7] 紀伊 雅敦, “乗用車 CO_2 排出量の将来推計と要因分析 ―2050 年の東京都市圏と香川県を例として―,” Journal of Japan Society of Energy and Resources, Vol. 40, No. 4, pp. 93-100, 2019.

[8] 大聖 泰弘, “自動車の環境・エネルギー技術に関わる将来展望,” 国際交通安全学会誌 (IATSS Review), Vol. 33, No. 3, 2008.

[9] 和田原 英輔, 北野 彰彦, “炭素繊維強化プラスチックによる自動車の軽量化,” SEN’I GAKKAISHI(繊維と工業), Vol. 64, No. 9, 2008.

[10] S. Brandl, B. Graf and A. Rust, “NVH Challenges and Solutions for Vehicles with Low CO2 Emission,” SAE Int. J. Passeng. Cars – Mech. Syst., Vol. 5, Issue 3, pp. 1084-1090, 2012.

[11] 石濱 正男, “自動車におけるアクティブ振動制御の実用例,” 計測と制御, 第 37 巻, 第 8 号, pp. 566-568, 1998.

[12] 杉本 明男, “アルミニウムによる軽量化と静音化技術,” 軽金属, 第 64 巻, 第 12 号, pp. 643-648, 2014.

[13] M. Kiani, I. Gandikota, M. Rais-Rohani and K. Motoyama, “Design of lightweight magnesium car body structure under crash and vibration constraints, Journal of Magnesium and Alloys, 2, pp. 99-108, 2014.

[14] 相原 建人, 渡邊 啓太, 土肥 永生, 金子 祥平, “遠心振り子式動吸振器のねじり振動低減性能に関する理論解析 – エピサイクロイド軌道の定式化と MBD モデルによる検証ー, 自動車技術会論文集, Vol. 50, No. 2, 2019.

[15] 長松 昭男, 「モード解析入門」, コロナ社, 1993.

[16] X. Zhang, H. Liu and C. yinqi, “Active damping of torsional vibration on the powertrain of power-split vehicle,” Energy Procedia, 105, pp. 2898-2903, 2017.

[17] A. Scamarcio, P. Gruber, S. De Pinto and A. Sorniotti, “Anti-jerk controllers for automotive applications: A review,” Annual Reviews in Control, in Press. https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2020.04.013

[18] D. Guse, C. Heusch, S. Pischinger, 高橋 英男, 陰山 博司, J. Scharf, M. Nijs, S. Tegelkamp and H. Röhrich, “エンジン負荷変化に伴う車両前後方向ドライバビリティ客観評価手法,” 自動車技術会論文集, Vo. 50, No. 6, 2019.

[19] C. Jauch, S. Tamilarasan, K. Bovee, L. Güvenc and G. Rizzoni, “Modeling for drivability and drivability improving control of HEV,” Control Engineering Practice, 70, pp. 50-62, 2018.

[20] 野北 晴子, “日本の貿易構造の変化にみる国際分業の深化,” 広島経済大学経済研究論集, 第 42 巻, 第 2 号, pp. 37-47, 2019.

[21] 古山 卓司, 赤倉 康寛, 松尾 智征, “国内自動車工場の生産能力変化やモーダルシフトによる自動車部品の海上物流への影響分析,” 土木学会論文集 B3(海洋開発), Vo. 76, No. 2, I_31-I_36, 2020.

[22] カーエレクトロニクス研究会, “次世代通信システムと環境対応で切り拓く新たな自動車社会,” エレクトロニクス実装学会誌, Vol. 22, No. 1, 2019.

[23] 金子 成彦 監修, 山﨑 由大 編著, 大森 浩充, 平田 光男, 水本 郁朗, 一柳 満久, 松永 彰生, 神田 智博 共著, 「基礎からわかる自動車エンジンのモデルベースト制御」, コロナ社, 2019.

[24] 今田 道宏, 小森 賢, “エンジン制御システム開発技術,” 計測と制御, 第 53 巻, 第 8 号, pp. 702-709, 2014.

[25] 安井 裕司, “エンジン制御の最新動向,” 計測と制御, 第 53 巻, 第 8 号, pp. 659-668, 2014.

[26] 申 鉄龍, “コンピュータ化されたエンジンと制御,” 計測と制御, 第 53 巻, 第 8 号, pp. 655-658, 2014.

[27] 龍田 浩, 本多 聰, 出口 雅義, 坂田 純一, “エンジンの適合技術,” 計測と制御, 第 53 巻, 第 8 号, pp. 710-715, 2014.

[28] Jan M. Maciejowski, (足立 修一, 管野政明 訳), 「モデル予測制御 制約のもとでの最適制御」, 東京電機大学出版局, 2005.

[29] 劉 康志, 「線形ロバスト制御」, コロナ社, 2002.

[30] A. Lagerberg and B. Egardt, “Evaluation of Control Strategies for Automotive Powertrains with Backlash,” 6th International Symposium on Advanced Vehicle Control, Hiroshima, Japan, pp. 517-522, 2002.

