

東海大学大学院平成 27 年度博士論文

商用車用電磁石シフトユニットの 制御性改善の研究

指導 岩森 暁 教授

東海大学大学院総合理工学研究科
総合理工学専攻

山本 康

目次

第1章 序論

1.1 研究の背景	1
1.2 研究の現状と今後の展望.....	5
1.2.1 商用車における自動変速機の現状と今後の展望	5
1.2.2 EEC の現状と今後の展望.....	5
1.3 本研究の目的と従来の研究.....	7
1.4 本論文の構成	8
1章の参考文献	9

第2章 電磁石シフトユニットの検討

2.1 本章の目的	10
2.2 電磁石シフトユニットの概要.....	14
2.3 電磁石シフトユニットに作用する反力.....	16
2.3.1 減衰力と摩擦力.....	17
2.3.2 ディテント反力.....	18
2.3.3 シンクロナイザー反力	19
2.3.4 シフトユニットに作用する反力の合計	24
2.4 シフトアクチュエータ用電磁石の設計検討.....	25
2.4.1 電磁石の設計要件	25
2.4.2 アンペーターンの設定	25
2.5 電磁石の形状検討.....	28
2.6 電磁石シフトユニットの構造.....	32
2.7 本章のまとめ	33
2章の参考文献	34

第3章 EEC の制御出力導出

3.1 本章の目的	36
3.2 EEC の制御出力導出.....	38
3.2.1 外力が作用せず応答遅れがない場合の EEC.....	38
3.2.2 EEC の制御出力の収束方法.....	38
3.2.3 減衰力が作用する場合の EEC の挙動.....	38
3.2.4 制御系の遅れ補正方法 1	38
3.2.5 制御系の遅れ補正方法 2	39
3.3 本章のまとめ	40
3章の参考文献	41

第4章 電磁石シフトユニットの制御シミュレーション

4.1 本章の目的	43
4.2 電磁石シフトユニットのプラントモデル.....	45
4.2.1 トランスミッションの反力モデル化	47
4.2.2 電磁石のモデル化	48
4.2.3 シフト制御系の運動方程式.....	51
4.3 制御目標位置と制御の評価.....	52

4.4	制御シミュレーション.....	53
4.4.1	PD 制御.....	53
4.4.2	スライディングモード制御.....	55
4.4.3	エネルギー評価制御.....	57
4.5	シミュレーション結果.....	61
4.7	本章のまとめ.....	63
4 章	の参考文献.....	64
第 5 章	電磁石シフトユニットの制御実験.....	
5.1	本章の目的.....	65
5.2	実験装置の概要.....	66
5.3	電磁石シフトユニットの制御.....	69
5.3.1	PID 制御.....	69
5.3.2	スライディングモード制御.....	74
5.3.3	エネルギー評価制御.....	78
5.4	制御実験結果の比較.....	85
5.5	本章のまとめ.....	89
5 章	の参考文献.....	90
第 6 章	考察と結論.....	
6.1	考察.....	91
6.1.1	Lagrangian, Hamiltonian を用いた EEC の整理.....	91
6.1.2	従来のスライディングモード制御と EEC の関係.....	92
6.2	結論.....	93
6 章	の参考文献.....	95
謝辞		96

第 1 章

序論

1.1 研究の背景

現在、様々な機器が電動化されており、これら電動機器の多くにはマイコンが組み込まれ、それぞれの目的に合った制御が加えられている。車両を例に取ればエンジン出力を決めるために運転者のアクセル操作量、エンジン回転数、吸入空気量などをセンシングし、エンジンに噴射する燃料の量やバルブタイミングをきめ細かく制御し、燃料の持つ熱エネルギーを少しでも多く取り出し、かつ排気ガスに含まれる有害成分を最小化するなどきめの細かい制御が行われている¹⁻¹⁾。またトランスミッションも近年では自動変速化が進んでおり、乗用車ではマニュアルトランスミッション(MT)に代わりオートマチックトランスミッション(AT)とCVTが普及している。ATとCVTを合わせた装着率は98.5%となっており(2011年自販連調べ)、MT車は1.5%と非常に少ない台数となっている。

これに対し商用車のトランスミッションの自動化は乗用車に比べ遅れており、小型のキャブオーバートラックではAT装着比率が2004年で6%であり、94%はマニュアル車となっている¹⁻²⁾。これは商用車が利益を得るために運行する車両であるため、ATよりも低価格で燃費の良いマニュアルトランスミッションが好まれるためである。しかしながらAT限定免許が1991年に施行されるとAT限定の普通免許を取得する割合が増加し、2003年の統計では一種普通免許の取得者の約1/3がAT限定免許となっている¹⁻³⁾。また近年では少子化により日本の生産人口は1990年には全人口70%であったが、2013年には62%へと低下している(2014年総務省人口推計)。このような社会情勢の変化から近年、運送業者はドライバ不足に陥っておりAT限定免許で運転が可能で、かつ疲労も少ない自動変速装置への要望が商用車においても高まってきている。

このような要望に対応するためマニュアルトランスミッションをアクチュエータで作動させることで自動変速化するAutomated Manual Transmission (AMT)の研究開発を行った¹⁻⁴⁾。AMTはいすゞ自動車が発売のアスカに搭載したAMT (NAVI-5)が世界初の量産例となっている¹⁻⁵⁾。AMTはMTをベースとするため、既存のMTの部品を流用できると共にMT同等の燃費性能を実現できることが利点である。

AMTではドライバのクラッチ操作、シフトレバ操作に相当する動作をアクチュエータで自動的に実施するため主にクラッチの自動化とギアチェンジの自動化が必要となる。

まずクラッチの自動化に関しては流体継ぎ手と湿式多板クラッチを直列に配置したクラッチ構造を採用した¹⁻⁶⁾。発進時には湿式多板クラッチを契合したまま、流体継ぎ手を滑らせて発進することで、発進時の半クラッチ操作を不要とすると共に、登りの渋滞路など極低速で走り続ける時にクラッチが過熱する現象を回避する。こ

の様に発進に流体継ぎ手を用いることで微速走行時の半クラッチ操作を不要にし、かつクラッチ交換を不要とした。また 6km/h 程度の低い車速で流体継ぎ手をロックアップさせ、流体継ぎ手のすべりによる伝達損失を最小限に止めている。一方、変速時には流体継ぎ手はロックアップしたままにし、湿式多板クラッチを断接しエンジンとトランスミッションの慣性重量を切り離せる構造とした。

同自動クラッチ装置は Smoother-F の商品名で 2002 年に中型トラック用として量産化され、翌 2003 年には小型トラックにも展開された。また Smoother-F は 2003 年の自動車技術会賞・技術開発賞を受賞した。

次にギアチェンジの自動化に関してはドライバのシフト操作を代替する X-Y 式のアクチュエータユニットが用いられるが、形式としては油圧式、空圧式、モータ式と様々な形式のアクチュエータユニットが採用されている^{1-5),1-7),1-8)}。

(1)空圧式のシフトアクチュエータユニット

油圧式のアクチュエータユニットは 1MPa 以上の油圧を用いることができるため、アクチュエータ部を小さく設計できるので、車載スペースに限りがある乗用車や小型トラックなどで採用されている。一方で油圧発生源が必要となり、かつ分解組み立て時にはオイル漏れの問題があり整備性に難がある。また制御バルブやアキュムレータなど付随する部品も多く、コストアップの要因となっている。

(2)空圧式のシフトアクチュエータユニット

空圧式のアクチュエータユニットは空圧源が車両に搭載されている中型、大型トラックやバスで採用されている。空圧源を新たに搭載する必要がなく、またエア漏れもオイル漏れ程の問題にはならないため整備性も良好である。しかし、油圧同様に制御バルブが必要になると共に商用車の耐久時間ではバルブシートが破損する恐れがあるため、制御バルブは定期交換部品となっており、価格、メンテナンスコストが高くなるという問題がある。

(3)モータ式のシフトアクチュエータユニット

モータ式のアクチュエータユニットは乗用車から大型トラックまで幅広く採用されており、減速機を介することでアクチュエータ推力を高くできるため、油圧式同様に小型化が可能で、かつ整備性も良好である。一方でシフト操作の様に負荷変動の激しい用途では減速機が故障するケースが多い。更にモータ及びモータドライバが商用車用としては高価だという問題がある。

これに対し筆者らは商用車としてのメンテナンス性、信頼性を考慮し、電磁石

で直接駆動するシフトユニットの研究開発を行った。一般的な電磁石でシフト操作を行うためには非常に大きな電磁石が必要となるためシフト操作に適した専用の電磁石を開発して小型化を実現し、世界初の量産型電磁石シフトユニットを開発した¹⁻⁹⁾。この電磁石シフトユニットと、上で述べた自動クラッチ装置とを組み合わせで完全自動変速の AMT とした¹⁻⁴⁾。同 AMT は SmootherE Auto Shift の商品名で 2004 年に小型トラックに量産採用され、2005 年には中型トラックにも展開された。更に 2007 年には大型車にも電磁石シフトユニットが採用された。SmootherE Auto Shift は 2005 年の自動車技術会賞・技術開発賞を受賞した。

2015 年現在、いすゞ自動車の AMT 全てに筆者らの研究開発した電磁石シフトユニットが採用され、更にハイブリッド車のベーストランスミッションにも同 AMT が採用¹⁻¹⁰⁾されるなど重要な商品となっている。

残された課題としては電磁石シフトユニットの制御性改善が上げられる。電磁石シフトユニットは電磁石の推力で直接ギアイン、ギアアウトの操作を行うために大きな電磁石を用いているので、電磁石のインダクタンスも大きくなり電流の応答が遅くなっている。また電磁石推力が非対称であるためギアイン位置での制御性が悪化する傾向にある。ギアイン位置でオーバーシュートが発生し易くなり、ストロークストップに当って大きな音が発生する。またニュートラルへの制御性が悪化するとギアチェンジに時間がかかりトルク抜け感が大きくなってしまうという問題がある。

上記の問題から電磁石シフトユニットにはできる限り短い時間でストロークストップに当てずに目標のシフト位置に止めることが要求される。最短時間で位置制御を行う制御則としては最短時間制御が上げられる。最短時間制御の問題は古くから検討されている。初期の最短時間制御はオープン制御であり、出力の切換タイミングをいかに合理的に決めておくかに主眼が置かれていた。しかし、実際の制御では制御対象に作用する摩擦や減衰力などが変化するため目標に制御値が収束せず、実用的な制御則ではなかったが、最短時間制御にフィードバックを組み合わせで外乱の影響を排除する研究が行われ、実用的な制御則となった^{1-11),1-12),1-13),1-14)}。これらの制御則の応用例としては、荷揺れを防止しつつ素早く移動させるための天井クレーンの制御への応用¹⁻¹⁵⁾や宇宙船の軌道制御¹⁻¹⁶⁾など比較的慣性質量の大きい物体への応用が検討されている。しかし、これらの制御はニュートンの運動方程式を前提とした制御則であり、出力の切換則の設計が容易でないという問題がある。

一方、外力が作用せず応答遅れもない制御系においては制御対象の運動エネルギーと、アクチュエータが目標位置までに制御対象になし得る制動仕事等しくなった時に制動を開始すれば目標位置で停止することは自明である。この原理に従って制

御出力を切り替える制御則を考案した。作成した制御則は外力にたいしてはロバストであるが、制御系に応答遅れがある場合には補正が必要となるため、応答遅れの補正方法を追加し、応答遅れがある制御系にも適用可能な制御則を構築した。この制御則は制御対象のエネルギー状態を評価して制御出力を切り替えるため、エネルギー評価制御(Energy Evaluation Control :EEC)と呼ぶこととする。

これまでもエネルギーを基準にした制御則として **Energy Based Control** や最少エネルギー制御が研究されており、前者は倒立振子の制御実験¹⁻¹⁷⁾、後者は人工衛星の姿勢制御¹⁻¹⁸⁾等に適用する研究が行われているが、最短時間制御の出力切換判定にエネルギーを適用した制御則ではないので **EEC** とは異なる制御則である。

本報告では電磁石シフトユニットの制御に **EEC** を適用し、制御性の改善を試みる。比較のため、現在量産で採用されている **PID** 制御と、**EEC** 同様に可変構造制御系を持つ **Sliding Mode Control(SMC)**を電磁石シフトユニットの制御に適用し比較対象とした。

PID 制御は制御則が単純で理解しやすいため制御技術者の経験則で制御パラメータの調整が可能であり、今日に至るまで最も広く利用されている制御則である。また制御ゲインを大きくし、かつ良くチューニングされた **PID** 制御の制御出力は最短時間制御の制御出力に近付き、最短時間制御同等の制御結果を得ることも可能である。一方、チューニングした状態から制御対象の機械的減衰力が低下するとオーバーシュートが発生するため、ロバスト性を考慮すると現実的にはあまり制御パラメータを大きく設定することができないという問題がある。

SMC は可変構造制御系を持つ制御則の中でも近年最も発展してきた制御則の一つである。**SMC** では位相空間に超平面を設定し、超平面近傍まで近付ける合わせ込みモードと、超平面近傍に状態を拘束してスライディングモードを発生させ原点に滑らせるスライディングモードにより目標へ到達させる。**SMC** の最大の特徴は超平面に状態を拘束できレバシステムが持つ不確かさ、外乱、パラメータ変動、非線形的挙動の影響を受けることなく状態は理論的には完全に不変となることが上げられる。

SMC は磁気軸受の制御¹⁻¹⁹⁾や、磁気浮上制御¹⁻²⁰⁾など非線形性の高い制御対象にも適用されておりその有用性が確認されている。

本報告では電磁石シフトユニットの制御に **PID** 制御、**SMC**、**EEC** を適用し、電磁石シフトユニットに適した制御則を選定すると共に、これらの制御結果を比較することで **EEC** の有用性を検証する。

1.2 研究の現状と今後の展望

1.2.1 商用車における自動変速機の現状と今後の展望

商用車は利益を得るために維持運行されるため、初期購入費用や燃料代、定期交換部品代、修理費、税金、保険料などの維持費が安いこと、故障修理や維持管理にかかる時間が短く長時間確実に運行できることが重要となる。一般に乗用車では 10 年 10 万 km の走行距離が設計上の目標とされるのに対し、普通トラックでは 10 年 30 万 km、大型トラックでは 10 年 100 万 km が基準となる。この様に商用車では乗用車に比べ高い信頼性と低コスト性が要求されている。このため、乗用車では 97% の装着率となっているトルコン式の AT が、商用車では MT に比べ購入費用が高く燃費が悪いためほとんど普及しなかった。一方、商用車でも AT 免許の普及によりマニュアル車を運転できるドライバの確保が難しくなっており、AT 免許でも運転可能な商用車に対する要求が高くなってきている。これに対し大型車では 12 段、16 段の多段トランスミッションが普及してきており、運転操作の煩雑さを解消するため、自動変速化が進んでいる。

今後、ディーゼルエンジンと電気モータを搭載したハイブリッド車 (HEV) が商用車の分野でも普及すると考えられるが、HEV ではきめの細かい制御を行うため、HEV 用トランスミッションには高効率の自動変速装置が必要となる。現在いすゞ自動車では筆者らが研究開発した AMT が HEV のベーストランスミッションとして採用されている。

この様に今後も商用車分野では高効率の AMT に対する要求が大きくなるものと考えられる。これに対応するため、低コスト、高信頼性のクラッチ制御装置、ギアチェンジ機構の重要度が増すと考えられる。

1.2.2 EEC の現状と今後の展望

EEC の様に制御対象の運動エネルギーとアクチュエータの制動仕事を比較し、制御出力を切り替える制御則は現状では見当たらない。しかし、EEC の制御の構造は SMC と等価であり、従来の SMC では出力切換位相面を構成する軸に変位と速度や、電圧と電流などの値を取るのが一般的で、運動エネルギーと制動仕事を軸に取ったことが異なるのみである。しかし、この点が大きな差となっている。EEC では制動可能仕事と運動エネルギーで位相面を構成するが、制動可能仕事と運動エネルギーは同じエネルギーの単位を持つため、1 対 1 の比較が可能である。また物理的にも制動可能仕事と運動エネルギーが等しくなった時に制動を始めれば最短時間制御となり、目標位置で停止することが明らかである。しかし、従来の SMC の様に位置と速度で位相

面を構成すると変位と速度は単位が異なるため、直接比較することができない。このため変位を速度に変換する関数が必要となる。この関数の設定が超平面の設計となる。SMC では状態を超平面に拘束するため制御は原点に向かって収束するが、その収束過程は最適とは限らないという問題がある。この様に EEC と従来の SMC の制御の構造はほぼ同じでも、EEC は従来の SMC よりも位相面の設計が容易になる特徴がある。また EEC はラグランジュ力学と親和性が高く、ラグランジュ力学と同様に座標変換の影響を受けない制御則となると思われる。また本論文では目標の位置に停止させることを主眼に述べるが、EEC では目標のエネルギー状態に収束させることが可能であり、目標の位置で目標の速度に制御することも容易である。またその時でも制御出力は最短時間制御の出力波形となる。更にエネルギー最小化の問題も制動仕事は摩擦仕事や減衰力の発生仕事のみで構成されるとすればアクチュエータは制動仕事をする必要はなく、加速仕事のみをすることになるため、アクチュエータの発生仕事を最小化することも容易である。この様に EEC では制御の問題を単純化することが可能であり、制御則として更なる発展が見込まれる。

1.3 本研究の目的と従来の研究

商用車の AMT 化に対応するため、低価格で高信頼性の電磁石シフトユニットを研究開発した。同シフトユニットは電磁石で直接駆動されるシフトユニットとしては世界で初めて量産化に成功した。しかし、電磁石シフトユニットでは高推力の比較的大きな電磁石を使用しているため、インダクタンスが大きく、電圧に対する電流の応答が悪いため制御性が悪いという問題があった。従来は PID 制御により制御を行い、実用上は問題のないレベルとしているが、ギアイン時に叩き音が発生するなど、品質の面では改良の余地が有る。

一方、筆者らは高速かつロバストな制御則として EEC を考案した。EEC は可変構造制御系理論に属する制御則であり、答遅れの無い制御対象に対してはほぼ完璧な最短時間制御が実現されることをシミュレーションで確認した。

EEC と同じ可変構造制御系理論に属する制御則として SMC は近年最も理論的に体系化された制御則であり、今日システムの安定化やサーボ系をはじめとして、様々な制御目的に適用できるまでに理論が進んでいる。

EEC と SMC の制御の構造を比較するとその構造が全く同じであることがわかるが、従来の SMC を用いた位置制御では切換位相面の軸に変位と速度を取ることが一般的で、運動エネルギーと制動仕事を軸に取った例は見当たらない。EEC では運動エネルギーと制動仕事を軸に取ることで従来の SMC に比べ制御の問題を単純化できると共に最短時間制御に近い制御結果が得られる点が従来の SMC（以後 SMC）よりも進歩していると言える。

しかし、EEC は単純な制御対象に対して理論検討を行って来たため、応答遅れが大きく、非線形性の高い実際の制御対象ではどのような制御結果が得られるか確認されていない。

本論文では応答遅れが大きく、非線形性が高いため PID 制御（以後 PIDC）ではギアイン制御時にストロークストパーに当てずに止めることが困難であった電磁石シフトユニットの制御にシミュレーション及び実験にて EEC を適用し、電磁石シフトユニットの制御性改善を試みる。またその制御結果を PIDC、SMC の制御結果と比較し、EEC の妥当性と有用性を明確にする。

1.4 本論文の構成

本論文では新たな制御則として EEC の制御則構築を行う。同制御を応答遅れが大きく非線形性の高いため制御性に難のある電磁石シフトユニットの制御に適用し、電磁石シフトユニットの制御性を改善すると共に、EEC が応答遅れが大きく非線形性の高い制御対象にも有効な制御則であることをシミュレーション及び実機にて実証する。

第2章では制御対象である電磁石シフトユニットの構造に付いて述べる。先ずアクチュエータである電磁石に作用する反力特性に付いて述べ、続いて同反力特性に合わせた推力特性を持つシフト用電磁石の形状を静磁場解析にて求める。

第3章では EEC の基本的な考え方から御出力を決定する式の導出を行う。また、制御系に応答遅れが有る場合の補正方法に付いても述べる。導出した EEC を単純な制御対象に適用し、EEC がロバストかつ高速な制御則であることを示す。更に EEC をラグランジュ力学の視点から整理すると共に制御則としての位置付けを明確にする。

第4章ではシミュレーション上で EEC を電磁石シフトユニットの制御に適用し、EEC が PD 制御や SMC に比べ制御性が改善する可能性があるかを検証する。シミュレーションでは制御系の応答遅れを再現するため、電磁石のインダクタンス変化を調べシミュレーションモデルに組み込んだ。

第5章では EEC を電磁石シフトユニットの実機制御に適用することで電磁石シフトユニットの制御性が向上することを実験にて確認する。また、EEC が PIDC や SMC に比べ制御性が良くロバストな制御則であることを実証する。

第6章では本論文の考察と結論を述べる。

第1章の参考文献

- 1-1) 古野志健男, 環境変化に順応する将来パワートレイン技術の方向性, デンソーテクニカルレビュー特別寄稿, (2014), Vol.19. pp. 11-23.
- 1-2) 日本自動車工業会, 2008 年度小型・軽トラック市場動向調査, (2009), p12.
- 1-3) 阿部 誠, 山本 康, 河西公幸, 窄 智久, 岩男信幸 プランジャ型ソレノイドに対する推力特性のロバスト性向上の研究, 品質工学会誌, Vol.14, No.4, (2006), pp. 543-549.
- 1-4) 林暢彦, 山崎淳, 成田裕正, 江原達彦, 山本康, 商用車用流体継ぎ手付新自動変速機システムの開発-経済性とイージードライブの両立, 自動車技術会論文集, Vol. 36, No.6 (2005), pp.175-180.
- 1-5) 畔柳楯三 イージードライブシステム NAVI-5(新技術時代と商品開発) 日本科学技術連盟, 品質管理, Vol.37, No.11, (1986), pp. 1465-1670.
- 1-6) 古賀英隆, 岩尾雅俊 新商品紹介 Soother-F搭載02年式フォワードの紹介, いすゞ技報, Vol. 107, (2002), pp. 72-77.
- 1-7) 中村剛, 池渕徹雄, 熊沢厚, 浅野剛, 河田修 新型スーパーグレート 機械式自動トランスミッション'INOMAT-II'の開発, 三菱ふそう技報 No.3(2008), pp.25-29.
- 1-8) 小貫重盛, 清水鉄也, 西村伸之 大型トラクタ用 Smoother-G トランスミッションの開発, 自動車技術, Vol.56, No.5, (2002), pp.90-95.
- 1-9) Y. Yamamoto, K. Terashima, S. Hasegawa and Y. Oshinoya, *Shape Optimization of Electromagnet and Linear Motor for AMT Gear Shift Unit*, ICEE CD No. P-EM-38, 2012.
- 1-10) 三輪良, 栗田茂明, 大串彰秀 新商品紹介 いすゞエルフディーゼルハイブリッド車の紹介, いすゞ技報, Vol.113, (2005), pp. 65-71.
- 1-11) R.E. Kalman, et al.: General Synthesis Procedure for Computer Control of Single-Loop and Multi Loop Linear Systems, AIEE, part II, (1959) pp. 602-609.
- 1-12) C.T. Mullis, Time Optimal Discrete Regulator Gains, IEEE Trans., AC-17-2(1972), pp. 265-266.
- 1-13) 西村行雄, 米澤洋, 切換超曲面を用いる最短時間フィードバック制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.17, No.3(1981), pp.323-329.
- 1-14) C. Hyeung-sik and A. Global, Optimal Sliding-Mode Control for the Minimum Time Trajectory Tracking with Bounded Inputs, KSME International Journal, Vol. 15, No. 4(2001), pp. 433-440.
- 1-15) 吉田靖夫, 加藤慎吾: 荷振れ情報と最短時間制御を用いた天井クレーン操作法, 計測自動制御学会第10 回システムインテグレーション部門講演会論文集, (2009), pp.645-648..
- 1-16) Y. W. Jan and J. C. Chiou, Minimum-time spacecraft maneuver using sliding-mode control, Acta Astronautica, Vol. 54, Issue 1(2004), pp. 69-75.
- 1-17) Isabelle, F., Mark, W. S. and Rogelio and L., Energy Based Control of the Pendubot, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.45, No.4 (2000), pp.725-729.

第 2 章

電磁石シフトユニットの構造検討

2.1 本章の目的

第2章では商用車の自動変速機として採用が進んでいる AMT 用に研究開発した電磁石シフトユニットの構造やその設計に付いて述べる。商用車は営利活動の一環として運行されるため、乗用車以上に低価格性が求められる。また走行距離も長い上に確実な運行も求められるため、高い信頼性も求められる。更に大手の運送会社では自社での点検整備を行っており、整備性も重要な課題となる。これに対し従来の AMT 用シフトユニットでは油圧式、空圧式、電気モータ式が採用されて来た。油圧式は乗用車や小型トラックで用いられ^{2-1),2-2)}、空圧源を持つ中大型トラックでは空圧式のシフトユニットが用いられている^{2-3),2-4)}。一方、電気モータ式は乗用車から大型トラックまで幅広い車種で採用されている^{2-5),2-6),2-7),2-8),2-9)}。しかしながらこれらの方式にはそれぞれに問題がある。

1)油圧シフトユニット(図 2-1)

油圧式シフトユニットは小型で高推力が得られる利点がある一方で

- (1)構成する部品が油圧源、制御バルブ×4 個以上、シリンダーピストン×2 本以上、応答性を高めるにはアキュムレータが必要で部品点数が多い。
- (2)配管やシール部からオイルが漏れたり、整備時に分解するとオイルが流れ出るため整備性が悪い。またエア抜きも必要。
- (3)バルブシールなどゴム部品の耐久性に限界があり、交換が必要となる。

2)空圧シフトユニット(図 2-2)

空圧式シフトユニットでは空圧源を持つ車両では新たに空圧源を持つ必要が無く、またピストン径を大きくすれば高推力が得られる利点がある。一方で、

- (1)構成する部品が制御バルブ×4 個以上、シリンダーピストン×2 本以上、配管部品、更に小型トラックでは空圧源が必要となり、部品点数が多く高価になると共に故障確率も増える。
- (2)バルブシールなどゴム部品の耐久性に限界があり、交換が必要となる。

3)モータシフトユニット(図 2-3)

モータ式の場合は小型で高推力が得られ、かつ油圧や空圧とは異なり配管が不要で取り付けが容易で更に推力の制御が容易であるという利点がある一方で、

- (1)モータと減速機が必要となり、構成部品数が多い。
- (2)減速機を介するため出力側からの逆駆動性が悪く、減速機やシンクロナイザに過剰な負荷がかかる場合がある。
- (3)モータやエンコーダ、モータドライバが商用車用としては高価である。

この様にいずれのシフトユニットにも商用車に適用するにはそれぞれに問題がある。

この様な問題点に鑑み、筆者らは電磁石で直接駆動する電磁石シフトユニットの研究開発を行った。同シフトユニットでは大きな推力を要求されるギアイン、ギアアウト用のシフトアクチュエータに電磁石を採用し、大きな力を必要としないセレクトアクチュエータには2コイル式のリニアモータを採用した。電磁石やリニアモータで直接駆動すると図 2-4 に示す様に構成部品が少なくなるため低価格で信頼性の高いシフトユニットを実現できる。(量産時には更なる低コスト化のためセレクトアクチュエータも電磁石に変更されている。)ところが、通常市販されている電磁石をシフトユニットに用いると変速操作に必要な推力を得るためには非常に大きな電磁石が必要となり、現実的でなかった。これに対し、変速操作に必要な推力はシフトストロークにより決まっている。一方、電磁石のストロークに対する推力の特性は電磁石の形状により決まっている。この推力特性は電磁石の形状を調整することである程度調整可能²⁻¹⁰⁾なことから、シフトに必要な推力の特性と電磁石の推力特性を合わせ込めば実用的な電磁石サイズを実現できると考えた。

本章ではトランスミッションの変速機構の構造からシフト操作に必要な推力特性を決定し、同推力を発生可能な電磁石シフトユニット用電磁石の設計検討に付いて述べる。

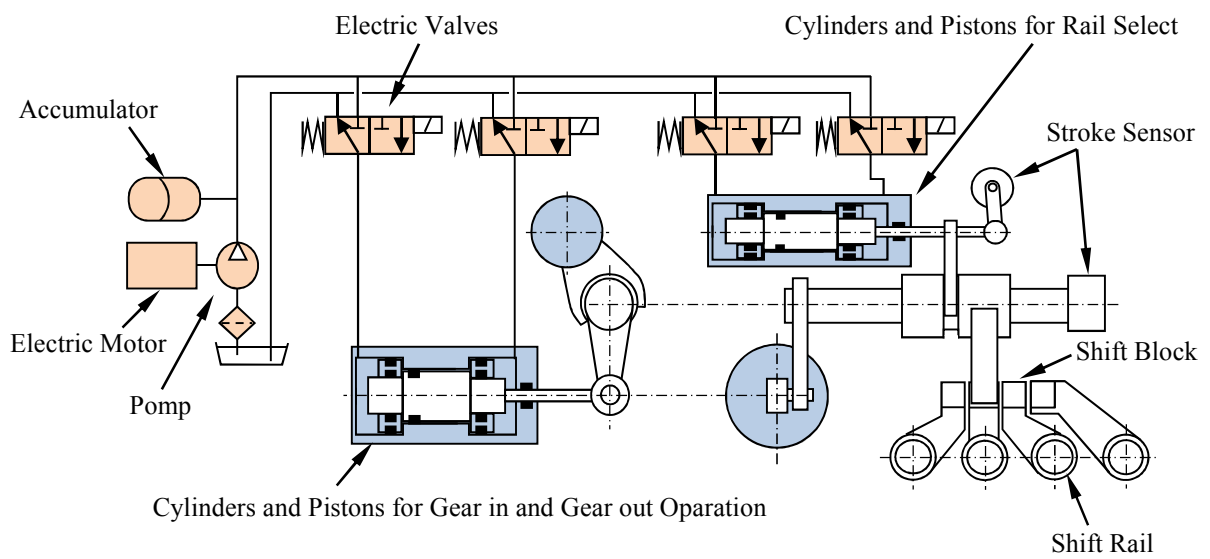


Figure 2-1. Structure of Hydraulic Shift Unit

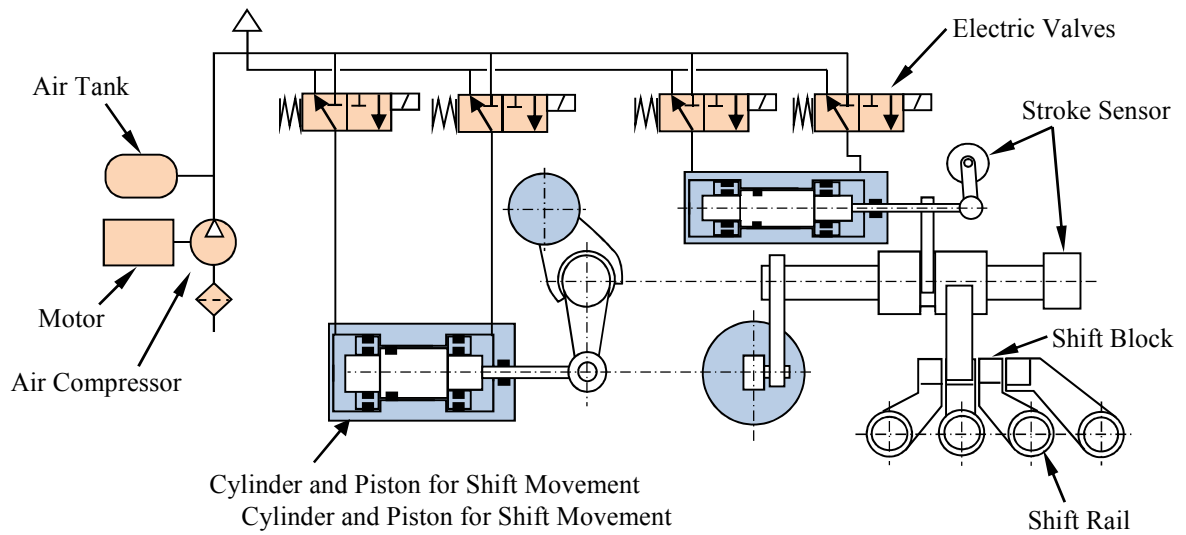


Figure 2-2. Structure of Compressed Air Shift Unit

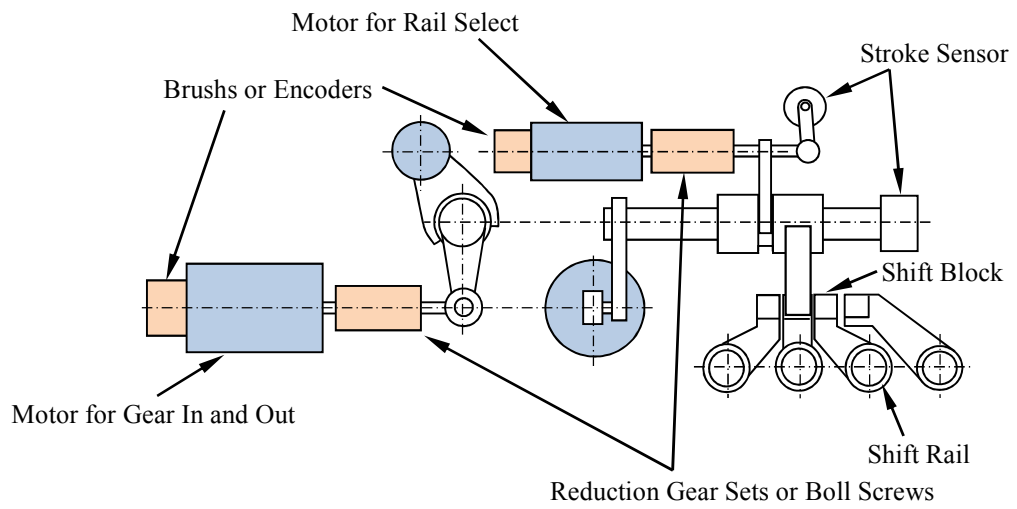


Figure 2-3. Structure of Electric Motor Shift Unit

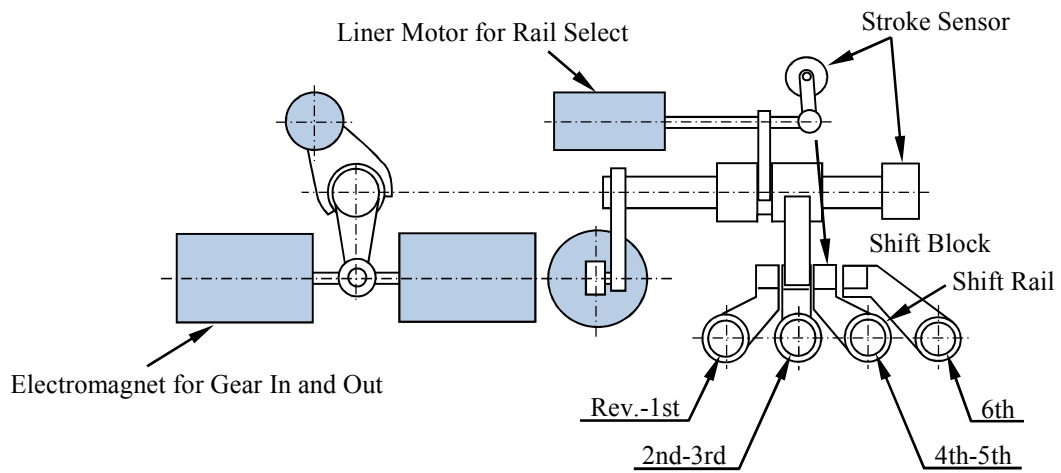


Figure 2-4. Structure of Electromagnetic Shift Unit

2.2 電磁石シフトユニットの概要

図 2-5 に電磁石シフトユニットを搭載した AMT の断面図を示す。AMT トランスミッションはクラッチの自動断接機構部とギア選択の自動制御機構により構成されている。クラッチの断接機構部は流体継ぎ手と湿式多板クラッチを直列に配置した構造であり、発進や微速時には流体継ぎ手を用い、車速が 6km/h 以上になると流体継ぎ手を直結させるためのロックアップクラッチを接続し、流体クラッチの滑り損失を低減する。変速時には湿式多板クラッチを切り離しトランスミッションに連結される回転慣性質量を小さくしてからギアの切換を行う。ギア切換後には再び湿式多板クラッチを接続する。これらロックアップクラッチ及び湿式多板クラッチは油圧により接続、切り離しを行う構造である²⁻¹¹⁾。

AMT の変速機構部はマニュアルトランスミッションをベースにしており、マニュアルトランスミッションにおけるシフトレバ操作に対応した動作を電磁石シフトユニットが担当する。図 2-6 に電磁石シフトユニットのシフトパターンを示す。図の横方向（セレクト方向とする）の動きにより動かすレールを選択する。レール 1~4 はそれぞれ Reverse-1st、2nd-3rd、4th-5th、6th のギア対の選択に対応している。図の縦方向（シフト方向とする）の動きでギアイン、ギアアウトを行う。図 2-7 にギア選択機構部の全体構造を示す。図に示す様に出力レバをセレクト方向に作動させるアクチュエータにはリニアモータを用いており、シフト方向に動かすアクチュエータには電磁石を用いている。尚、本報告ではシフト方向の制御性改善を目的とするため、セレクト方向の機構に付いては詳述しない。またセレクト用のリニアモータは量産時には更なるコスト削減のため電磁石に変更されている²⁻¹²⁾。