[31] P. Templin and B. Egardt, “A Powertrain LQR-Torque Compensator with Backlash Handling,” Oil & Gas Science and Technology, Vol. 66, No. 4, pp. 645-654, 2011.

[32] L. Acho, F. Ikhouane and G. Pujo, “Robust Control Design for Mechanisms with Backlash,” Journal of Control Engineering and Technology, Vol. 3, Issue 4, pp. 175-180, 2013.

[33] I. U. Ponce, Y. Orlov, L. T. Aguilar and J. Á lvarez, “Nonsmooth H_∞ synthesis of non-minimum-phase servo-systems with backlash,” Control Engineering Practice, 46, pp. 77-84, 2016.

[34] A. Bemporad, M. Morari, V. Dua and E. N. Pistikopoulos, “The explicit linear quadratic regulator for constrained systems,” Automatica, Vol. 38, No. 1, pp. 3–20, 2002.

[35] A. Formentini, A. Oliveri, M. Marchesoni and M. Storace, “A Switched Predictive Controller for an Electrical Powertrain System With Backlash,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 5, pp. 4036-4047, 2017.

[36] P. Rostalski, T. Besselmann, M. Barić, F. Van Belzen and M. Morari, “A hybrid approach to modeling, control and state estimation of mechanical systems with backlash,” International Journal of Control, Vol. 80, No. 11, pp. 1729-1740, 2007.

[37] M.B. Khan, K. Munawar and H. Nisar, “Switched Hybrid Position Control of Elastic Systems with Backlash,” IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, 29 Nov. - 1 Dec. 2013, Penang, Malaysia, pp. 551-556, 2013.

[38] C. Lv, J. Zhang, Y. Li and Y. Yuan, “Mode-switching-based active control of a powertrain system with non-linear backlash and flexibility for an electric vehicle during regenerative deceleration,” Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, Vol. 229, Issue 11, pp. 1429-1442.

[39] B. Bamieh and J. B. Pearson, “The H^2 Problem for Sampled-Data Systems,” Systems & Control Letters, Vol. 19, pp. 1-12, 1992.

[40] P. P. Khargonekar and N. Sivashankar, “H_2 Optimal Control for Sampled-Data Systems,” Systems & Control Letters, Vol. 17, pp. 425-436, 1991.

[41] T. C. Chen and B. A. Francis, “H_2-optimal sampled-data control,” IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, No. 4, pp. 387-397, 1991.

[42] T. C. Chen and B. A. Francis, “State-space Solutions to Discrete-Time and Sampled-data H_2 control Problems,” Proceedings of the 31st IEEE conference on Decision and Control, Tucson, AZ, USA, pp. 1111-1116, 1992.

[43] Y. Hayakawa, S. Hara and Y. Yamamoto, “H_∞ Type Problem for Sampled-data Control Systems – A Solution via Minimum Energy Characterization,” IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, No. 11, pp. 2278-2284, 1994.

[44] B. Bamieh and J. B. Pearson, “A general framework for linear periodic systems with applications to H_∞ sampled-data control,” IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 37, pp. 418-435, 1992.

[45] P. T. Kabamba and S. Hara, “Worst case analysis and design of sampled data control systems,” IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, pp. 1337-1357, 1993.

[46] 山本 裕, 原 辰次, “サンプル値制御理論 – システムとその表現Ⅰ,” システム/制御/情報, Vol. 6, No. 10, pp. 1-8, 1999.

[47] 山本 裕, 原 辰次, “サンプル値制御理論 – 周波数応答とその計算,” システム/制御/情報, Vol. 6, No. 10, pp. 1-9, 1999.

[48] 原 辰次, 山本 裕, “サンプル値制御理論Ⅲ – 最適制御問題とその解法,” システム/制御/情報, Vol. 6, No. 10, pp. 1-9, 1999.

[49] 藤岡 久也, 原 辰次, 山本 裕, “サンプル値制御理論Ⅳ- 最適制御問題の一般化,” システム/制御/情報, Vol. 2, No. 44, 2000.

[50] 藤岡 久也, 原 辰次, 山本 裕, “サンプル値制御理論Ⅴ – 実システムへの応用と数値計算法,” システム/制御/情報, Vol. 4, No. 44, pp. 1-9, 2000.

[51] 山本 裕, 藤岡 久也, 原 辰次, “サンプル値制御理論Ⅵ – ディジタル信号処理への応用,” システム/制御/情報, Vol. 7, No. 6, pp. 1-9, 2000.

[52] 藤岡 久也, 藤中 透, “アイ・サイ問答教室　サンプル値制御って? リフティングって? ” システム/制御/情報, Vol. 42, No. 9, pp. 509-510, 1998.

[53] 山本 裕, “サンプル値制御理論の回顧と展望,” 計測と制御, 第 40 巻, 第 1 号, pp. 76-82, 2001.

[54] 原 辰次, “サンプル値系の状態空間モデルと制御系設計,” 計測と制御, 第32巻, 第2号, pp 113-119, 1993.

[55] 早川 義一, “サンプル値系におけるH_∞制御問題の解法,” 計測と制御, 第 32 巻, 第 2 号, pp. 107-112, 1993.