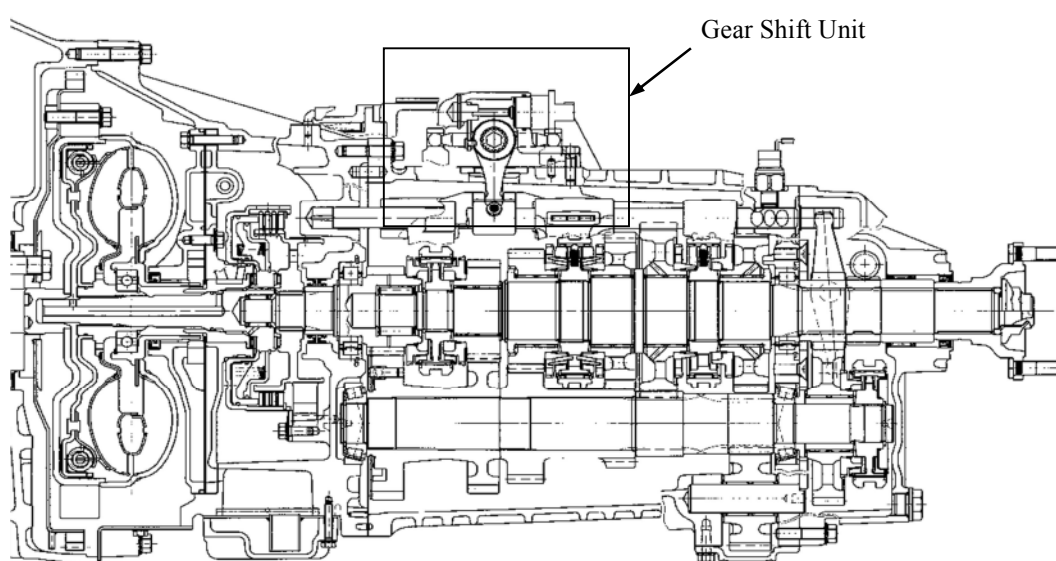
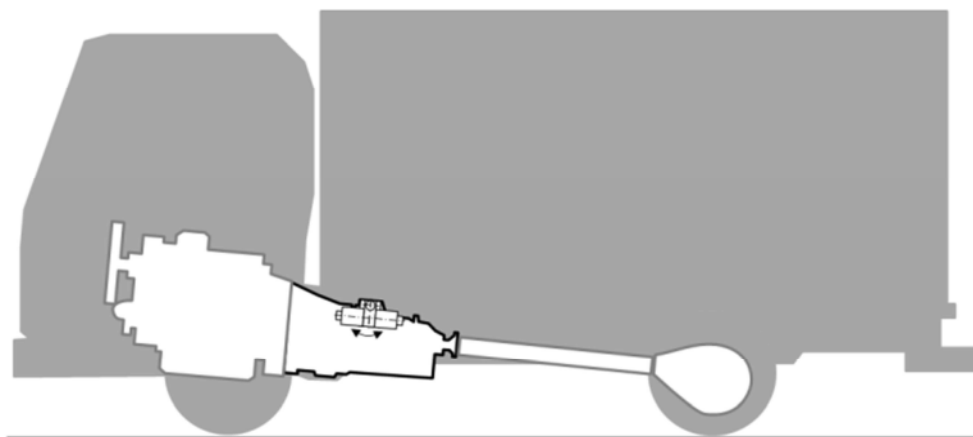


Figure 2-5. Cross Section View of AMT Transmission

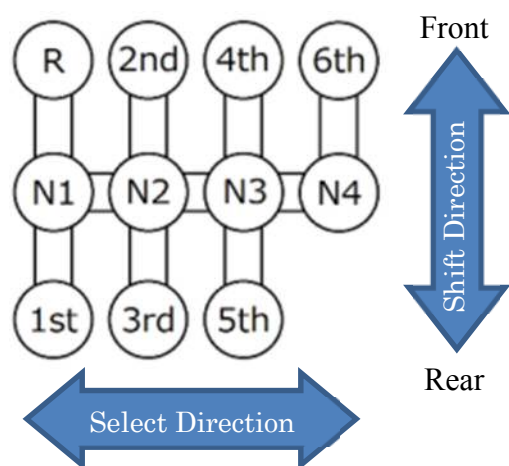


Figure 2-6. Shift Pattern.

2.3 電磁石シフトユニットに作用する反力

シフトユニットの設計のためにはシフトユニットに作用する反力を把握する必要がある。シフト操作系は図 3-7 に示す構造となっており、図中の出力レバはシフトユニットの出力レバである。シフトユニットに作用する反力には摩擦力、減衰力、ディテント反力、シンクロナイザ反力、ストopp反力により構成される。以下これらの反力に付いて述べる。

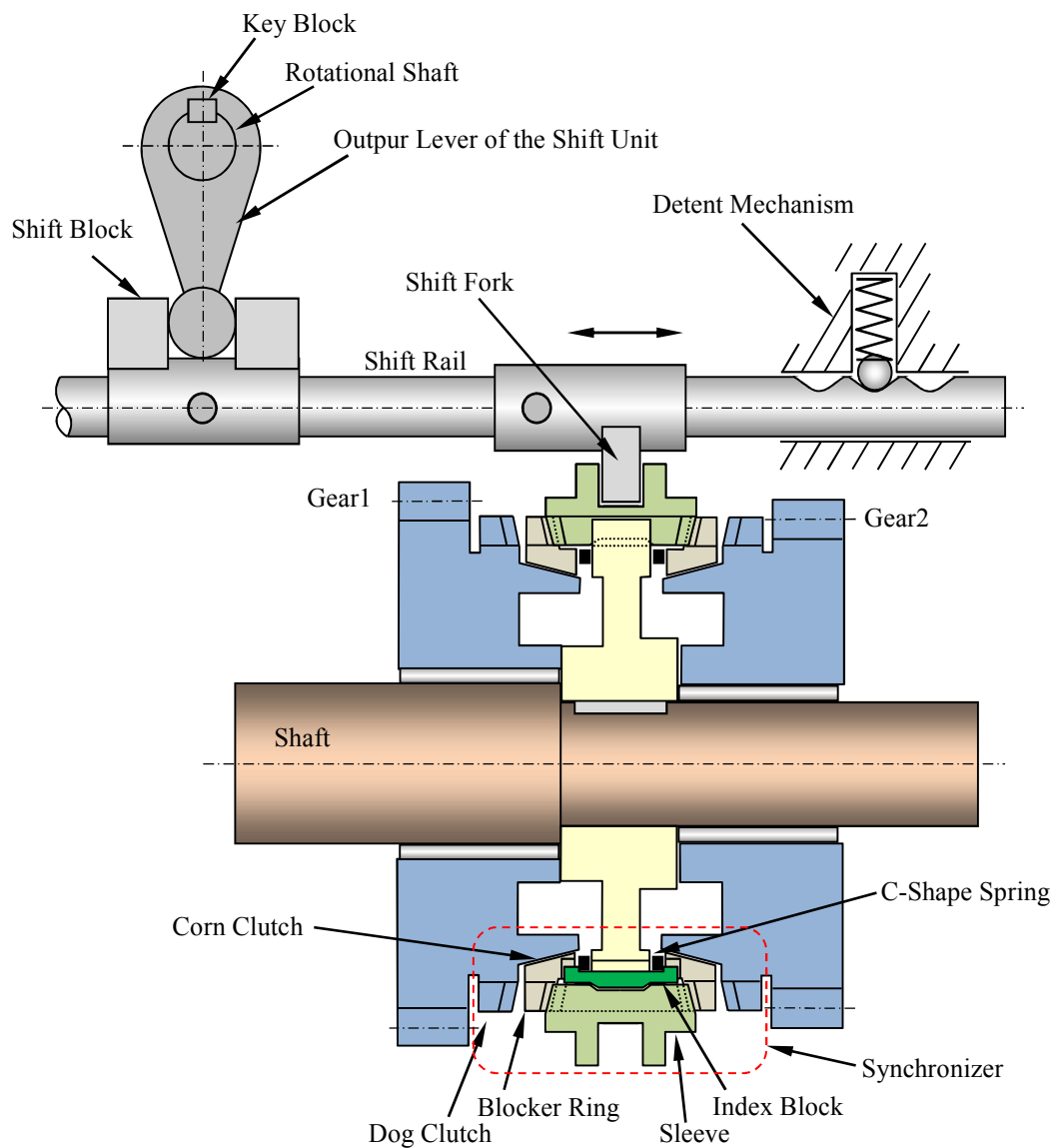


Figure 3-7. Structure of the shift control system and synchronizer.

2-3-1 減衰力と摩擦力

摩擦力と減衰力はニュートラル位置で片側の電磁石のみ最大電圧 24V で作動させ、ギアインさせたときの実験結果に対し、同様の状態をシミュレーションで再現した時にシフトストローク波形がほぼ一致する様にシミュレーションにて合わせ込みを行った(図 2-8)。このときの減衰係数 C と摩擦力 F_f は $C=2950\text{Ns/m}$, $F_f=30\text{N}$ であった。尚、摩擦力及び減衰力は運動を妨げる向きに作用する。このため摩擦力は式(3-1)より、減衰力は式(3-2)より求められる。シフトユニットに求められる作動速度は 10mm を 0.2sec で移動することなので、平均速度は 0.05m/s となる。これより減衰力 F_c を求めると $F_c=157.5\text{N}$ がおよそその減衰力となる。摩擦力とおおよその減衰力を足すと $F_f+F_c=187.5\text{N}$ となる。これを図にすると図 2-13 の長破線の様になる。

$$F_f = \begin{cases} 30(\text{N}) & \dot{x} > 0 \\ -30(\text{N}) & \dot{x} < 0 \end{cases} \quad (2-1)$$

$$F_c = C \cdot \dot{x} \quad (C = 2950(\text{Ns/m})) \quad (2-2)$$

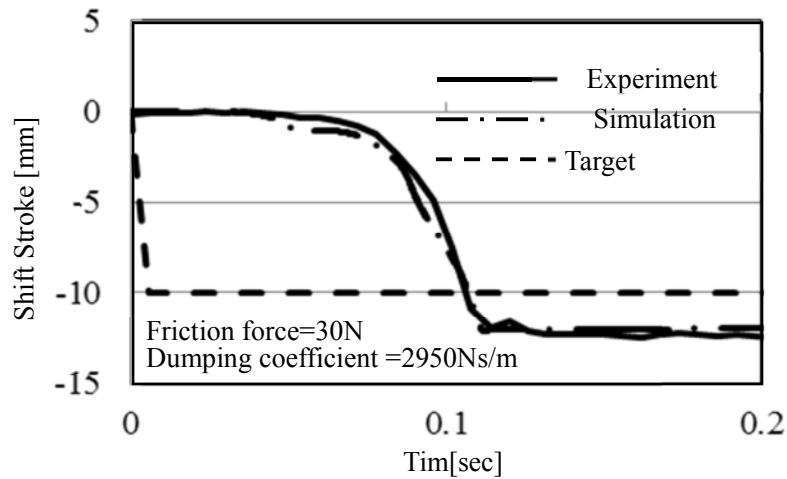


Figure 2-8. Correlation of simulation result and experimental result.

2-3-2 ディテント反力

シフト機構にはギアインやニュートラル状態を保持するためにディテント機構が設けられており，同ディテント機構の反力が作用する。ディテント機構は図 2-9 に示す様にシフトレールに 3 つの V 字溝を設け，各溝位置はギアイン位置 2 カ所と中央のニュートラル位置に対応している。同 V 字溝にスプリングで押し付けられた鋼球がはまりこむことでシフトシャフトを 3 位置に保持する構造となっている。V 字溝の切欠き角は 100° であり，ボール径 9mm，ばねのばね定数は 12N/mm，セット荷重は 67N である。またディテント溝と次のディテント溝の間は R がとられているため，この間はボールとシャフトの接触角度が徐変する。このためストローク毎に作図して CAD 上で接触角を求め、上記の条件および摩擦係数を 0.1 としてディテント機構の反力を計算した。各計算点の荷重を線で結ぶと図 2-13 の一点鎖線の様な特性となる。

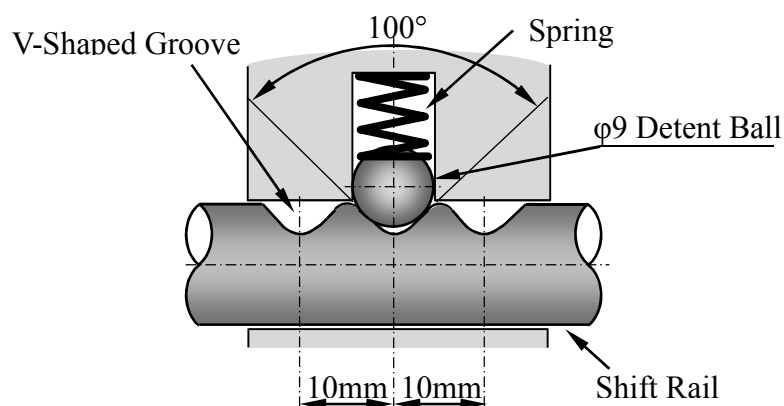


Fig. 2-9. Structure of detent mechanism on shift rail.

2-3-3 シンクロナイザ反力

図 2-5 に示した様にトランスミッションは 2 軸の常時かみ合い式トランスミッションであり、全てのギアは出力軸に連動して回転している。動力伝達中のギアはギアを支持しているシャフトに対しドッグクラッチで係合してギアとシャフトが一体に回転する。一方、動力を伝達していないギアはギアセットのどちらか一方がギアを支持しているシャフト上を空転しており、ギアを支持しているシャフトとギアの間には回転差がある。このため現ギアから次段ギアへ変速する際、そのまま軸と次段ギアを係合すると大きな音と共にショックが発生する。これを防止するため各ギアにはシンクロナイザと呼ばれる同期噛み合い装置が組み込まれている。シンクロナイザは図 2-10 に示すボルグワーナ式シンクロナイザであり、軸にスプライン勘合したスリーブ、ブロッカーリング、ギアに固定されたドッグクラッチで構成され、更にブロッカーリングとドッグクラッチの間にはコーンクラッチが配置されている。スリーブ内周にはスプラインが切られており、スプライン先端には先端角 $\theta=58^\circ$ の切先（ポイント）が設けられている。ブロッカーリング外周にはスリーブ内周のスプラインと勘合するドッグクラッチがあり、同じくポイントが設けられている。ドッグクラッチも同様にスリーブ内周のスプラインと勘合するポイント付きドッグクラッチとなっている。

図 3-7 を用いてシンクロナイザの動作を説明する。図 2-11(a)に示す様にニュートラルからギアを入れるとき、シフト用電磁石の作動によりシフトフォークを介してスリーブが軸方向に押され、シンクロナイザキーとブロッカーリングが接触し、コーンクラッチにコーントルクが発生する。これによりスリーブとギアに回転差があるとコーントルクに引きずれてブロッカーリングがインデックス位置に回動する。続いて図 2-11(b)に示す様にスリーブとブロッカーリングのポイント斜面同士が接触する。斜面同士が接触することで軸方向のスリーブ推力がブロッカーリングを押しつける押しつけトルクに変換される。同時にブロッカーリング内周のコーンクラッチも押し付けられるため、コーントルクが発生する。シンクロナイザでは押しつけトルクとコーントルクが等しくなる様にポイント角度、コーン角度が設定されているため、回転同期するまでブロッカーリングがスリーブの進行を抑える。コーンクラッチの回転が同期すると慣性トルクがゼロになり、スリーブの進行を妨げる抵抗力はトランスミッションの回転抵抗トルクに由来する抵抗力のみとなり、ブロッカーリングはスリーブにより押しつけられ、スリーブが進行し、図 2-11(c)に示す様にドッグクラッチのポイントと接触し、ドッグクラッチを押しつける。ドッグクラッチを押しつけた後、図 2-11(d)に示す様にスリーブはストッパに突き当たる。

この時のブロッカーリング、ドッグクラッチの押しつけ力は図 2-12 に示す

力の分解から求めることができる。同図より、ポイント角を θ 、スリーブの押し付け力を F_{sl} 、ポイント部の垂直抗力を F_N 、斜面に沿った力 F_H を、斜面の摩擦力を $F_{\mu 1}$ 、押しのけ力を F_P 、ポイント部の平均半径を R 、とし、押しのけトルク T_p は式 (2-3) ～ (2-8) より求めることができる²⁻¹³⁾。

$$F_N = F_{sl} \sin \theta \quad (2-3)$$

$$F_H = F_{sl} \cos \theta \quad (2-4)$$

$$F_{\mu 1} = \mu_1 F_N \quad (2-5)$$

$$F_P = F_H \sin \theta \quad (2-6)$$

$$F_I = F_P - F_{\mu 1} \sin \theta \quad (2-7)$$

$$T_I = RF_I \quad (2-8)$$

通常2速を発進ギアとするトラック用のトランスミッションでは最も大きな抵抗トルクがシンクロナイザに作用するのは3速から2速へのシフトダウン時で、かつシフトダウン後の回転数がレブリミットになるケースである。本報告では最悪条件として同条件に対し計算を行った。2速のシンクロナイザに作用するトランスミッションの抵抗トルクを走行中の平均的なギヤオイル温度60℃、回転数はレブリミットの3500rpmで計測した結果、抵抗トルクは2速のシンクロナイザ軸上に換算した値で0.74Nmであった。これにポイント角 $\theta = 58^\circ$ 、ポイントの接触半径 $R = 114\text{mm}$ 、接触面の摩擦係数 $\mu_1 = 0.1$ として式(2-4)～(2-7)を逆算してポイント部での抵抗力を計算し、スリーブに作用する反力 $F_{sl} = 320\text{N}$ を得た。ブロッカーリング、ドッグクラッチのポイント形状は同一であるため、ドッグクラッチ部での抵抗力も320Nである。

次にポイント同士が接触するストロークを設定する。ブロッカーリングのポイント部ではシンクロナイザキーの働きによりスプラインが1/4ピッチずれた状態で接触するためブロッカーリングの押しのけに必要なスリーブストロークはブロッカーリングを1/4ピッチ回転させられるストローク1.6mmとなる(図2-11(b))。一方、回転同期時のドッグクラッチとスリーブスプラインの初期位相は確定しないため、最も長くポイント同士が接触するケースではスプラインの1/2ピッチ分ドッグクラッチを回転させる必要があり、その時の接触ストロークは3.2mmとなる(図2-11(c))。本シミュレーションでは同条件を最悪条件としてスリーブとドッグクラッチのポイント部接触ストロークを3.2mmとした。また、これらドッグクラッチの押しのけ抵抗は構造上ギアを抜く際には作用しない。このためシンクロナイザに作用する反力は式(2-9)、(2-10)のようになる。以上のシンクロナイザ反力特性をまとめると図2-13の短破線のようになる。

$$F_{dog1} = \begin{cases} F_{dog1a} & \dot{x} > 0 \\ 0 & \dot{x} < 0 \end{cases} \quad (2-9)$$

$$F_{dog2} = \begin{cases} 0 & \dot{x} > 0 \\ F_{dog2a} & \dot{x} < 0 \end{cases} \quad (2-10)$$

m :質量(2.55kg), F_s :ストッパ反力, F_{de} :デイトメント反力,
 F_{mag1} :電磁石 1 の推力, F_{mag2} :電磁石 2 の推力,
 F_{dog1} :ドグクラッチ 1 反力, F_{dog2} :ドグクラッチ 2 反力,
 F_f :摩擦力, F_c :減衰力, x :シフトストローク

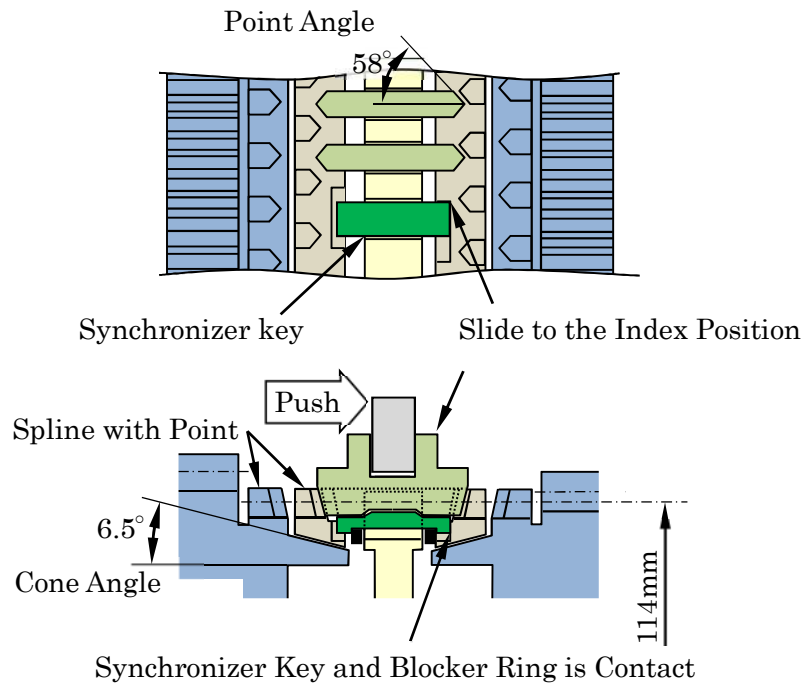


Figure 2-10. Detailed structure of the synchronizer.

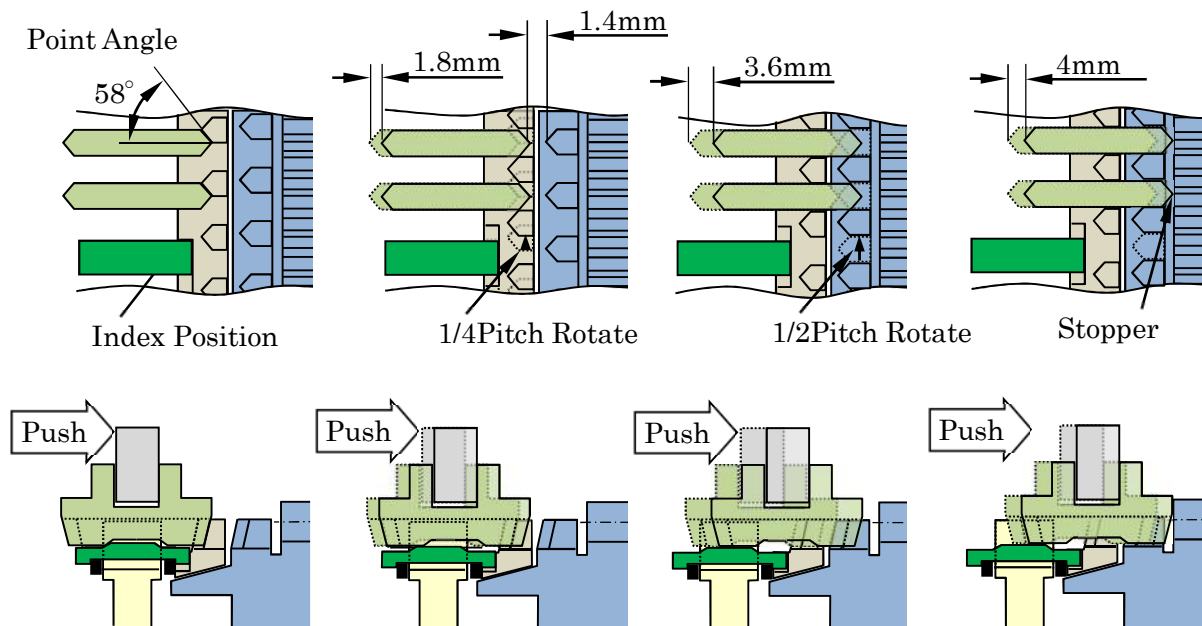


Figure 2-11. Operation of the Synchronizer.

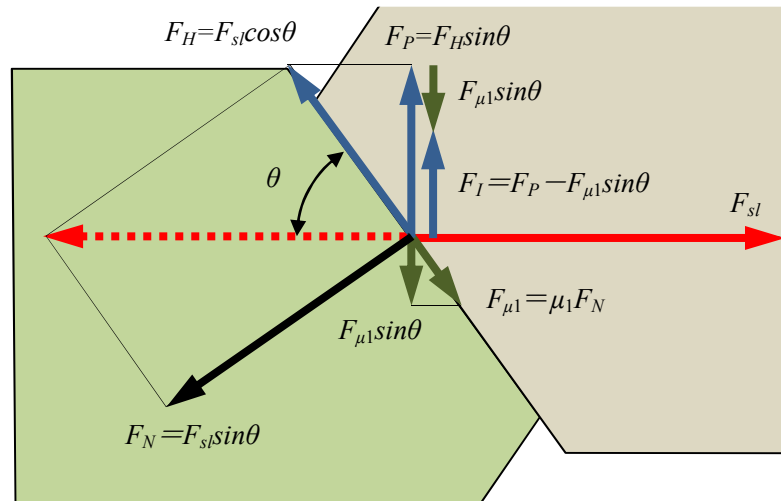


Figure 2-12. Decomposition of force at the chamfer.

2-3-4 シフトユニットに作用する反力の合計

以上よりシフトユニットに作用する反力の合計 F_{rs} はスリーブ上で式(2-6)より求められる。 F_{rs} を図に表すと図 2-13 の実線様になる。電磁石シフトユニットには F_{rs} を作動ストローク範囲全体で上回る推力が要求される。

$$F_{rs} = F_f + F_c + F_{dog1} + F_{dog2} \quad (2-6)$$

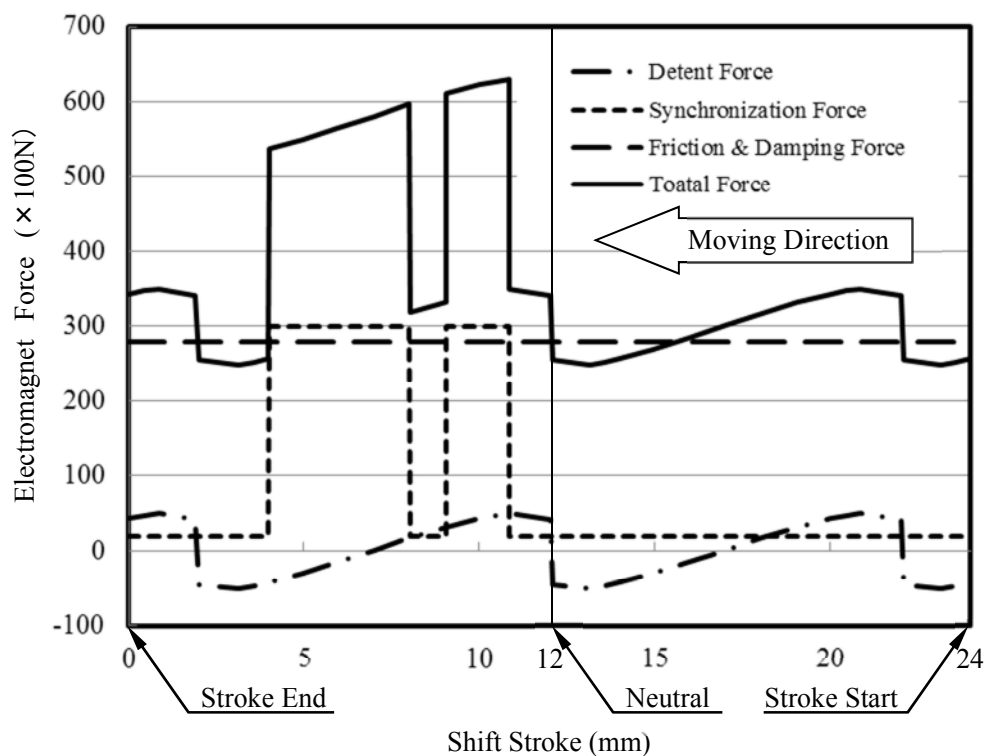


Figure 2-13. Resistance force acting on the shift operation system

2.4 シフトアクチュエータ用電磁石の設計検討

前節で述べた様にシフトアクチュエータには図 2-13 に示すシフト操作系の抵抗力を上回る推力が要求される。これに対し電磁石は吸引面の形状により電磁石のストロークに対する推力の特性が変化する特性がある。一方、シフトアクチュエータとしての電磁石は車載性や重量を考えるとできる限り小さくする必要があるので、吸引面の形状を調整することでシフトストローク全域に渡って抵抗力を上回る電磁石推力が発生できないか検討を行った。

2.4.1 電磁石の設計要件

電磁石に印加する電圧はバッテリー電圧の 24V とし、電流は他の車載機器への影響を考慮して 30A とした。また電磁石の最大外形は搭載性を考慮し $\phi 90\text{mm}$ 、長さ 110mm 以下とした（表 2-1）。

Table 2-1. Design conditions

項目	設計条件
Voltage	24V
Current	30A
Muximum dimensions	$\phi 90 \times 110\text{mm}$

2.4.2 アンペアターンの設定

解析を行う上でコイルに印加可能なアンペアターンを設定する必要がある。コイルは図 2-14 に示す様にボビンに巻き付けられており、ボビンサイズが電磁石の形状から決定されると、同コイルに印加可能な電圧の制限、電流の制限からアンペアターンが最大となるコイル線径が決定されるのでこの値を用いて電磁石の解析を行う。また、電磁石の形状変更に伴いボビンサイズが変更される場合は、以下の計算をし直し印加可能な最大のアンペアターンを再設定する。

図ボビンの巻き付け径を D_{in} 、ボビン外径を D_{out} ボビンの巻き付け幅を l 、コイル線径を d とするとボビンの 1 層に巻き付けられるコイル数 n_h は式(2-7)で表される。またボビンに巻き付けられる層数 n_v はコイルの端末処理部が片側にあるため、偶数となる。 n_v はを式で表すと式(2-9)となる。従ってコイルの総巻き線数 n は式(2-10)となる。

$$n_h = \text{int}\left(\frac{l}{d}\right) \quad (2-7)$$

$$n_v = 2 \times \text{int}\left(\frac{D_{out} - D_{in}}{4d}\right) \quad (2-9)$$

$$n = n_h \times n_v \quad (2-10)$$

コイルの長さ l_c は平均巻きつけ直径を D_m (式(2-11)) とすると、式(2-12) より求められる。

$$D_m = D_{in} + n_v d \quad (2-10)$$

$$l_c = \pi n D_m \quad (2-11)$$

これより銅線コイルの抵抗 R_c は銅の抵抗係数を R_{cu} とすると式(2-12) より求められる。

$$R_c = \frac{4l_c R_{cu}}{d^2 \pi} \quad (2-12)$$

式(2-7)～(2-12)よりボビンのサイズとコイルの線形からコイル抵抗を求めることができる。コイル抵抗が求まると印加電圧 $V_c=24\text{V}$ とした時に、コイルに流れる電流 I_c が決定する。電流 I_c と巻線数 n からコイルのアンペアターンが求められる。図 2-14 にコイル線径 d に対するアンペアターンの計算例を示す。同図には電圧を制限した場合のラインと、電流を制限した時のラインが引かれている。電流制限のラインは階段状となっているが、これはコイルの層数 n_v が偶数となるため、層数の切り替わり点でグラフが不連続になるためである。同図において電圧制限、電流制限下でアンペアターンが最も高くなるのは双方のラインの交点となる。

以上のようにボビンサイズから電圧制限、電流制限下で得られる最も大きなアンペアターンを決定し、静磁場解析の入力値とした。またコイル仕様は線径 $\phi 1.4\text{mm}$ 、巻線数 428 巻、起磁力 8250Aturn とした。

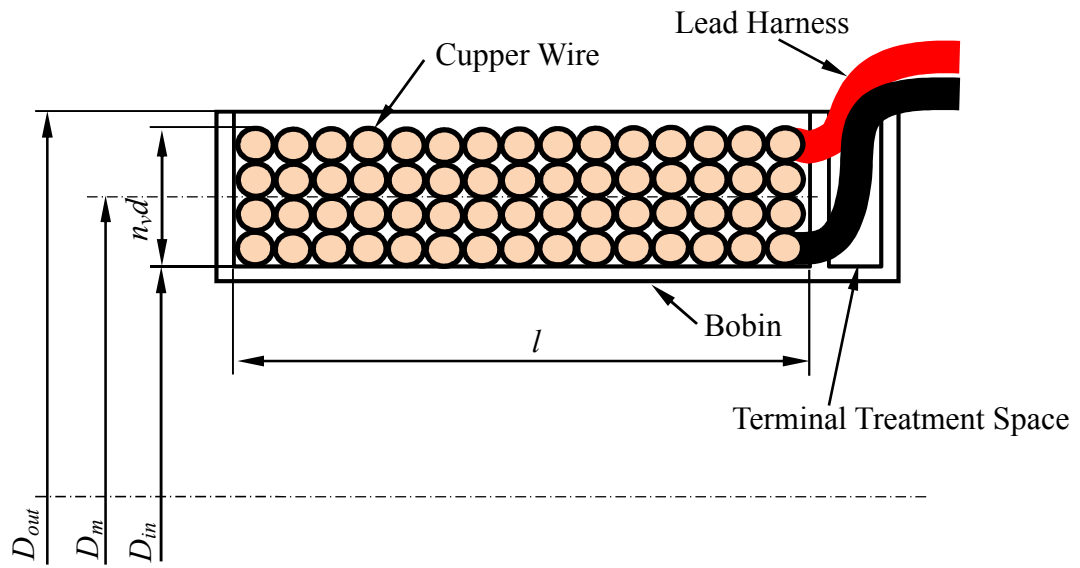


Figure 2-14. State of the copper wire winding around the bobbin.

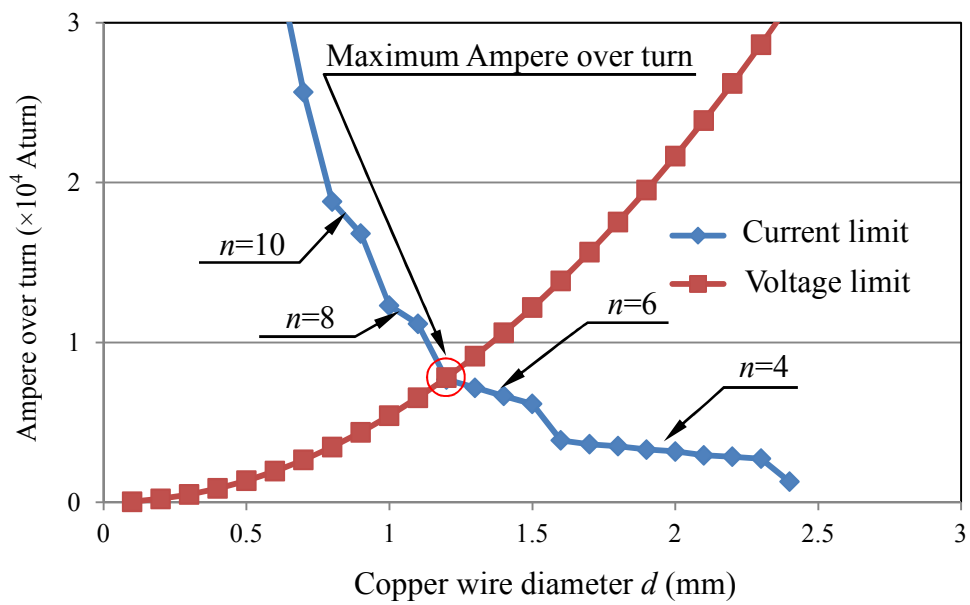


Figure 2-15. State of the copper wire winding around the bobbin.

2.5 電磁石の形状検討

シフト操作用電磁石には、図 2-12 に示すシフト操作系に作用する反力以上の推力が要求される。一方、電磁石は図 2-16 に示す様に形状により可動ヨークのストロークに対する電磁石推力が変化する特性がある。吸引面が平坦な形状の一般的な電磁石では吸引面間距離が近づくにつれて推力が2次的に上昇する特性となる。これに対し1段テーパ形状の様に吸引面がテーパ形状をした電磁石も多く利用されている。この様な電磁石は作動ストロークが長い電磁石に用いられる。吸引面形状がテーパ型であるため、可動ヨークのストロークに対して吸引面間距離の増加が少ないためストロークに対する推力の低下が少ない。また磁束には角部に集中する特性があり、可動ヨーク、固定ヨークの双方の角部が近接すると電磁石推力が高くなる特性も有する。一方でストロークが0に近付くと磁束が軸方向でなく径方向に向くため、軸方向推力は吸引面が平らな形状に対して低くなってしまう。テーパ形状から90°の段付き形状にすると角部での磁束集中の効果がより明確になる一方、ストロークが0に近付いてい行くと径方向に向かう磁束が多くなり、一旦推力が低下するが、更にストロークが0に近付いて行くと垂直面同士の吸引力が増加して再び推力が上昇する特性となる。この様な電磁石の特性を利用してシフト系の反力に合わせた推力特性を発生可能な電磁石形状を決定した。形状決定には静磁場解析ソフト Maxwell を用いた。

当初1段テーパ形状にて推力の調整を行ったが、目標を達成可能な形状が得られなかった。そこで、形状を1段テーパ形状から2段テーパ形状に変更して形状の調整を行うこととした。図 2-17 に示す様に設計時に調整可能なパラメータは1段テーパ形状ではテーパ角度、テーパ径、テーパ高さの3種類となるが、2段テーパ形状では調整可能なパラメータが倍となり、推力調整の自由度が大きくなる。また図 2-18 に示す様に2段テーパ形状で其々のテーパの高さを変えると角部の近接による推力の上昇効果を1ストロークの中で3回得られるため、3か所の推力を向上させることが可能となる。

2段テーパ形状で形状の調整を行った結果、目標推力に対し余裕駆動力を持つ形状を決定することができた。解析結果の1例を図 2-19 に、最終形状の推力特性を図 2-20 に、最終形状を図 2-21 に示す。同結果より設計した電磁石がシフトに必要な推力を発生していることがわかる。