[56] 平田 光男, 熱海　武憲, 村瀬 明代, 野波 健蔵, “サンプル値H_∞制御理論を用いたハードディスクのフォロイング制御,” 計測自動制御学会論文集, Vol. 36, No. 2, pp. 172-179, 2000.

[57] 木村 哲也, 小林 泰秀, “サンプル値制御理論の実システムへの応用事例 – 空気圧系の位置決め制御とダクト能動騒音制御を中心として,” システム/制御/情報, Vol. 56, No. 9, pp. 480-485, 2012.

[58] 木村 哲也, 藤岡久也, 渡海 浩一, 高森 年, “サンプル値H_∞制御による空気圧シリンダの制御,” 日本フルードパワーシステム学会論文集, Vo. 34, No. 3, pp. 62-65, 2003.

[59] 小林 泰秀, 藤岡 久也, “サンプル値H_∞制御に基づく一次元ダクト系の消音制御,” 日本機械学会論文集(C 編), Vol. 71, No. 710, pp. 2953-2960, 2005.

[60] J-S. Yee, J. L. Wang and N. Sundararajan, “Robust sampled-data H_∞-flight-controller design for high α stability-axis roll maneuver,” Control Engineering Practice, 8, pp. 735-747, 2000.

[61] H. Gao, W. Sun and P. Shi, “Robust Sampled-Data H_∞ Control for Vehicle Active Suspension Systems,” IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 18, No. 1, pp. 238-245, 2010.

[62] 申 鉄龍, Kang Mingxin, Kumar Madan, “エンジンの過渡応答とサイクリック遷移の制御,” 計測と制御, 第 53 巻, 第 8 号, pp. 669-676, 2014.

[63] S. Hiramatsu, M. Nagamatsu and S. Sumida, “An Approach on Modeling for Functional

Development of Automobile," SAE Technical Paper Series, No. 2000-01-0123, 2000. DOI: https://doi.org/10.4271/2000-01-0123

[64] S. Sumida and M. Nagamatsu, "A Modeling Approach on Modeling of Nonlinear System for Functional Development of Automobile," SAE Technical Paper Series, No. 2001-01-0638, 2001. DOI: https://doi.org/10.4271/2001-01-0638

[65] S. Sumida, S. Hiramatsu and M. Nagamatsu, "Modeling for Functional Expression of Rotary Apparatus," SAE Technical Paper Series, No. 2002-01-0814, 2002. DOI: https://doi.org/10.4271/2002-01-0814

[66] 足立 修一, 丸田 一郎, 「カルマンフィルタの基礎」, 東京電機大学出版局, 2012.

[67] L. A. McGee and S. F. Schmidt, "Discovery of the Kalman filter as a practical tool for aerospace and industry," NASA, CA, USA, NASA - Technical Memorandum – 86847, November 1, 1985.

[68] S. J. Julier, J. K. Uhlmann and H. F. Durrant-Whyte, "A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 45, No. 3, pp. 477-482, 2000.

[69] 佐藤 晶太, 梶原 逸朗, 西留 千晶, 坂田 将人, 波多野 崇, 平松 繁喜, "非線形性を有する自動車駆動系の加速度制御," 第 15 回「運動と振動の制御」シンポジウム (MoViC2017), 豊橋, C13, 2017.

[70] 佐藤 晶太, "非線形特性およびエンジン特性を考慮した自動車駆動系の制御," 修士学位論文, 人間機械システムデザイン専攻, 北海道大学, 札幌, 日本, 2017 (平成 29 年度).

[71] S. Richard, P. Chevrel and B. Maillard, "Active control of future vehicles drivelines," Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control, Phoenix, Arizona, USA, pp. 3752-3757, 1999.

[72] D. Lefebvre, P. Chevrel and S. Richard, "Control analysis tools for active attenuation of vehicle longitudinal oscillations," Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications, September 5-7, Mexico City, Mexico, pp. 811-816, 2001.

[73] D. Lefebvre, P. Chevrel and S. Richard, "An H-Infinity-Based Control Design Methodology Dedicated to the Active Control of Vehicle Longitudinal Oscillations," IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 11, No. 6, pp. 948-956, 2003.

[74] J. Baumann, D. D. Torkzadeh, A. Ramstein, U. Kiencke and T. Schlegl, "Model-based predictive anti-jerk control," Control Engineering Practice, 14(3), pp. 259-266, 2006.

[75] M. Berriri, P. Chevrel and D. Lefebvre, "Active damping of automotive powertrain oscillations by a partial torque compensator," Control Engineering Practice, 16(7), pp. 874-883, 2008.

[76] M. Berriri, P. Chevrel and D. Lefebvre, "Varying sampling predictive control for time delay systems: application to automotive powertrain control," IFAC Proceedings Volumes, Vol. 40, No. 23, pp. 89-96, 2007.

[77] C. Rostiti, Y. Liu, M. Canova, S. Stockar, G. Chen, H. Dourra and M. Prucka, "A Backlash

Compensator for Drivability Improvement Via Real-Time Model Predictive Control," Transactions of the ASME. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 140, Issue 10, 104501, 2018.

[78] 米沢 平成, "基礎実験装置を用いた自動車駆動系の振動制御手法に関する研究," 修士学位論文, 人間機械システムデザイン専攻, 北海道大学, 札幌, 日本, 2018 (平成 30 年度).

[79] 西留 千晶, "特性変動を有する動的システムのモデル化と制御," 博士学位論文, 人間機械システムデザイン専攻, 北海道大学, 札幌, 日本, 2014 (平成 26 年度).

[80] J. C. Gerdes and V. Kumar, "An impact model of mechanical backlash for control system analysis," Proceedings of 1995 American Control Conference - ACC'95, Seattle, WA, USA, pp. 3311-3315, 1995.

[81] M. Nordin, J. Galic and P.-O. Gutman, "New Models for Backlash and gear Play," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol. 11, pp. 49-63, 1997.

[82] R. Dhaouadi, K. Kudo and M. Tobise, "Analysis and Compensation of Speed Drive Systems with Torsional Loads," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 3, pp. 760-766, 1994.

[83] D.R. Seidl, S.L. Lam, J.A. Putman and R.D. Lorenz, "Neural Network Compensation of Gear Backlash Hysteresis in Position-Controlled Mechanisms," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, pp. 1475-1483, 1995.

[84] A. Azenha and J.A. Tenreiro Machado, "Variable Structure Control of Robots with Nonlinear Friction and Backlash at the Joints," Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Minneapolis, Minnesota, pp. 366-371, 1996.

[85] J.H. Yang and L.C. Fu, "Nonlinear Adaptive Control for Manipulator System with Gear Backlash," Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control, Kobe, Japan, pp. 4369-4374, 1996.

[86] R.S. Barbosa, J.A. Tenreiro Machado and A.M. Galhano, "Performance of Fractional PID Algorithms Controlling Nonlinear Systems with Saturation and Backlash Phenomena," Journal of Vibration and Control, Vol. 13, Issue 9-10, pp. 1407-1418, 2007.

[87] R.S. Barbosa and J.A. Tenreiro Machado, "Limit cycle prediction of systems with fractional controllers and backlash," Journal of Vibration and Control, Vol. 23, Issue 4, pp. 587-603, 2017.

[88] T.S. Wu, M. Karkoub, H. Wang, H.S. Chen and T.H. Chen, "Robust Tracking Control of MIMO Underactuated Nonlinear Systems With Dead-Zone Band and Delayed Uncertainty Using an Adaptive Fuzzy Control," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 25, No. 4, pp. 905-918, 2017.

[89] I. Kolnik and G. Agranovich, "Backlash compensation for motion system with elastic transmission," IEEE 27th Convention of Electrical and Electronics Engineers, Nov. 14-17, Israel, pp. 1-5, 2012.

[90] L. Márton and B. Lantos, "Control of mechanical systems with Stribeck friction and backlash," Systems and Control Letters, 58(2), pp. 141-147, 2009.

[91] H. Wang, H. Kong, Z. Man, M. Yu and J. Xiaozheng, “Robust Adaptive Position Control of Automotive Electronic Throttle Valve Using PID-type Sliding Mode Technique,” Proceedings of the 35th Chinese Control Conference, July 27-29, Chengdu, China, pp. 3429-3435, 2016.

[92] L. T. Aguilar, Y. Orlov, J. C. Cadiou and R. Merzouki, “Nonlinear H_∞-Output Regulation of a Nonminimum Phase Servomechanism With Backlash,” ASME J. Dyn. Sys., Meas., Control, Vol. 129, Issue 4, pp. 544–549, 2007.

[93] J. Yao, D. Di and J. Han, “Adaptive notch filter applied to acceleration harmonic cancellation of electro-hydraulic servo system,” Journal of Vibration and Control, Vol. 18, Issue 5, pp. 641-650, 2011.

[94] M. P. Aghababa and H. P. Aghababa, “Stabilization of gyrostat system with dead-zone nonlinearity in control input,” Journal of Vibration and Control, Vol. 20, Issue 15, pp. 2378-2388, 2014.

[95] R. Dong and Y. Tan, “Internal Model Control for Dynamic Systems With Preceded Backlash,” ASME J. Dyn. Sys., Meas., Control, Vol. 131, Issue 2, 024504, 2009.

[96] X. Lu, T. Lu and B. Chai, “Mode-switch model predictive controller with “pre-contact” method for alleviating driveline vibration of electric vehicles considering backlash,” Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, Vol. 234, Issue 8, pp. 2176-2194, 2020.

[97] A. Balau and C. Lazar, “One Step Ahead MPC for an Automotive Control Application,” Second Eastern European Regional Conference on the Engineering of Computer Based Systems, Bratislava, Slovakia, pp. 61-70, 2011.

[98] A. Lagerberg and B. Egarbt, “Backlash Estimation With Application to Automotive Powertrains,” IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 15, No. 3, pp. 483-493, 2007.

[99] C.F. Caruntu, “Predictive Control based on Piecewise Nonlinear Models for Vehicle Drivetrains,” IEEE 20th Conference Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA), Luxembourg, pp. 1–7, 2015.