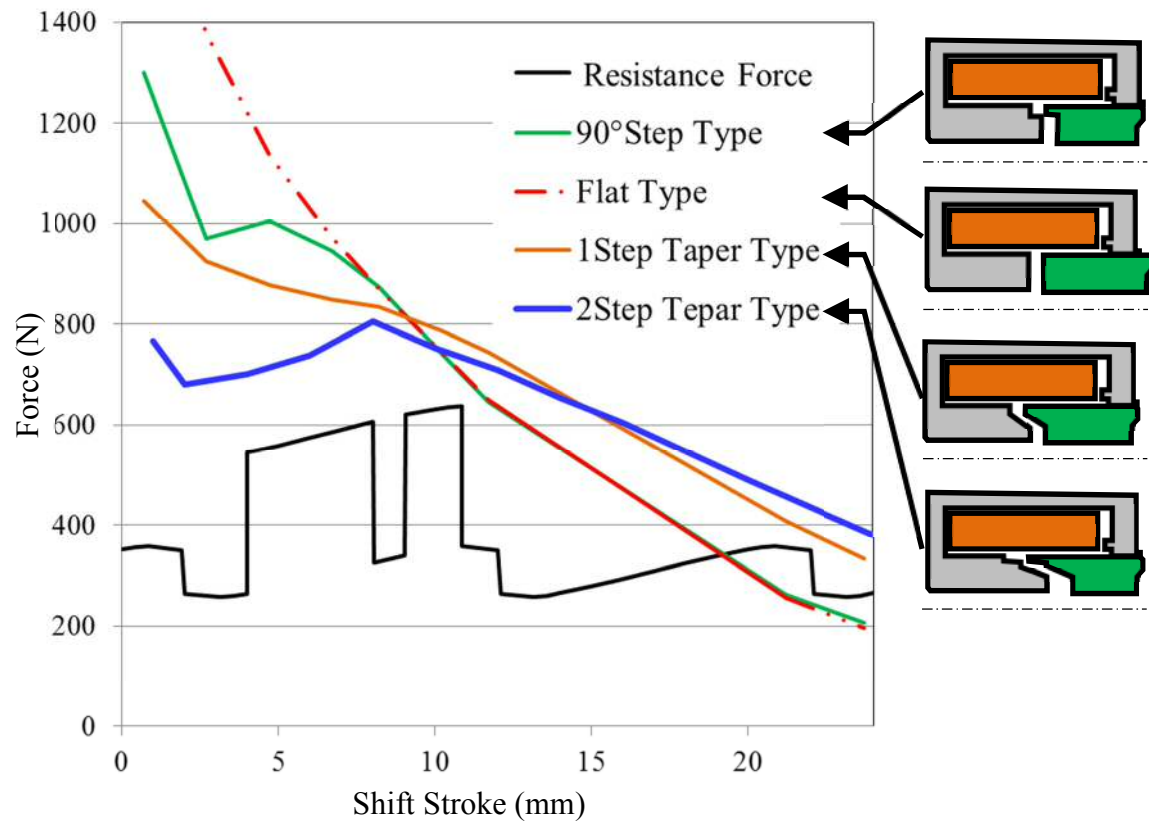
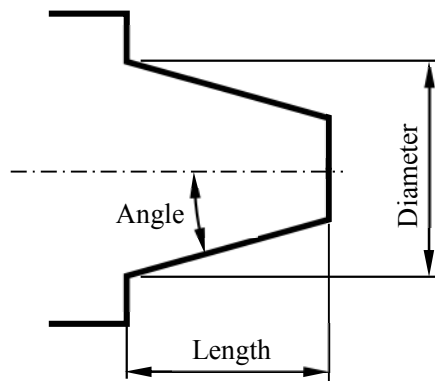
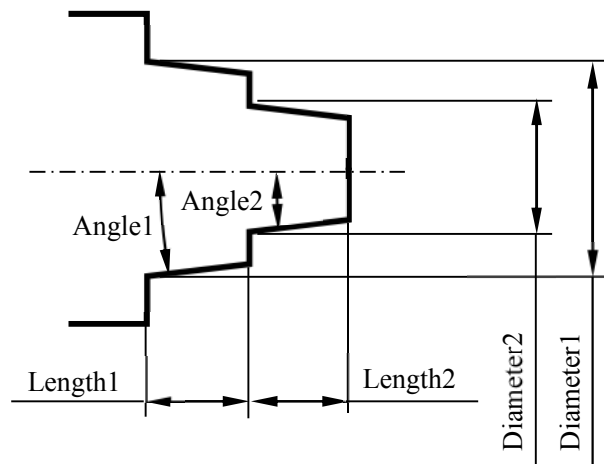


Figure 2-16. Relationship of Attraction surface shape and the thrust of the electromagnet.



(a) 1Step taper shape has 3-degrees of freedom



(b) 2Step taper shape has 6-degrees of freedom

Figure 2-17. Comparison of shape degrees of freedom.

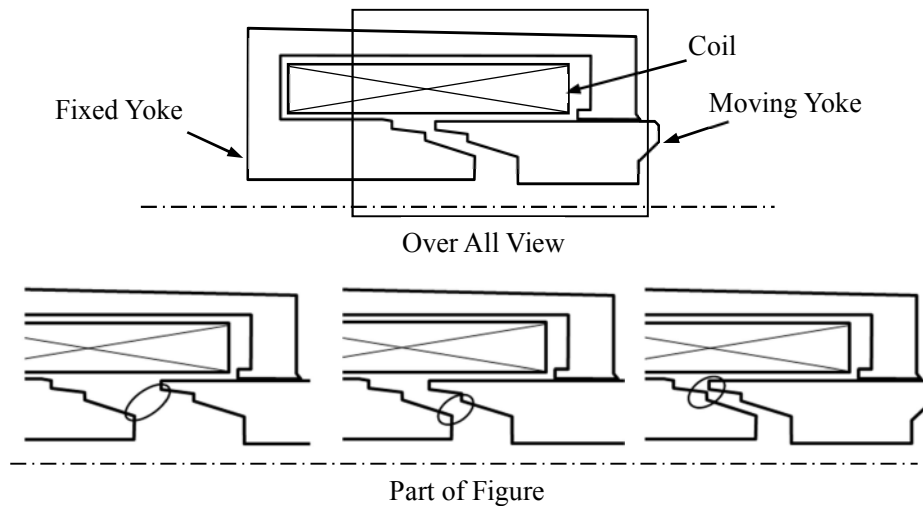


Figure 2-18. 2-step2 tapered shape has the 3 times proximity of the edges within the one stroke.

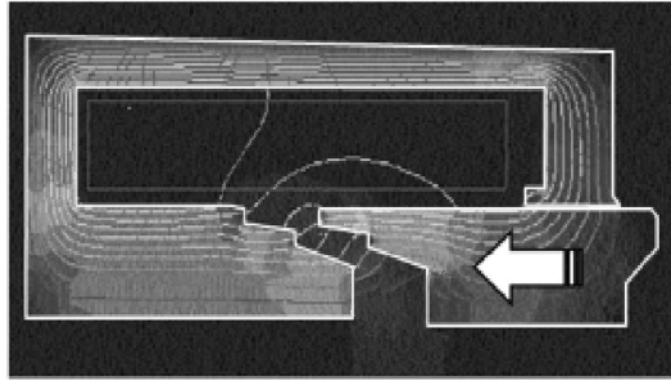


Figure 2-19. Static magnetic field analysis results of the final shape.

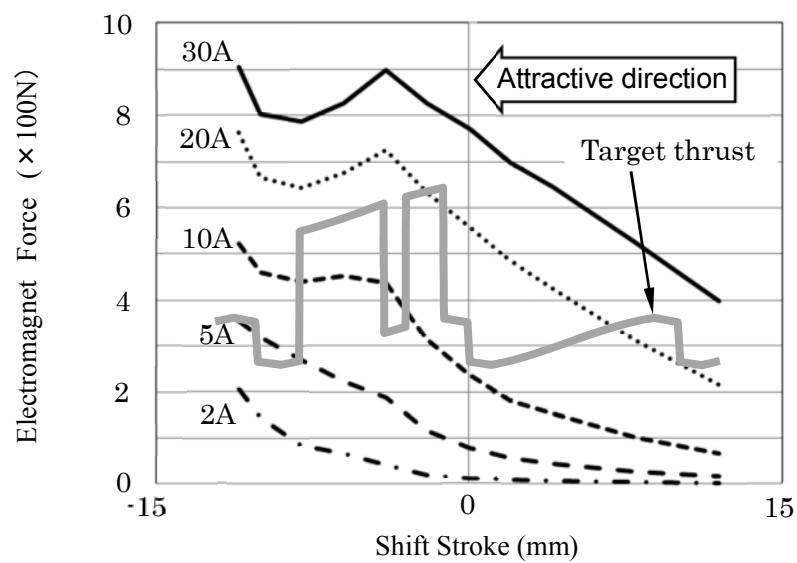


Figure 2-20. Static magnetic field analysis results of thrust characteristics.

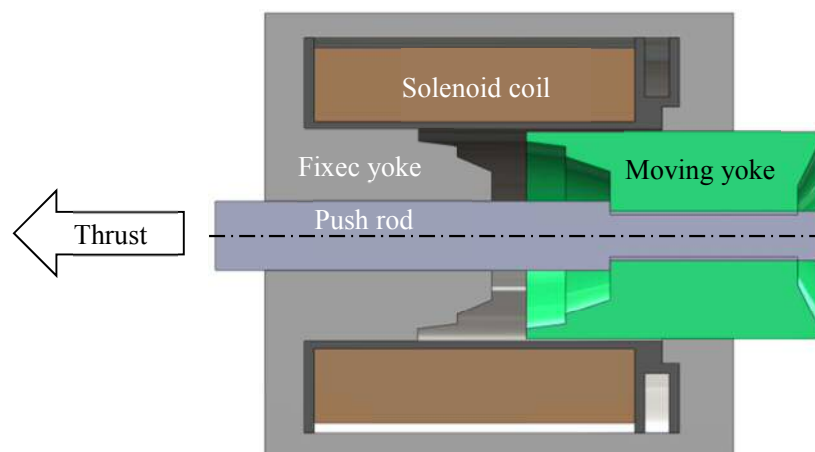


Figure 2-21. Final shape of the electromagnet for shift actuator.

2.6 電磁石シフトユニットの構造

マニュアルトランスミッションではトランスミッションのシフト操作入力部にはシフトブロックが並んでおり、どのシフトブロックを動かすかをセレクト方向の動きで選択し、シフト方向の動きでギアイン、ギアアウトの動作を行う。このため、シフトユニットはセレクト方向の動きを担当するセレクトアクチュエータとシフト方向の動きを担当するシフトアクチュエータにより構成される X-Y 型のアクチュエータユニットとなる。

電磁石シフトユニットは図 2-22 に示す様に向き合わせて配置した 1 対の電磁石を交互に動かすことでシフト方向の動作を実現する。一方、セレクト方向の動作は 2 コイルのリニアモータが担当する。電磁石の軸方向の動きは入力レバから回動軸に伝達される。回動軸には出力レバがキーを介して連結されており、出力レバは回動軸に対し軸方向には運動可能だが、回動方向には相対運動しない構造となっている。出力レバは 2 コイルのリニアモータに連結されている。これら 1 対の電磁石とリニアモータにより出力軸を動作させる構造である。

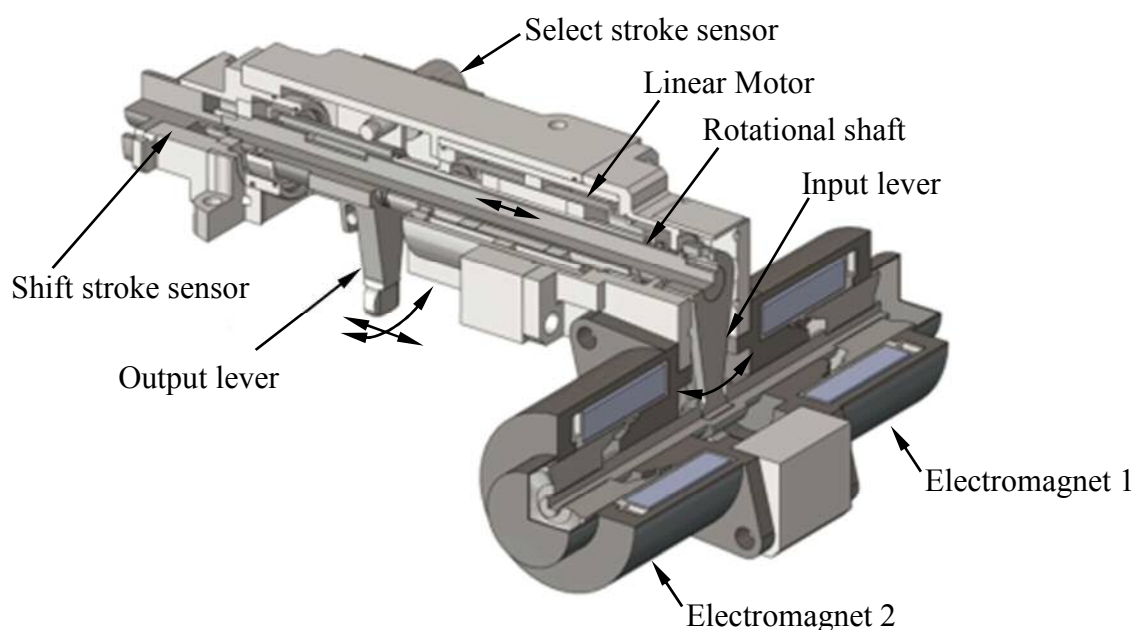


Figure 2-21. Structure of electromagnetic shift unit.

2.7 本章のまとめ

- 1) シフトに必要なアクチュエータ推力を求め、同推力を達成可能な電磁石形状を静磁場解析で求めた。
- 2) 最終的な電磁石の吸引面形状は吸引面部の形状は高さの違うテーパを2段積み重ねた形状となった。
- 3) 同電磁石を組み込んだシフトアクチュエータユニットを製作した。

第2章の参考文献

- 2-1) 畔柳楯三 イージードライブシステム NAVI-5(新技術時代と商品開発)
日本科学技術連盟, 品質管理, Vol.37, No.11, (1986), pp. 1465-1670.
- 2-2) Masato Shimizu, Takashi Inoue, Tsuyoshi Miyazaki, Development of New AMT
Shift Speed Control System for Lexus LFA, SAE Technical Paper, 2011-28-0103,
(2011), pp. 1-6.
- 2-3) 小貫重盛, 清水鉄也, 西村伸之 大型トラクタ用 Smoother-G トランスミッ
ションの開発, 自動車技術, Vol.56, No.5, (2002), pp.90-95.
- 2-4) 中村剛, 池渕徹雄, 熊沢厚, 浅野剛, 河田修 新型スーパーグレート 機械
式自動トランスミッション'INOMAT-II'の開発, 三菱ふそう技報 No.3(2008),
pp.25-29.
- 2-5) L. Song and H. Jin, Design of the shift mechanism of electromechanical AMT
for an off-road vehicle, Transactions on Engineering Sciences, Vol. 84(2014),
pp.293-299.
- 2-6) B. Schauder and J. Buhl, Optimized AMT Systems from ZF: A Choice for
Comfort and Fuel Consumption Improvement in the Small Car Segment,
Proceedings of the FISITA 2012 World Automotive Congress: Vol. 5(2012), pp
413-422.
- 2-7) 立石康司, 数野恵介 機械式自動マニュアルトランスミッション用ボール
ねじ, NTN TECHNICAL REVIEW, No.73,(2005), pp.72-75.
- 2-8) Yoshinori Taguchi, Yoshitaka Soga, Akira Mineno, Hideki Kuzuya, Ichiro
Horiuchi, Yukio Ueda and Takeshige Miyazaki, Development of an Automated
Manual Transmission System Based on Robust Design, SAE Technical Paper,
2003-01-0592, (2003), pp. 1-9.
- 2-9) Bapiraju Surampudi and Glenn Wendel, Control System Development for Retrofit
Automated Manual Transmissions, 2009 SAE International, SAE 2009-28-0001,
(2009), pp. 1-8.
- 2-10) 阿部 誠, 山本 康, 河西公幸, 窄 智久, 岩男信幸 プランジャ型ソレノイ
ドに対する推力特性のロバスト性向上の研究, 品質工学会
誌, Vol.14, No.4, (2006), pp. 543-549.
- 2-11) 古賀英隆, 岩尾雅俊 新商品紹介 Soother-F搭載02年式フォワードの紹
介, いすゞ技報, Vol. 107, (2002), pp. 72-77.
- 2-12) 林暢彦, 山崎淳, 成田裕正, 江原達彦, 山本康, 商用車用流体継ぎ手付新
自動変速機システムの開発-経済性とイージードライブの両立, 自動車技術
会論文集, Vol. 36, No.6 (2005), pp.175-180.

2-13) L. Lavas, D. Play, J. Marialigeti, and J. F. Rigal, Mechanical Behaviour Simulation for Synchro-mech Proc.Proc. IMechE Vol. 220, Part D21604(2006), pp.1-27.

第 3 章

EEC の制御出力導出

3.1 本章の目的

電磁石シフトユニットの制御に求められる機能はできる限り短い時間で目標値と制御値を一致させ、かつオーバーシュートを減らすことである。この目的に最も合った制御則は最短時間制御である。最短時間制御とは例えば質量体をアクチュエータで位置制御し、目標位置で速度をゼロにする制御の場合、アクチュエータの最大推力で質量体を目標の方向に加速させ、続いて目標位置で速度がゼロになる適当なタイミングでアクチュエータの推力を最大減速力に切換えて質量体を減速させ、更に質量体が目標位置に到達した時にアクチュエータ推力をゼロにすることで、理論的に最短の時間で制御を行う制御方法である³⁻¹⁾。従来から最短時間制御の研究は行われてきたが、最短時間制御における問題点は制御出力を切り替えるタイミングの判定がずれると、目標位置で速度がゼロにならなかつたり、目標位置に到達しなくなるなど、制御結果が目標に対し収束しないことにある。これに対し、フィードバック最短時間制御が提案され、制御出力の切換タイミングのずれを切換超平面を用いて制御出力を切り替えることで制御を保障することが可能となった^{3-1),3-2),3-3),3-4)}。この制御則では最短時間制御の制御結果が得られる切換超曲面を予め設計しておく必要があり、非線形性の高い推力特性を持つアクチュエータなどにこの制御則を用いると切換超曲面が非常に複雑な形状となるという問題がある。最短時間制御を実際の機器に応用しようという試みは現在でも行われており、クレーンの懸垂物の移動、制振制御^{3-5),3-6)}や船舶の操船³⁻⁷⁾³⁻⁸⁾など、比較的慣性重量の大きい制御対象に対する応用研究がなされている。一方、切換超平面を用いた制御方法としてはSMCが上げられる。SMCでは切換超平面に状態を拘束する制御則であり、前出のフィードバック最短時間制御と同様の制御ストラテジーを有しており、これ以降はSMCの研究が盛んになり最短時間フィードバック制御としての研究は活発には行われていない。一方、SMCは多くの研究者の手により研究が行われきた^{3-9),3-10)}ため、制御則としては完成の域にあり、現在は実機への応用が試みられている。実機への応用研究としては磁気軸受の制御^{3-11),3-2)}や薄肉鋼板の搬送制御^{3-13),3-14)}などへの応用が試みられている。

一方、物理的な観点から見れば最短時間制御の切換タイミングをエネルギーの視点で見ると加速から減速にアクチュエータの出力を切り替えるタイミングは質量体の運動エネルギーと、アクチュエータが目標位置までになし得る制動仕事に等しくなった時であることは自明である。従ってSMCの切換位相面の軸に運動エネルギーと制動仕事を軸に取れば切換超平面は直線となり、切換超平面の設計は非常に容易になるはずである。しかしながら最短時間フィードバック制御の出力切換則やSMCの切換位相面の軸に運動エネルギーと制動仕事を取っ

た例は見られない。

これに対しエネルギーの視点から制御を取り扱う試みは最少エネルギー制御³⁻¹⁵⁾やエネルギー制御法^{3-16), 3-17), 3-18), 3-19)}などが上げられるが、いずれも切換超平面にエネルギーを用いた制御ではなく、本章で述べる EEC とは異なる制御則である。

本章では制御中の運動エネルギーと制動仕事の大小を評価することで、最短時間制御の制御出力の切換タイミングを判定する制御方法 (Energy Evaluation Control : EEC) に付いて制御出力の導出を行う。まずは外力や応答遅れのない状態で質量体を目標位置に制御し、目標位置で速度をゼロにする最も単純な状態に付いて検討する。続いて外力が作用する場合、制御対象に応答遅れが有る場合、更に目標位置で目標の速度に制御する場合に付いて制御出力の導出を行う。