[100] G. Ferrari-Trecate and M. Gati, “Observability analysis and state observers for automotive powertrains with backlash : a hybrid system approach,” International Journal of Control, Vol. 79, No. 5, pp. 496-507, 2006.

[101] O. Atabay, M. Ötkür, İM. Ereke, “Model based predictive engine torque control for improved drivability,” Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, Vol. 232, Issue 12, pp. 1654-1666, 2018.

[102] M. Herceg, M. Kvasnica and M. Fikar, “Minimum-time predictive control of a servo engine with deadzone,” Control Engineering Practice, 17(11), pp. 1349-1357, 2009.

[103] C.F. Caruntu, A.E. Balau and C. Lazar, “Cascade based Control of a Drivetrain with Backlash,” 2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, pp. 710-715, 2010.

[104] R. Fietzek and S. Rinderknecht, “Observer validation and model based control of a two mass oscillator with backlash,” Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, August 4-7, Takamatsu, Japan, pp. 318-323, 2013.

[105] A. Abass and A.T. Shenton, “Automotive Driveline Control by a Nonlinear Nonparametric QFT Method,” 2010 11th Int. Conf. Control, Automation, Robotics and Vision, Singapore, pp. 1316-1321, 2011.

[106] H. Yonezawa, I. Kajiwara, C. Nishidome, S. Hiramatsu, M. Sakata and T. Hatano, “Vibration control of automotive drive system with backlash considering control period constraint,” Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 13, No. 1, Paper No. 18-00430, 2019. https://doi.org/10.1299/jamdsm.2019jamdsm0018

[107] H. Yonezawa, I. Kajiwara, S. Sato, C. Nishidome, M. Sakata, T. Hatano and S. Hiramatsu, “Vibration control of automotive drive system with nonlinear gear backlash,” Transactions of the ASME. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 141, Issue 12, 121002, 2019. https://doi.org/10.1115/1.4044614

[108] H. Yonezawa, I. Kajiwara, C. Nishidome, T. Hatano, M. Sakata and S. Hiramatsu, “Active vibration control of automobile drivetrain with backlash considering time-varying long control period,” Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, Vol. 235, Issue 2-3, pp. 773-783, Published online: August 2020 (accepted: July 2020). https://doi.org/10.1177/0954407020949428

[109] K. Zhou, K. Glover and J. Doyle, (劉康志, 羅正華 訳), 「ロバスト最適制御」, コロナ社, 1997.

[110] M. Chilali and P. Gahinet, “H_∞ Design with Pole Placement Constraints : An LMI Approach,” IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 41, No. 3, pp. 358-367, 1996.

[111] C. Nishidome and I. Kajiwara, I, “Motion and Vibration Control of Flexible-Link Mechanism With Smart Structure,” JSME Int. J. Ser. C, Vol. 46, Issue 2, pp. 565–571, 2003.

[112] 梶原 逸朗, 山家 勝裕, 下嶋 浩, “混合H_2/H_∞制御に基づく非線形時変システムの一制御手法 (2 自由度マニピュレータの位置と力の制御),” 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 64, No. 626, pp. 3839-3846, 1998.

[113] Y. Yamamoto, “A Function Space Approach to Sampled Data Control Systems and Tracking Problems,” IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, No. 4, pp. 703-713, 1994.

[114] L. M. Silverman, “Discrete Riccati Equations: Alternative Algorithms, Asymptotic Properties, and System Theory Interpretations,” Control and Dynamic Systems, Vol. 12, pp. 313-386, 1976.

[115] H. L. Trentelman and A. A. Stoorvogel, “Sampled-data and Discrete-time H_2 Optimal Control,” Proceedings of the 32nd IEEE Conference on Decision and Control, pp. 331-336, 1994.

[116] 原 辰次, “ディジタル制御技術 Ⅲ. H_2型最適制御 I : 離散時間問題への変換,” 電学論 C, 114 巻, 7/8 号, pp. 741-744, 1994.

[117] 杉本 謙二, “ディジタル制御技術 Ⅳ. H_2型最適制御Ⅱ: 離散時間問題の解法,” 電学論 C, 114 巻, 7/8 号, 747-752, 1994.

[118] A. Nagamatsu, S. Sumida and S. Hiramatsu, “Concept and Use of Virtual Product for Automobile Development,” Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 69, No. 678, pp. 356-363, 2003. (in Japanese)

[119] B. J. H. Jacobson, “On Vehicle Driving Cycle Simulation,” in International Congress an Exposition, Detroit, Michigan, USA, SAE report number 950031, 1995.

[120] I. Arsie, R. Flora, C. Pianese, G. Rizzo and G. Serra, “A Computer Code for S.I. Engine Control and Powertrain Simulation,” SAE 2000 Transactions - Journal of Engines, Vol. 1093, pp. 935-949, SAE Technical Paper 2000-01-0938, 2001.

[121] S. Noguchi, K. Nagasaki, S. Nakayama, T. Kanada, T. Nishino and T. Ohtani, “Static Stress Analysis of Link Plate of Roller Chain using Finite Element Method and Some Design Proposals for Weight Saving,” Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 3, Issue 2, pp. 159-170, 2009.

[122] Y. Tang and H. Sasahara, “Analytical Prediction of Temperature Distribution in Cylinder Liner during Various Boring Operations,” Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 2, Issue 3, pp. 278-289, 2008.

[123] M. Nagamatsu, S. Sumida and A. Nagamatsu, “A New Approach on Modeling for Product Development (The Basic Concept of Functional Model),” Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 64, No. 622, pp. 1997-2004, 1998. (in Japanese)

[124] A. Nagamatsu, S. Sumida and M. Nagamatsu, “A New Approach on Modeling for Product Development (Expansion and Unification),” Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 64, No. 627, pp. 4216-4223, 1998. (in Japanese)

[125] S. Hiramatsu, S. Sumida, M. Nagamatsu and A. Nagamatsu, “Modeling for Functional Expression of Rotary Apparatus (2nd Report, Planetary Gear Train),” Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 65, No. 638, pp. 3926-3933, 1999. (in Japanese)

[126] S. Sumida, S. Hiramatsu, M. Nagamatsu and A. Nagamatsu, “Modeling for Functional Expression of Rotary Apparatus (1st Report, Clutch and Brake),” Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 65, No. 635, pp. 2601-2608, 1999. (in Japanese)

[127] S. Hiramatsu, S. Sumida, A. Nagamatsu and H. Arakawa, “Hierarchical Functional Model for Automobile Development (2nd Report, Functional and Mechanical Models of Engine),” Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 68, No. 671, pp. 2082-2089, 2002. (in Japanese)

[128] S. Hiramatsu, S. Sumida and A. Nagamatsu, “Hierarchical Functional Model for Automobile Development (3rd Report, Functional Model of Drivetrain),” Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 68, No. 671, pp. 2090-2097, 2002. (in Japanese)

[129] R. E. Kalman, “A new approach to linear filtering and prediction problems,” Trans. ASME, J. Basic Eng., Vol. 82, No. 1, pp. 35-45, 1960.

[130] R. E. Kalman and R. S. Bucy, “New results in linear filtering and prediction theory,” Trans. ASME, J. Basic Eng., Vol. 83, No. 1, pp. 95-108, 1961.

[131] B. Forrier, F. Naets and W. Desmet, “Broadband Load Torque Estimation in Mechatronic Powertrains Using Nonlinear Kalman Filtering,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 3, pp. 2378-2387, 2018.

[132] M. Saito and M. Yamakita, “MPC for a Simplified Transmission Model with Backlash Using UKF,” in Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Control Applications, Munich, Germany, pp. 527-532, 2006.

[133] S. Strano and M. Terzo, “Constrained nonlinear filter for vehicle sideslip angle estimation with no a priori knowledge of type characteristics,” Control Engineering Practice, Vol. 71, pp. 10-17, 2018.

[134] R. Mohammadi Asl, Y. Shabbouei Hagh, S. Simani and H. Handroos, “Adaptive square-root unscented Kalman filter: An experimental study of hydraulic actuator state estimation,” Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 132, pp. 670-691, 2019.

[135] H. Yonezawa, I. Kajiwara, S. Sato, C. Nishidome, T. Hatano and S. Hiramatsu, “Application of physical function model to state estimations of nonlinear mechanical systems,” IEEE Access, Vol. 9, pp. 12002-12018, 2021, DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3051421

[136] 米沢 平成, 梶原 逸朗, 西留 千晶, 波多野 崇, 坂田 将人, 平松 繁喜, “物理機能モデルを活用した非線形システムの状態量推定,” 第 62 回自動制御連合講演会講演論文集, 札幌, 北海道, 1F4-04, 2019.

[137] C. Moler and C. V. Loan, “Nineteen Dubious Ways to Compute the Exponential of a Matrix, Twenty-Five Years Later,” SIAM Review, Vol. 45, No. 1, pp. 3-49, 2003.

[138] H. Yonezawa, I. Kajiwara, C. Nishidome, T. Hatano, M. Sakata and S. Hiramatsu, “Active damping of drivetrain vibrations with compensation for time-varying long control cycle due to actuator constraint,” Proceedings of the 4th IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA), Montreal, QC, Canada, 2020. DOI: 10.1109/CCTA41146.2020.9206370

[139] 石田 純, 齋藤 友宏, “ギヤバックラッシモデルに基づく 2 慣性共振系の振動抑制制御,” Dynamics and Design Conference 2020 講演論文集, 大阪, 543, 2020.

[140] C. F. Caruntu, M. Lazar, R. H. Gielen, P. P. J. van den Bosch and S. D. Cairano, “Lyapunov based predictive control of vehicle drivetrains over CAN,” Control Engineering Practice, 21, pp. 1884-1898, 2013.

[141] 島野 浩樹, 内村 裕, “ネットワークベースの制御系における変動通信遅延とモデル化誤差の補償,” 電学論 D, Vol. 130, No. 3, pp. 326-333, 2010.

[142] 若生 将史, 岡野 訓尚, “同期誤差を考慮したネットワーク化制御,” 計測と制御, 第 55 巻, 第 11 号, pp. 984-989, 2016.