3.2 EEC の制御出力導出（要約）

3.2.1 外力が作用せず応答遅れもない場合の EEC

制御対象の運動エネルギーと制御系が為し得る制動可能仕事を元に最短時間制御の制御出力の切換タイミングを決定する EEC の基本的な制御出力の導出を行った。

3.2.2 EEC の制御出力の収束方法

EEC では最短時間制御の制御出力となるため、このままでは制御終了後も制御出力を出し続けることになる。そこで、制御対象のエネルギー状態により制御出力を収束させる方法の検討を行った。

3.2.3 減衰力や摩擦力が作用する場合の EEC の挙動

実際の制御では制御対象に減衰力や摩擦力などの外力が作用する。このような外力が作用する制御系に EEC を適用し、その挙動を確認した。結果として EEC では制御対象の減衰力や摩擦力が大きく変化しても、オーバーシュートや到達遅れが発生しにくく、最短時間制御に近い制御結果が常に得られることが確認された。

3.2.4 制御系の遅れ補正方法 1

制御系には信号の処理遅れやコントローラの制御周期による遅れなどの応答遅れが発生する。EEC の基本的な概念では瞬時に出力が応答する事を前提としているため、応答遅れが発生すると制御出力の切換タイミングに誤差が発生する。そこで、運動エネルギーと制動可能仕事のバランスを調整するパラメータを追加し、応答遅れを補正する方法について検討を行った。

3.2.5 制御系の遅れ補正方法 2

前項の遅れ補正を行っても制御対象の運動速度に対し出力の応答が遅すぎる場合にはオーバーシュートを消しきれない場合がある。このような場合には制御対象の運動速度が速くなり過ぎないように制御出力の大きさそのものを制限する必要がある。そこで、前述の飽和関数の上限値を 1 以下($0 < r \leq 1$)とすることで最大出力を制限する遅れ補正方法を検討した。

3.3 本章のまとめ

- 1)制御対象のエネルギー状態に着目し、運動エネルギーと制動可能仕事の差の正負を評価して制御出力を切り替え、運動エネルギーと制動可能仕事の和により制御出力を収束させるエネルギー評価制御の構築を行った。
- 2)制動可能仕事は積分計算となるが、アクチュエータの作動範囲内で減速力を積分して多項式など簡易な関数に近似しておくことで、1step の計算周期内で制動可能仕事を求める方法を示した。
- 3)制御系に応答遅れがある場合にも EEC を適用可能とするため、遅れ補正の論理を追加し、制御系に応答遅れがある制御対象にも EEC を適用可能とした。

第3章の参考文献（注：論文全文に対する参考文献である）

- 3-1) D. W. Bushaw, Differential Equations with a Discontinuous Forcing Term, Experimental Towing Tank Stevens Institute of Technology, (1953), pp. 1-73.
- 3-2) 西村行雄, 米澤洋, 切換超曲面を用いる最短時間フィードバック制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.17, No.3(1981), pp.323-329.
- 3-3) 市川・田村: こう配法による最適制御問題の解法, 計測と制御, 8-7, (1968), pp. 761-771.
- 3-4) 市川邦彦, 土屋紀美子, 最短時間制御問題の数値解法, 計測自動制御学会論文集, (1973), pp.51-55.
- 3-5) 吉田靖夫, 十河拓也 クレーンのリアルタイムバンバン制御, 総合工学第22巻, (2012), pp.1-16.
- 3-6) 沈澄, 寺嶋一彦, 矢野賢一, 鈴木健介 旋回, 起伏旋回巻上同時動作直線搬送方式荷物最短時間制御, 計測自動制御学会産業論文集, Vol. 3, No.10, (2004), pp. 70-79.
- 3-7) 岡崎忠胤, 大津皓平, 福田人意, 最短時間制御を目指した自動定点停止操船に関する研究, 日本航海学会第105回講演会, (2001), pp. 105-112.
- 3-8) 湯室彰規, 操縦運動の最短時間制御入力に及ぼす1次系近似の影響, 日本航海学会第97回講演会, (1998), pp. 293-298.
- 3-9) V. I. Utkin, Sliding Modes in Control and Optimization, Springer-Verlag, (1992).
- 3-10) A. S. I. Zinober, Variable Structure and Lyapunov Control, Springer-Verlag, (1994).
- 3-11) 野波健蔵, 山口博隆, 剛性ロータ磁気軸受系のスライディングモード制御, 日本機械学会論文集(C), 58-545(1992), pp.106-111.
- 3-12) 田宏奇, 野波健蔵, 離散時間スライディングモード制御による弾性ロータ・磁気軸受系の高速回転時特性, 日本機械学会論文集, C 編CD-ROM, (1994), 60-580, 4142-4149.
- 3-13) S. Hasegawa, K. Ishibashi, and Y. Oshinoya, Consideration on Elastic Vibration Control of a Magnetically Levitated Thin Steel Plate Using Sliding Mode Control, JSME International Journal, Series C, Vol.49, No.4(2006), pp.983-993.
- 3-14) 長谷川真也, 押野谷康雄, 石橋一久, 磁気浮上鋼板の水平一軸方向非接触位置決め制御(柔軟鋼板に対する基礎的検討), 日本AEM学会誌, Vol12, No.2, (2004), pp.127-135.
- 3-15) C. Botan, V. Horga, F. Ostafi, M. Ratoi, "Minimum Energy and Minimum Time Control of Electrical Drive Systems", IEEE, Issue 4, Volume 3, (2008), pp. 141-150.

- 3-16) I. Fantoni, R. Lozano, and M. W. Spong, Energy Based Control of the Pendubot, IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, Vol. 45, No. 4(2000), pp.725-729.
- 3-17) I. Fantoni, R. Lozano, and M. W. Spong, Energy Based Control of the Pendubot, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 45, (2000), pp. 725–729.
- 3-18) R. Ortega, M. W. Spong, Stabilization of underactuated mechanical systems via interconnection and damping assignment, IFAC 2000 workshop on Lagrangian and Hamiltonian Methods, vol. 47, (2000), pp.1218-1233.
- 3-19) R. Ortega, A. J. van der Schaft, I. Mareels, and B. M. Maschke, Putting energy back in control. Control System Magazine, vol. 21,(2000), pp. 18-33.
- 3-20) 野波健蔵, 田宏奇, コロナ社, スライディングモード制御 (1994),pp.55-112.

第4章

電磁石シフトユニットの 制御シミュレーション

4.1 本章の目的

第2章で述べた電磁石シフトユニットは非常に単純な構成であるため、低価格で耐久性が高いという商用車にとって適した特性を有している。その一方で電磁石の推力特性が非線形⁴⁻¹⁾であると共に、電磁石に作用する変速操作系の反力も不連続である上に、電磁石のインダクタンスが大きく、かつインダクタンスがストロークや電流で変化し、電磁石への印加電圧に対する電流の応答も一定ではないため、制御が容易でないことが課題である⁴⁻²⁾。このためギアイン時にスリーブがギアイン位置で停止せず、ストロークストッパに衝突する場合がある。変速の操作上は問題はないが、ストロークストッパに当たると大きな衝撃音が発生し、ドライバに不快感を与えてしまうという問題がある。またAMTでは変速中にクラッチを切り離すため、変速中はエンジンの駆動力を車輪に伝えることができず、変速に時間がかかりすぎると登坂路で失速する恐れがある。このため変速はできる限り短い時間で終了させることが望ましい。この様な要求からAMT用のシフトユニットにはギアイン、ギアアウトの操作時間を短くするという要求と同時にストロークストッパに当てずに止められる制御性の両方の要求を満たす必要がる。

これに対し第3章で述べたEECは制御対象のエネルギー状態を元に最短時間制御を実現する制御則であり、高速かつロバストな制御を実現できる制御則である。一方、EECの有効性は、第3章で述べた様に質量及び減衰器で構成された単純な制御対象に対して制御可能であることを確認したが、電磁石シフトユニットの様に非線形性が高く、応答遅れも大きな制御対象にも有効かは確認されていない。

そこで、本章ではシミュレーションにてEECを電磁石シフトユニットの制御に適用し、電磁石シフトユニットを制御可能かどうかの検証を行う。また、従来電磁石シフトユニットの制御に用いてきたPD制御と、EECと同様の可変構造制御系を持つ制御則としてスライディングモード制御（Sliding Mode Control : SMC）を比較対象とする。SMCは線形系以外の非線形系にも適用でき、希望の特性を切換面として設計すればシステムは等価的に希望の特性に拘束され適用してゆく特性を持っている。このため非線形ロバスト制御理として最も有力かつ実用的な制御理論と考えられている⁴⁻³⁾。しかし、SMCでも状態を超平面に拘束するにはシステムの応答性が十分に高いことが前提となり、電磁石シフトユニットの様に応答遅れが大きなシステムではどの程度有効か明確でない。また希望の特性を持つ切換超平面の設計が容易でないという問題がある。

本報告ではパラメータチューニングを容易にするためPID制御をPD制御と

し、制御パラメータ数を2とし、SMCでも同じ数のパラメータ数に抑えるため、チャタリング防止を行わず、切換超平面も切換線とした。またSMCの切換位相面の軸にはSMCによる質量体の位置で従来用いられて来た変位と速度を取ることにした⁴⁴⁾。これに対しEECでは応答遅れが無く、かつ系に作用する外力がわかっているならば切換線は傾き-1の直線となるため、制御パラメータを必要としないという特徴がある。通常制御系設計において最も時間がかかるのが制御パラメータの設定であり、制御パラメータの調整を必要としないことは大きな利点となる。この利点を確認するためEECの制御パラメータ数は1つとした。

制御パラメータの数を2つ以下に限定したため、総当たりで最適値を探索してもシミュレーション回数があまり多くならないので総当たりによる最適値探索を行った。

最後に各制御の最適パラメータでの制御結果を比較し、制御パラメータを1つとしたEECが制御パラメータを2つとしたPDCやSMCに対しどの程度の制御結果が得られかを確認し、EECの制御則としての妥当性、実用性を検証する。また同時に電磁石シフトユニットの制御性を向上させる余地があるかを検証する。

4.2 電磁石シフトユニットのプラントモデル

電磁石シフトユニットは図 4-1 に示す構造となっており、向い合せて配置した電磁石によりリンクレバを介してシンクロナイザを作動させる。コントローラからドライバへの駆動指示値が正の場合には指示値に比例した電圧を電磁石 1 に印加し、電磁石 2 への印加電圧は 0V にする。逆に指示が負の場合には電磁石 1 への印加電圧を 0V にし、電磁石 2 への印加電圧はコントローラの指示値に比例させる。

一方、電磁石に作用する反力はシフト操作系の摩擦力、減衰力、ディテント反力、シンクロナイザ反力となる。減衰力以外の反力はストローク位置によって決まっているため、これらの反力はストロークに対する力のマップとすることで、シミュレーションに取り込む。

また制御系には応答遅れがあるが、電磁石シフトユニットにおける応答遅れとしては電磁石の駆動電圧に対する電流の応答遅れが上げられる。これは電磁石の忌んだ箆笥に起因するが、電磁石のインダクタンスは一定ではなく、電磁石の印加電流とストロークにより変化する。そこで、電流、ストロークを変化させて計測したデータから電磁石のインダクタンスマップを作成しシミュレーションに組み込んだ⁴²⁾。

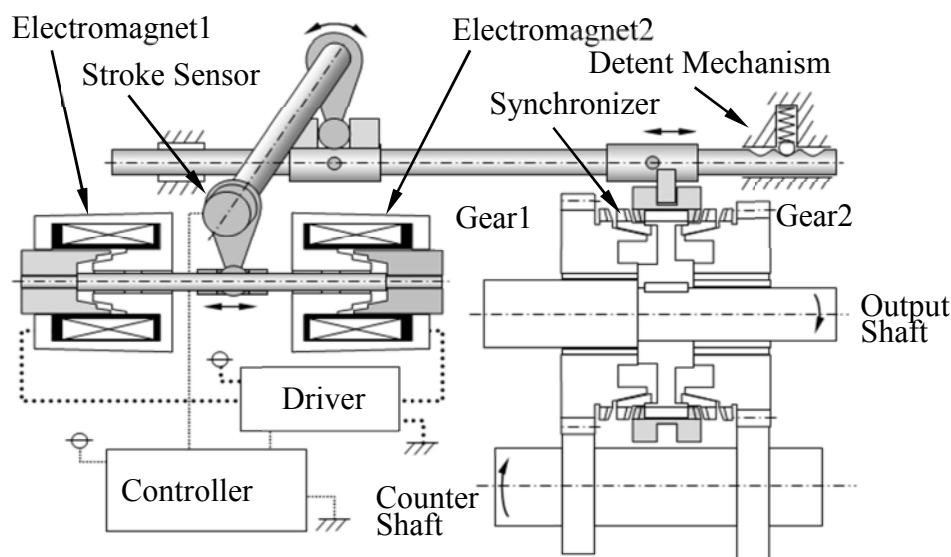


Figure 4-1. Structure of an electromagnet shift unit.

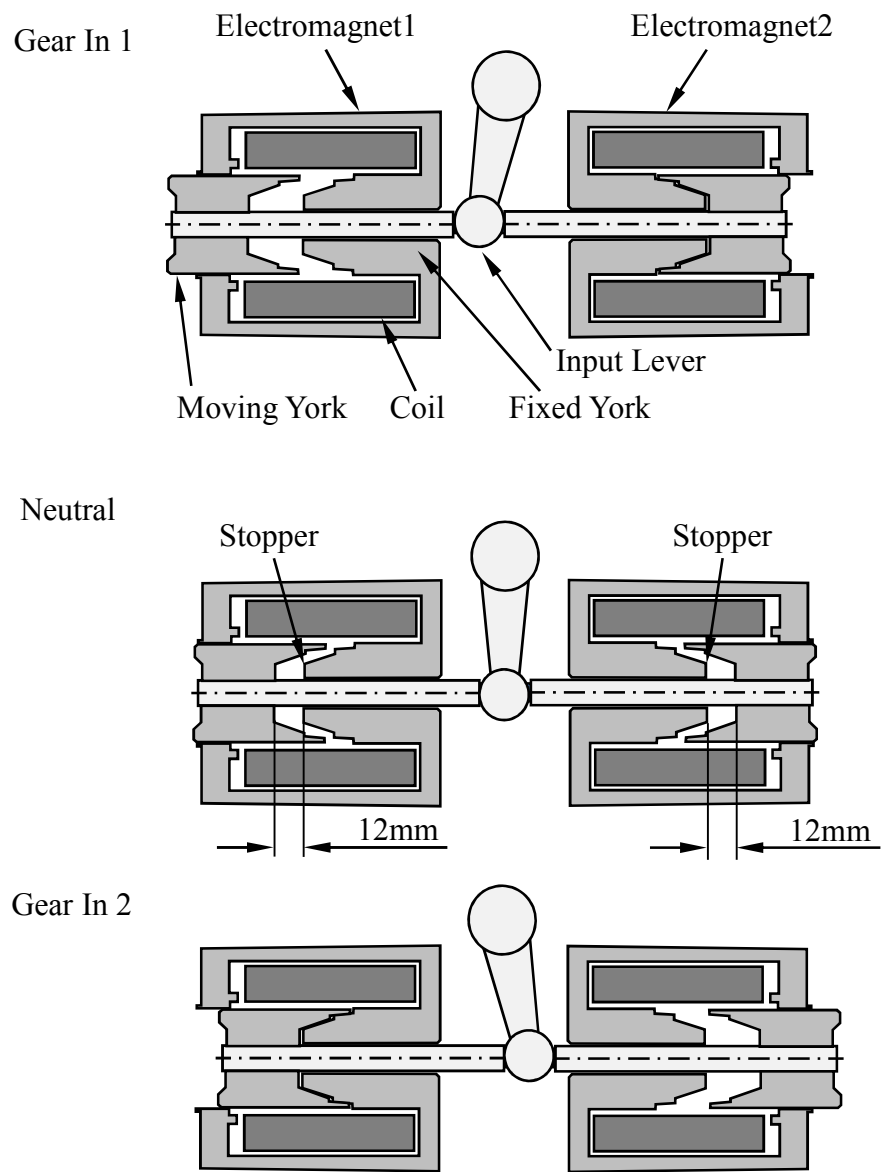


Figure 4-2. Operation of the electromagnet shift unit.

4.2.1 トランスミッションの反力モデル化

トランスミッションの反力は摩擦反力、ディテント反力、シンクロナイザ反力及び減衰力により構成される。ディテント反力、シンクロナイザ反力は第2章の図 2-12 に示す特性となる。トランスミッションの反力モデル (以後反力モデル) では同反力特性をシフトストローク x を入力としたマップとした。一方、減衰力は式(3-2)より算出されるため、入力はシフトストローク x の微分値となり、同微分値に減衰係数 C をかけた値が減衰力となる。反力モデルでは反力マップの出力と減衰力を足した値をトランスミッション反力とした。トランスミッションの反力モデルを図 4-3 に示す。

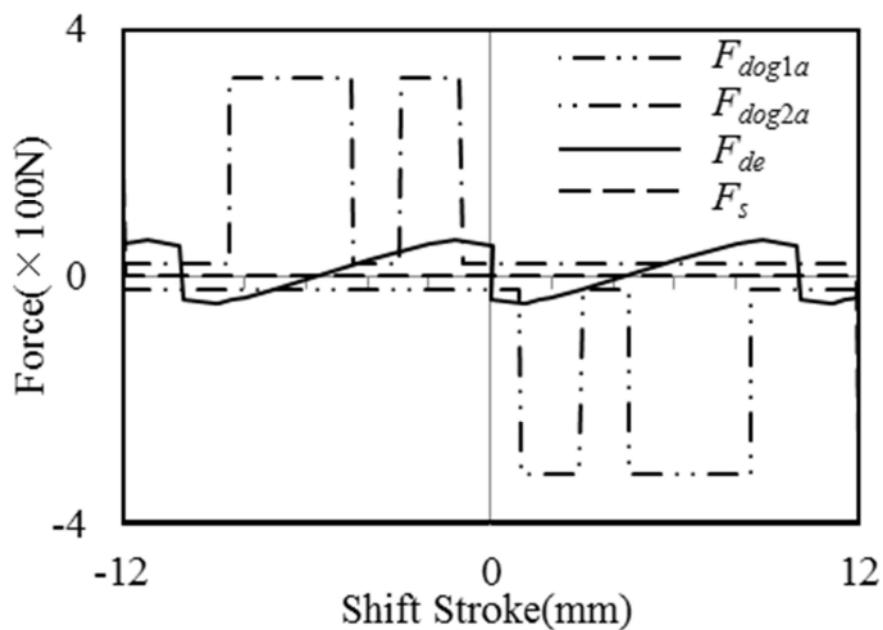


Figure 4-3. Resistance force model of the transmission.