謝辞

本研究は，著者が北海道大学大学院工学院人間機械システムデザイン専攻在籍時に取り組んだものであり，その遂行の過程で，多くの方から多大なご指導・ご協力を賜りました．

著者の指導教員である北海道大学大学院，工学研究院，梶原逸朗教授に心より感謝の意を表し厚く御礼申し上げます．学部 4 年時の著者が先生の教授室の扉を叩いて以来，これまで非常に暖かく親身なご指導と，梶原先生自身のご経験に基づかれた，常に的確なご助言を賜りました．無知でゼロの状態の著者に，研究者としての基礎・スタイルを一から形成して頂き，この研究室を配属先に選んだことは正しかったと強く実感しております．梶原先生の「継続は力なり」を体現したような着実な研究姿勢に触れさせて頂き，日々薫陶を受ける中で修業する機会を頂きましたことを重ねて深く感謝申し上げます．

学位論文審査において，貴重なご指導とご助言を頂いた北海道大学大学院，工学研究院，佐々木克彦教授，東藤正浩教授，北海道大学大学院，情報科学研究院，近野敦教授に心より感謝申し上げます．博士論文の詳細な内容から将来的な展望に至るまで，幅広い観点に基づく有益なご指摘を頂きました．

本研究の共同研究者であり，具体的に研究を進める上で様々な技術的知見を伝授して頂いたキャテック株式の西留千晶氏に心より感謝申し上げます．特に，極めて有用かつ実践的な振動解析，モデリング手法，プログラミングのテクニックを懇切丁寧にご教授頂きました．これらの技術的スキルは本研究の遂行に貢献した点に留まらず，今後も著者が機力・制御分野の研究を続けていく上で，無くてはならない貴重な財産です．本研究を加速させる数々の重要なご助言を頂きました点も含めまして，改めて御礼申し上げます．

本研究は，マツダ株式会社との共同研究であり，その遂行にあたって多大なご協力を頂きました．同社統合制御システム開発本部の平松繁喜氏，波多野崇氏，近藤秀一氏，坂田将人氏，加藤真氏には，打ち合わせの度に遠方の広島からご足労頂き，研究に関する有益なご助言を賜りました．特に実験装置の製作や制御理論の応用について，産業界における幅広いご経験に基づき，お力添えを頂きました．また，アカデミアの博士課程に在籍しながら，産学連携に触れることのできる機会を頂き，深く感謝申し上げます．自動車産業界の開発競争における最前線の一端を学ばせて頂いたことは，大変貴重な経験でした．

著者が所属している知的構造システム研究室(旧　スマートメカニズム研究室)の皆様には多方面に渡り，お世話になりました．ゼミにおける研究発表等で，有益な助言とご指導を頂きました原田宏幸准教授に心より感謝を申し上げます．当研究室の卒業生である佐藤晶太氏(現 マツダ株式会社統合制御システム開発本部)には, 著者が学部 4 年から修士課程 1 年に至るまで，プログラミングの基礎等を懇切丁寧にご指導頂きました．改めて御礼申し上げます．同じく当研究室ご出身であり，北海道科学大学の田島悠介助教には，電子工作・通信系に関する豊富な技術的スキルを通じて，基礎実験装置の開発に多大なご協力を頂きました．深く感謝を申し上げます．また，当研究室の秘書として勤めて頂きました近藤真

理子様，山口忍様には事務手続きを中心に多くのご支援を頂きました．旅費申請や物品購入において不慣れな著者を根気強くフォローして頂き，本当に感謝しております．

現在，当研究室の修士課程 2 年の学生である米沢安成氏は，著者の実弟であり，研究に関する様々な議論を通じて，良い刺激を与えてくれました．感謝の意を表します．明晰な理解力で研究を加速させる示唆を与えてくれると共に，時にユーモラスな人柄で楽しませてくれる弟が傍らにいた著者は幸運でした．おかげ様で，学生・研究生活は終始，妙な安心感と共にありました．

最後に，不自由無く学生生活を送らせて頂けたのは，何よりも心の支えである家族のおかげです．困難にぶつかった時でも著者を温かく励まし，常に味方でいてくれた父と母に心より感謝を申し上げます．

2021 年 2 月 5 日

米沢 平成

業績目録

研究業績として，学術雑誌掲載論文および学会発表（口頭）のリストを以下に示す．本博士論文は，「学位論文関係」の発表内容に基づく．

学術雑誌掲載論文（学位論文関係）

1. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara, Chiaki Nishidome, Shigeki Hiramatsu, Masato Sakata and Takashi Hatano, “Vibration control of automotive drive system with backlash considering control period constraint,” Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 13, No. 1, Paper No. 18-00430, (2019)
2. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara, Shota Sato, Chiaki Nishidome, Masato Sakata, Takashi Hatano and Shigeki Hiramatsu, “Vibration control of automotive drive system with nonlinear gear backlash,” Transactions of the ASME. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 141, Issue 12, 121002, (2019)
3. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara, Chiaki Nishidome, Takashi Hatano, Masato Sakata and Shigeki Hiramatsu, “Active vibration control of automobile drivetrain with backlash considering time-varying long control period,” Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, Vol. 235, Issue 2-3, pp. 773-783, published online: August 2020 (accepted: July 2020)
4. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara, Shota Sato, Chiaki Nishidome, Takashi Hatano and Shigeki Hiramatsu, “Application of physical function model to state estimations of nonlinear mechanical systems,” IEEE Access, Vol. 9, pp. 12002-12018, (2021), DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3051421

学術雑誌掲載論文（その他）

1. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara and Ansei Yonezawa, “Experimental verification of model-free active vibration control approach using virtually controlled object,” Journal of Vibration and Control, Vol. 26, Issue 19-20, pp. 1656-1667, (2020)
2. Ansei Yonezawa, Itsuro Kajiwara and Heisei Yonezawa, “Model-free vibration control based on a virtual controlled object considering actuator uncertainty,” Journal of Vibration and Control, published online: July 2020
3. Ansei Yonezawa, Itsuro Kajiwara and Heisei Yonezawa, “Novel Sliding Mode Vibration Controller With Simple Model-Free Design and Compensation for Actuator’s Uncertainty,” IEEE Access, Vol. 9, pp. 4351-4363, (2021), doi: 10.1109/ACCESS.2020.3047810.

学会発表（学位論文関係）

1. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara, Shota Sato, Chiaki Nishidome, Masato Sakata, Takashi Hatano and Shigeki Hiramatsu, “Motion and Vibration Control of Automotive Drive System Considering Gear Backlash Nonlinearity,” The 14th International Conference on Motion and Vibration Control (MoViC 2018), Daejeon, Korea, August 5-8, (2018)
2. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara, Chiaki Nishidome, Takashi Hatano, Masato Sakata and Shigeki Hiramatsu, “Motion and vibration control of automotive drivetrain with control cycle limitation,” The 18th Asia-Pacific Vibration Conference, Sydney, Australia, November 17-20, (2019)
3. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara, Chiaki Nishidome, Takashi Hatano, Masato Sakata and Shigeki Hiramatsu, “Active damping of drivetrain vibrations with compensation for time-varying long control cycle due to actuator constraint,” The 4th IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA 2020), Montreal, QC, Canada, August 24-26, (2020)
4. 米沢平成, 梶原逸朗, 佐藤晶太, 西留千晶, 「混合 H2/H∞スライディングモード制御によるギヤバックラッシを含む自動車駆動系の振動制御」, 計測自動制御学会, 第 50 回計測自動制御学会北海道支部学術講演会, (2018)
5. 米沢平成, 梶原逸朗, 佐藤晶太, 西留千晶, 坂田将人, 波多野崇, 平松繁喜, 「バックラッシ特性を再現する自動車駆動系の基礎実験装置と振動制御」, 日本機械学会, Dynamics and Design Conference 2018, (2018)
6. 米沢平成, 梶原逸朗, 西留千晶, 波多野崇, 坂田将人, 平松繁喜, 「物理機能モデルを活用した非線形システムの状態量推定」, 日本機械学会 他, 第 62 回自動制御連合講演会, (2019)
7. 近藤俊朗, 米沢平成, 西留千晶, 梶原逸朗, 加藤真, 近藤秀一, 波多野崇, 坂田将人, 平松繁喜, 「非線形性を有する自動車操舵系のモデル化とモータによる角度追従制御」, 第 62 回自動制御連合講演会, (2019)
8. 米沢平成, 梶原逸朗, 西留千晶, 波多野崇, 坂田将人, 平松繁喜, 「制御周期制約下における自動車駆動系のバックラッシ補償」, 日本機械学会, 第 16 回「運動と振動の制御」シンポジウム, (2019).
9. 米沢平成, 梶原逸朗, 西留千晶, 波多野崇, 坂田将人, 平松繁喜, 「可変制御周期による影響を考慮した自動車駆動系のアクティブ振動制御」, 日本機械学会, Dynamics and Design Conference 2020, (2020)

学会発表（その他）

1. Heisei Yonezawa, Itsuro Kajiwara and Ansei Yonezawa, “Model-free vibration control to enable vibration suppression of arbitrary structures,” The 12th Asian Control Conference (ASCC 2019), Kitakyushu, Fukuoka, Japan, June 9-12, (2019)
2. Ansei Yonezawa, Itsuro Kajiwara and Heisei Yonezawa, “Model-free active vibration control approach using proof-mass actuator with uncertainty,” ISMA 2020 International Conference on Noise and Vibration Engineering, Leuven, Belgium, September 7-9, (2020)
3. 米沢平成, 梶原逸朗, 大西諒史, 米沢安成, 「任意構造物の制振を可能とするモデルフリー振動制御」, システム制御情報学会 他, 第 61 回自動制御連合講演会, (2018)
4. 米沢安成, 米沢平成, 梶原逸朗, 「パラメータの不確かさを有するアクチュエータを用いたモデルフリー振動制御」, 日本機械学会, Dynamics and Design Conference 2019, (2019)