4.2.2 電磁石のモデル化

電磁石に流れる電流はシミュレーションの計算ステップを n とすると式(4-1)より求められる^{4,5)}。

$$I_n = \int_0^t \frac{V_n - I_{n-1}R}{L(g, I_{n-1})} dt \quad (4-1)$$

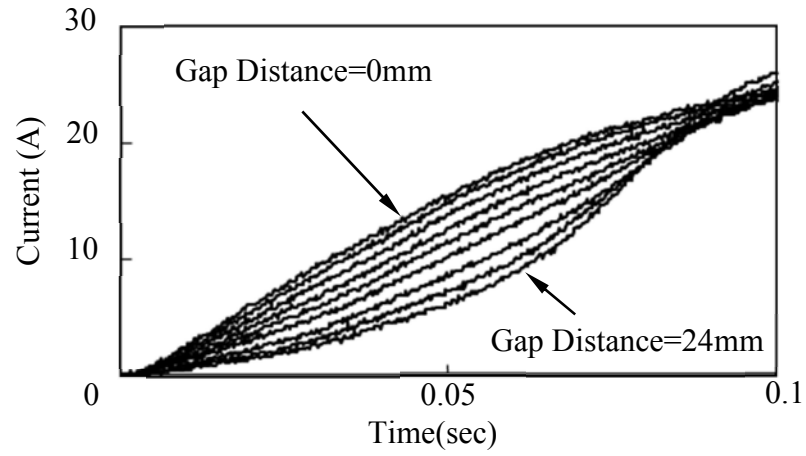
I : 電流, V : 印加電圧, R : コイル抵抗, L : インダクタンス,

g : 軸方向のエアギャップ

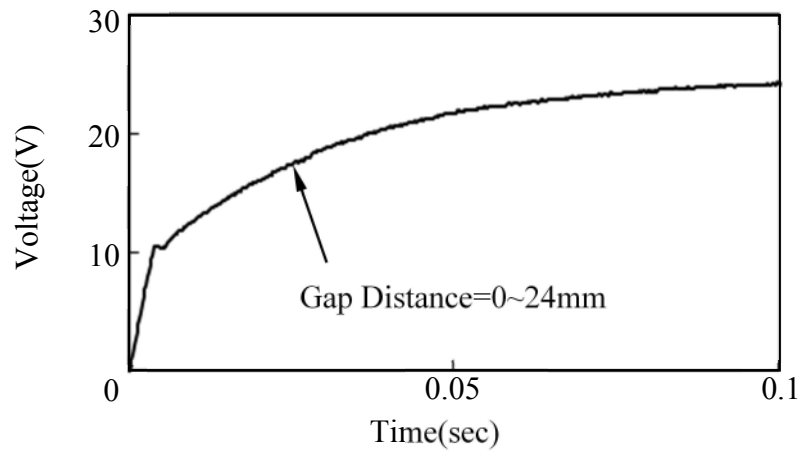
式(4-1)における電磁石のインダクタンス L は電磁石の駆動回路を RL 回路とすると、逆起電力を考慮し式(4-2)より求めることができる。式(4-2)に電磁石のギャップ距離毎に計測した電圧 V 、電流 I の実験結果(図 4-3)を入力して図 4-4 に示すインダクタンスマップを得た。このとき電流の計測結果にはノイズが乗っているので、先ず電流の計測結果を最小二乗近似で 6 次式に近似し、同近似式を解析的に微分することでノイズの無い微分結果を得た。図 4-4 では電磁石のインダクタンスが印加電流とギャップ距離で変化するが、これは電磁石の磁気回路としての透磁率がヨーク材質の透磁率変化 (BH カーブの傾きに相当) 及びギャップ距離により変化するためである^{4,6)}。

$$L = \frac{IR - V}{\frac{dI}{dt}} \quad (4-2)$$

一方、電磁石推力は、電磁界解析ソフト Maxwell®を用い電磁石の静磁場解析を行い、同解析を電磁石のギャップ距離と印加電流を変化させて実行することで図 4-5 に示す推力マップを作成した。同マップに電流とシフトストロークを入力することで電磁石推力を得る。



(a) Current response



(b) Applied Voltage

Figure 4-4. Experimental result of the current response characteristics to the voltage.

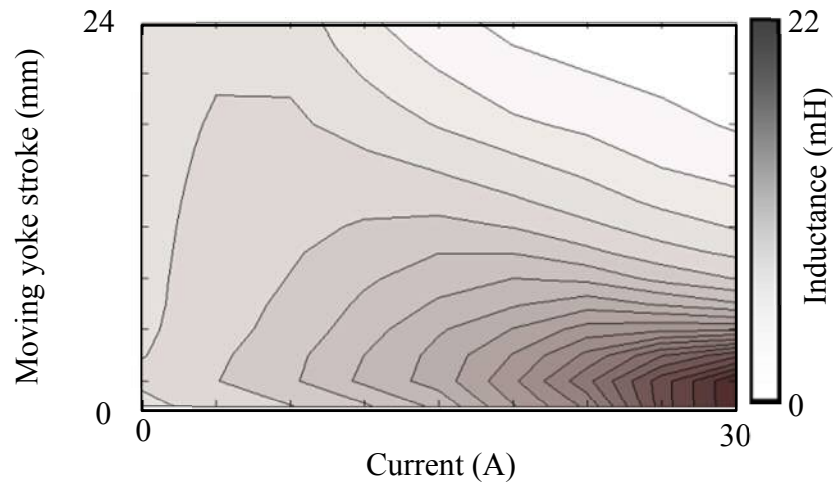


Figure 4-5. Inductance map of electromagnet for air gap and current.

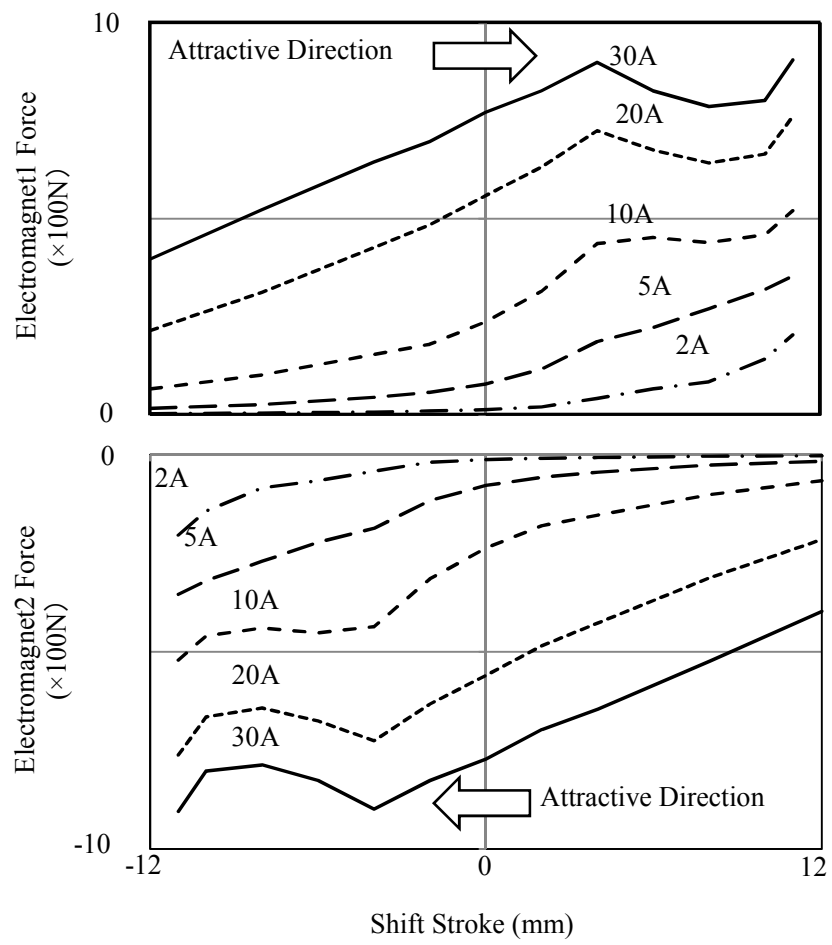


Figure 4-6. Thrust characteristics of the electromagnets.

4.2.3 シフト制御系の運動方程式

以上のシンクロナイザ反力特性を図 4-3 一点鎖線に示す。尚、摩擦力及びドグクラッチ反力は移動方向により切り替わるものとした。電磁石 1,2 の推力 F_{mag1}, F_{mag2} は図 4-6 より、ストッパ反力 F_s と、ディテント反力 F_{de} は図 4-3 より、ドグクラッチ 1,2 の反力 F_{dog1}, F_{dog2} は図 4-3 及び式(4-4),(4-5)より求める^{4-7),4-8)}。また摩擦力 F_f 減衰力 F_c はそれぞれ式(4-6),(4-7)より求める。以上をまとめたシフト系の運動方程式は式(4-3)となる⁴⁻⁹⁾。ここで質量 m は電磁石のストロークに連動して作動する可動部(図 4-1 における灰色部)の図面上の慣性質量を電磁石の可動ヨークの運動軸上に換算して合計した値である。

$$m\ddot{x} = F_{mag1} + F_{mag2} + F_c + F_f + F_s + F_{de} + F_{dog1} + F_{dog2} \quad (4-3)$$

$$F_{dog1} = \begin{cases} F_{dog1a} & \dot{x} > 0 \\ 0 & \dot{x} < 0 \end{cases} \quad (4-4)$$

$$F_{dog2} = \begin{cases} 0 & \dot{x} > 0 \\ F_{dog2a} & \dot{x} < 0 \end{cases} \quad (4-5)$$

$$F_f = \begin{cases} 30(\text{N}) & \dot{x} > 0 \\ -30(\text{N}) & \dot{x} < 0 \end{cases} \quad (4-6)$$

$$F_c = C \cdot \dot{x} \quad (C = 2950(\text{Ns/m})) \quad (4-7)$$

m :質量(2.55kg), F_s :ストッパ反力, F_{mag1} :電磁石 1 の推力 F_{de} :
ディテント反力, F_{mag2} :電磁石 2 の推力, F_{dog1} :ドグクラッチ 1 反力 F_f :
摩擦力, F_{dog2} :ドグクラッチ 2 反力, F_c :減衰力, x :シフトストローク

4.3 制御目標位置と制御の評価

電磁石シフトユニットにはシフトストローク位置 x を検出するシフトストロークセンサが取り付けられており、ストロークセンサからのフィードバック値が目標位置 X と合致するようにフィードバック制御する。目標位置は中央のニュートラル位置（原点）及び、 $\pm 10\text{mm}$ の位置の2カ所のギアイン位置である。また $\pm 12\text{mm}$ の位置にストロークストップが設けられている。一方、制御の評価には式(4-8)に示す評価関数を用いた。同評価関数では事前実験の結果より制御開始後0.2secから1secまでの間のみを評価対象とした。評価範囲を0.2sec以降に設定したのは最大推力で動かして目標に到達するのは約0.2secであるため、これより前の偏差は物理的に消すことのできない偏差を評価値に組み込むと評価値の信頼度が低下するためである⁴⁻¹⁰⁾。以内に目標に到達後述するPDC, SMC, EECの各制御ゲインはギアイン動作時に最も評価値が小さくなる制御ゲインを最適ゲインとし、ニュートラルへの制御時にもギアイン時に最適化したゲインを使用した。

$$D = \int_{0.2}^1 (X - x)^2 dt \quad (4-8)$$

D : 評価値, X : 目標位置, x : シフトストローク, t : 時間

4.4 制御シミュレーション

4.4.1 PD 制御

初めに PDC でシフト位置制御を行った。PDC の制御出力 u は x をシフトストローク, X を目標位置, G_1 を比例ゲイン, G_2 を微分ゲインとすると式(4-9)により決定される⁴⁾¹¹⁾。ここで $\dot{x}$ は $\dot{x} = dx/dt$ である。また制御出力 u は電磁石への印加電圧に相当し, $-24V \leq u \leq 24V$ の値を取る。また u が $-24V \leq u < 0V$ のときは電磁石 2 に電圧を印加し, $0V \leq u < 24V$ のときには電磁石 1 に電圧を印加する。

$$u = G_1(X - x) - G_2\dot{x} \quad (4-9)$$

図 4-7 は制御ゲイン G_1, G_2 を変化させたときの評価値 D の変化を示す。また図中の白丸印は制御の結果シフトストロークが $\pm 12\text{mm}$ を超えなかった制御ゲインの組み合わせを示す。シミュレーションを行った中で評価値 D が最も小さく, かつシフトストロークが $\pm 12\text{mm}$ 以内となった制御ゲインの組み合わせを最適ゲインとした(黒丸)。図 4-8 は制御目標位置を 1sec 毎に初期のニュートラル位置から一方のギアイン位置, ニュートラル位置, 他方のギアイン位置, 最後にもう一度ニュートラル位置へと変化させたときの最適ゲインによる制御シミュレーション結果である。

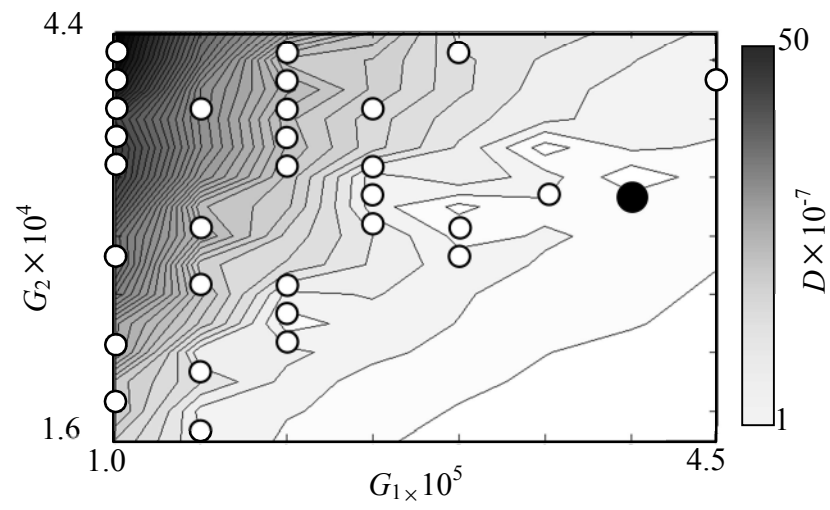


Figure 4-7. Relation of the evaluation value D over G_1 and G_2
(Optimal Value: $G_1=4 \times 10^5$, $G_2=3.4 \times 10^4$).

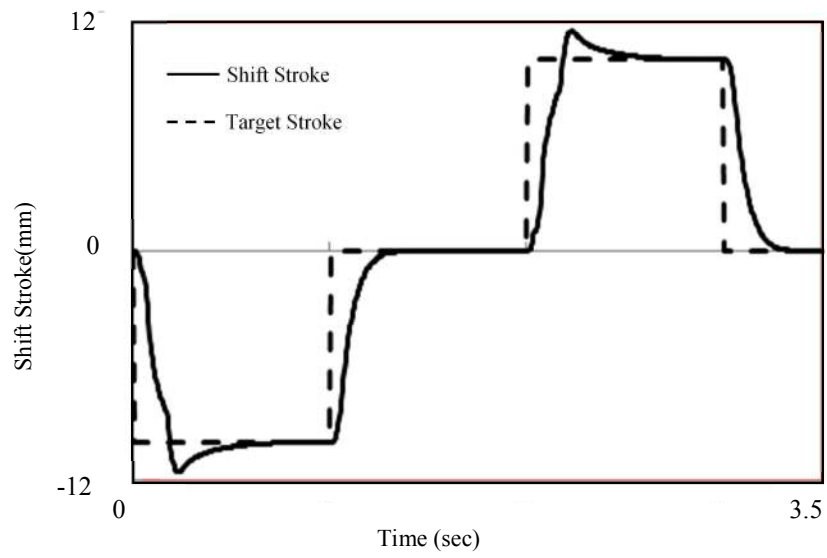


Figure 4-8. Control result of PDC.

4.4.2 スライディングモード制御

次に電磁石シフトユニットの制御に SMC を適用した。制御系が式(4-10)により表されるとすると SMC の制御出力 u は式(4-11)により与えられる⁴⁻³⁾。ここで、式(4-10) の F_{mag} は $F_{mag}=F_{mag1}+F_{mag2}$ である。

$$\dot{\mathbf{x}}_d = \mathbf{A}\mathbf{x}_d + \mathbf{B}F_{mag} \quad (4-10)$$

$$u = -(\mathbf{S}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{S}\mathbf{A}\mathbf{x}_d + K \cdot \frac{\sigma(\mathbf{x}_d)}{\|\sigma(\mathbf{x}_d)\|} \quad (4-11)$$

なお、切換線は $\sigma(\mathbf{x}_d) = \mathbf{S}\mathbf{x}_d$ であり、 K は非線形出力の大きさとなる。

状態変数を $\mathbf{x}_d=[x_{d1} \ x_{d2}]^T$ とおき x_{d1} に偏差($X-x$)、 x_{d2} に偏差の時間微分を取る。式(3)において線形項として扱える項は減衰力 F_c のみで x_{d2} の線形項となる。減衰力以外の機械的な反力項は非線形性が高く関数化は困難である。これらの外力項をマップで入力することは可能であるが、本報では PDC, SMC, EEC においてこれらの外力項を制御上は未知の外力として扱い、制御結果を比較することとした。また、出力切換線を直線とし、 $\mathbf{S}=[s_1 \ s_2]$ として式(4-11)を展開すると s_1, s_2 はすべて s_1/s_2 の形にまとめることができる。そこで $s_2=1$ とおき s_1 のみを出力切換線の傾き調整ゲインとして扱うこととする。以上の前提で各マトリックスを求めると式(4-12)となる。ここで m : 制御対象の質量、 C 制御対象の減衰係数とする。

$$\mathbf{S} = [s_1 \ 1], \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -C/m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

次に制御ゲインに K 、制御パラメータに s_1 を取り、 K と s_1 の組み合わせ毎にシフト制御シミュレーションを行ったときの制御結果に対し、式(4-8)の評価関数を用いて制御の評価を行った。制御の評価結果を図 4-9 に示す。同図の白丸印は制御中のシフトストロークが $\pm 12\text{mm}$ を超えることが無く打撃音が発生しなかった場合であり、黒丸印はその中で評価値が最も低くなった最適な制御ゲインの組み合わせを示す。また最適ゲインでのシフト制御シミュレーション結果を図 4-9 に示す。

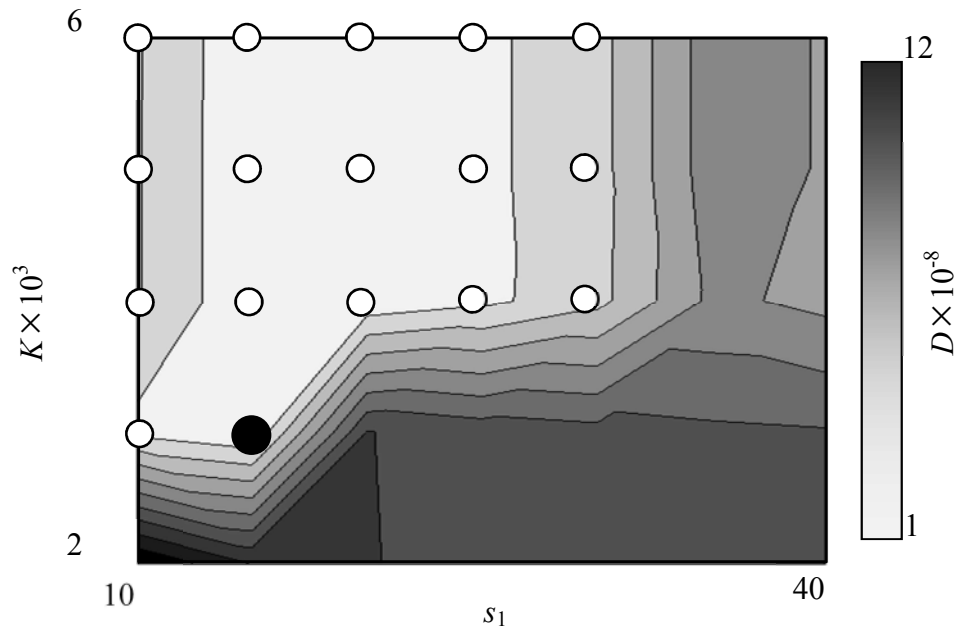


Figure 4-9. Relation of the evaluation value D over K and s_1
(Optimal Value: $K=3 \times 10^3, s_1=15$).

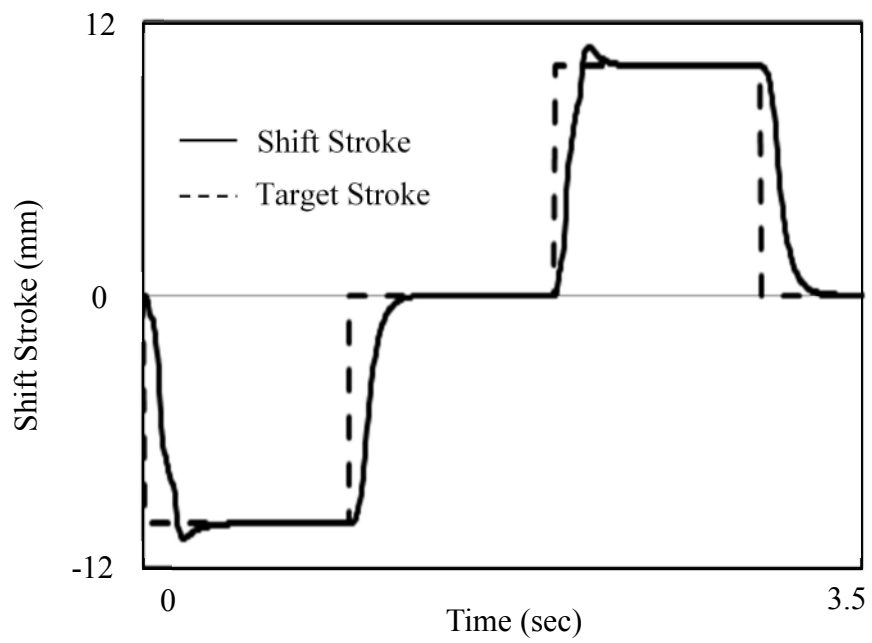


Figure 4-10. Control result of SMC.

4-4-3. エネルギー評価制御

第1章でも述べたように EEC はゲイン切換則にエネルギーの概念を取り入れた制御則である。具体的には制御対象の運動エネルギーと、目標位置到達までにアクチュエータがなし得る制動仕事(以後制動可能仕事)を比較し運動エネルギーが制動可能仕事よりも大きくなったときに、アクチュエータを最大駆動力から最大制動力に切り替える制御方法である。摩擦力や減衰力が作用せず、アクチュエータの応答遅れもない理想状態であればこの制御方法で制御対象を目標位置へ制御できることは自明である。しかし、実際には摩擦力、減衰力、応答遅れがあるためフィードバック的要素が必要となる。EEC では運動エネルギーと制動可能仕事の比較を制御周期毎に行うことでフィードバック的要素を取り入れている。図 4-11 に示す様に横軸に制動仕事 W_b 、縦軸に運動エネルギー T' を取り切換則を構成する。制動仕事 W_b は式(4-13)より求められる。ここで、関数 $g_1(x), g_2(x)$ はそれぞれ電磁石 1 及び電磁石 2 の推力を変位 x で積分した結果を 2 次で最少二乗近似した関数である。また運動エネルギー T' は式(4-14)より求められる。本制御の制御出力 u はシフトストローク x に対し式(4-15), (4-16)より決定される。ここで運動エネルギーには運動の方向により正負の符号を付している。

$$W_b = \int_x^X F_{max}(x) dx \cong g_*(X) - g_*(x) \quad (4-13)$$

$$\begin{cases} (X - x \geq 0: g_*(x) = g_1(x) \\ (X - x < 0: g_*(x) = g_2(x) \end{cases}$$

$$T' = -\frac{\dot{x}}{\|\dot{x}\|} \frac{1}{2} m \dot{x}^2 \quad (4-14)$$

$$S_i = W_b - T' \quad (4-15)$$

$$u = \frac{S_i}{\|S_i\|} \frac{W_b}{\|W_b\|} F_{max}(x) \quad (4-16)$$

式(4-13)では電磁石の最大推力 $F_{max}(x)$ を積分し制動可能仕事を算出した。シミュレーションでは予め電磁石推力を積分して図 4-12 に示すストロークに対する制動可能仕事を求め、同グラフを 2 次関数で近似した上で、目標位置での制動仕事と現在のストローク位置での制動仕事の差から制動可能仕事を算出することで制御周期毎に積分計算を行う必要性が無くなり 1 制御周期の中で制動可能仕事を求めることが可能となる。一方、制御対象の運動エネルギーは制御対象の質量と速度から算出した。この様に EEC では自明な物理量を用いて切替則を設計できると共に非線形な推力特性のアクチュエータでも容易に扱うことができる。

はじめに制御則の妥当性を確認するため、インダクタンスをゼロとし、制御系に応答遅れが無い状態のシミュレーションを行った。図 4-13 にシミュレーション結果を示す。オーバーシュートの無い良好な制御結果が得られており、減衰力や摩擦力が外力として作用してもアクチュエータの応答遅れが無ければ本制御則を適用可能であることがわかった。次にインダクタンスを考慮し、電磁石に応答遅れが発生する状態に付いてシミュレーションを行った。結果は図 4-14 に示す通りオーバーシュートが大きく良好な制御結果が得られなかった。これはアクチュエータ推力の応答遅れが大きく、制御上で想定している制動可能仕事と実際に発生できる制動可能仕事との乖離が大きいため、駆動から制動への切換判定が遅れていることが原因であると考えられる。切換判定のタイミングは制動可能仕事の推定値を小さくすることで早めることができる。そこで、制動可能仕事に遅れ調整ゲイン K_d ($0 < K_d < 1$) を掛けることで応答遅れの補正を行った。遅れ補正後の制御出力 u' は式(4-17),(4-18)により与えられる。

$$S'_i = K_d \int_x^x F_{max}(x) dx - \frac{\dot{x}}{\|\dot{x}\|} \frac{1}{2} m \dot{x}^2 \quad (4-17)$$

$$u' = \frac{S'_i}{\|S'_i\|} F_{max}(x) \quad (4-18)$$

この時の位相面上の切換線を図 4-15 に示す。また K_d に対する評価値 D の変化を図 4-16 に示す。白丸印はシフトストロークが $\pm 12\text{mm}$ を超えなかったことを示し、黒丸印はその中で評価値 D が最も小さくなった最適値を示す。

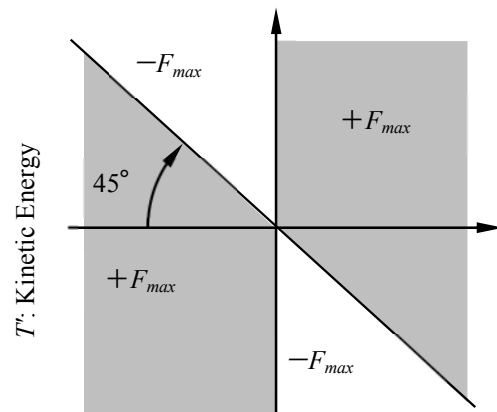


Figure 4-11. Phase plane of EEC.

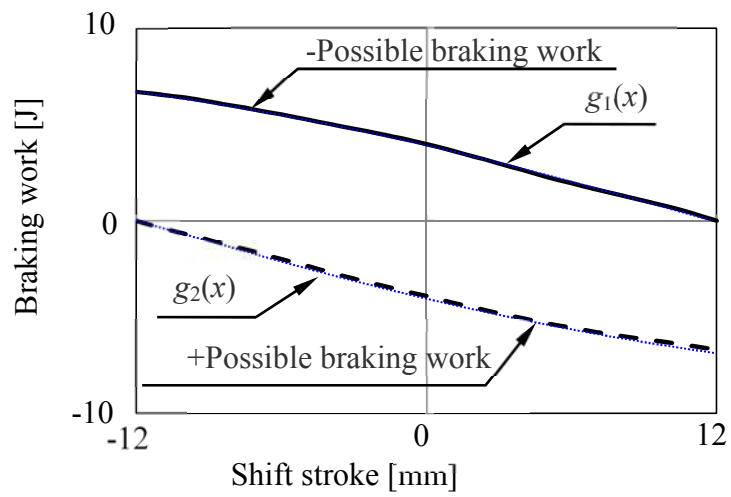


Figure 4-12. Possible braking work.

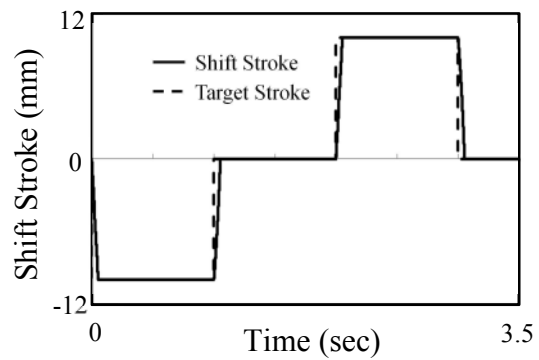


Figure 4-13. Control result of EEC (When inductance is set to zero).

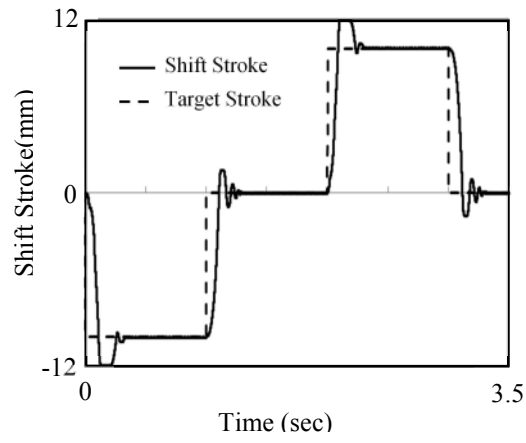


Figure 4-14. Control result of EEC (When inductance is taken into consideration).

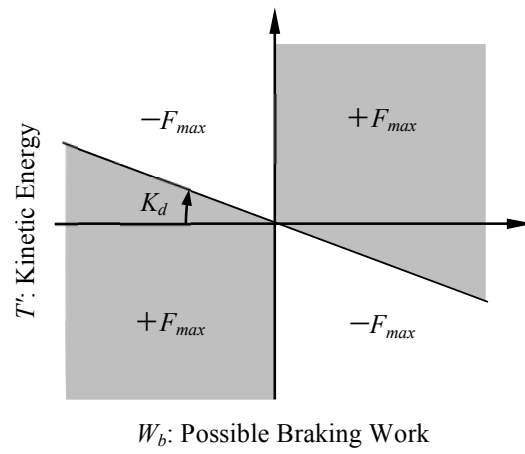


Figure 4-15. Output change rule of EEC in consideration of response delay.

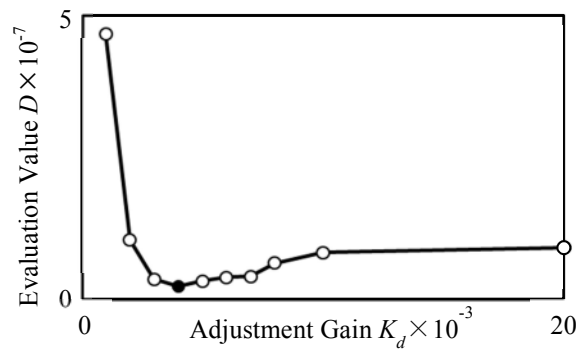


Figure 4-16. Relation of the evaluation value D over the delay adjustment gain K_d (Optimal Value: $K_d=4 \times 10^{-3}$).

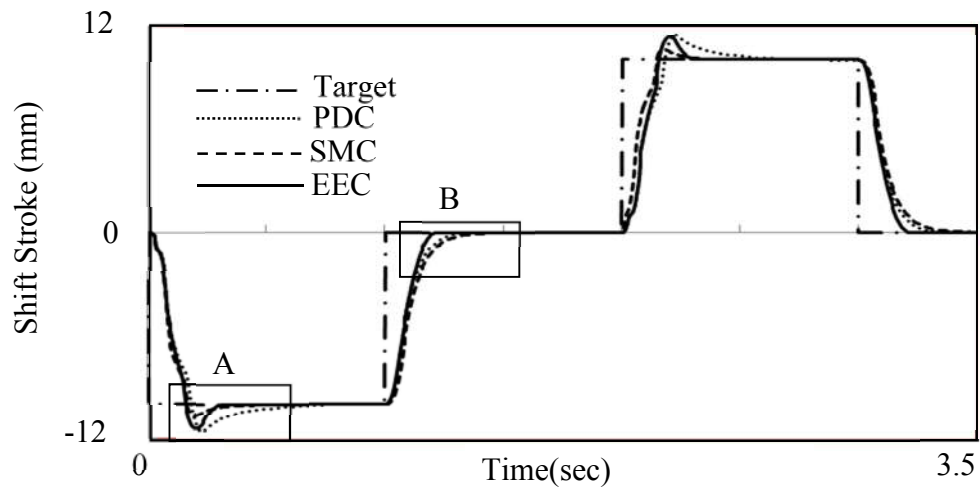
4.5 シミュレーション結果

図 4-17(a)～(c)に PDC, SMC, EEC 夫々の最適パラメータによるシフト制御シミュレーションの結果を示す。また Table 1 に上記制御結果におけるオーバーシュート量, 及び制御時間の目安として目標が変化してから制御位置が目標位置の $\pm 0.25\text{mm}$ 以内に収束するまでの収束時間を示す。各制御の制御結果を比較すると, ニュートラル位置からギアイン位置への制御で収束時間が最も短かったのは EEC である。これに対しオーバーシュートが最も少なかったのは SMC であり, EEC と SMC はほぼ同等の制御結果と言える(図 4-17(b))。次にギアイン位置からニュートラル位置への制御結果を比較すると, どの制御則もオーバーシュートは無かったが, 収束時間は EEC が最も短く次に SMC, PDC の順となり, EEC が最良であった(図 4-17(c))。

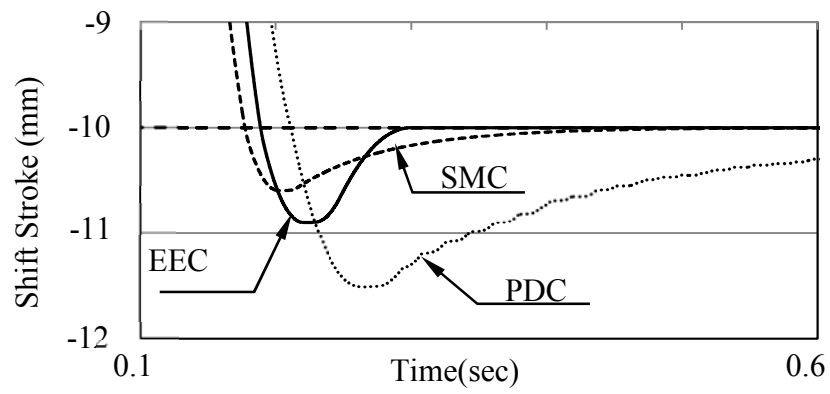
今回, EEC では制御出力の切換タイミングのみを調整したが, SMC と同様に制御出力の大きさも調整すれば, よりオーバーシュートの少ない制御結果が得られるものと考えられる。

Table1 Convergence times and over shoot strokes.

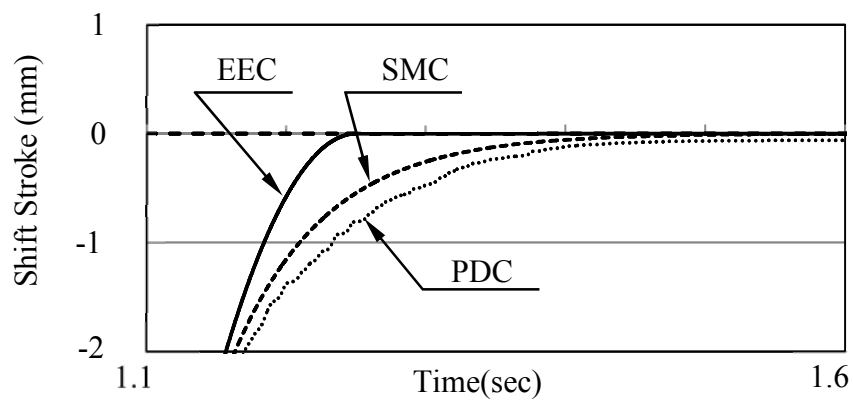
Target Position		Gear In	Neutral
PDC	Convergence Time	0.35(s)	0.25(s)
	Over Shoot	1.1(mm)	0(mm)
SMC	Convergence Time	0.271(s)	0.301(s)
	Over Shoot	0.60(mm)	0(mm)
EEC	Convergence Time	0.267(s)	0.218(s)
	Over Shoot	0.8(mm)	0(mm)



(a) Control simulation result of EEC, SMC and PDC



(b) Enlargement of area A



(c) Enlargement of area B

Figure 4-17. Comparison of the control simulation results.

4.6 本章のまとめ

本報告では商用車用電磁石シフトユニットにおける制御性能の改善を目的として、エネルギー評価制御(EEC)を提案した。制御シミュレーションを行うことによって次のことが明らかとなった。

- (1) 本報告で述べた制御系設計方法によって電磁石シフトユニットを十分制御できることがわかった。
- (2) 電磁石シフトユニットの制御には EEC または SMC が適している。特にニュートラルへの制御では EEC が最も優れていた。
- (3) EEC は制御系に応答遅れが無く、アクチュエータの推力特性が明確であれば、非線形な出力特性のアクチュエータであっても制御ゲインが不要である。
- (4) EEC の制御系に応答遅れが有る場合、応答遅れ補正パラメータは 1 つで良く、パラメータの最適化が容易である。

以上のように EEC の制御則としての妥当性、有用性をシミュレーションによって確認することができたことから、次章では実機にて検証を行う。

第4章の参考文献

- 4-1) 山本康, 長谷川真也, 押野谷康雄 シフトユニット用電磁石の形状最適化, 第24回電磁力関連のダイナミクス シンポジウム 講演論文集(2012), pp. 479-480
- 4-2) Y. Yamamoto, S. Hasegawa, Y. Oshinoya, Control simulation of electromagnetic actuator developed for AMT's shift unit, ICAUMS 2012 (2012), p.393.
- 4-3) 野波健蔵, 田宏奇, コロナ社, スライディングモード制御 (1994), pp.55-112.
- 4-4) S. Hasegawa, K. Ishibashi and Y. Oshinoya, Consideration on Elastic Vibration Control of a Magnetically Levitated Thin Steel Plate Using Sliding Mode Control, JSME International Journal, Series C, Vol.49, No.4(2006), pp.983-993.
- 4-5) 川島純一, 斎藤広吉, 電気基礎 上 直流回路・電気磁気・基本交流回路, 東京電気大学出版局, (1994), pp. 136-139.
- 4-6) 電気学会マグネティクス技術委員会編, 磁気工学の基礎と応用, コロナ社, (1999), pp.12-14.
- 4-7) Richard J. Socin, L. Kirk Walters, Manual Transmission Synchronizers, SAE Technical Paper 680008, (1968), pp. 1-35.
- 4-8) Syed T. Razzacki, Synchronizer Design: A Mathematical and Dimensional Treatise, SAE Technical Paper 2004-01-1230, (2014), pp. 1-11.
- 4-9) Richard Phillips Feynman, ファインマン物理学 (1) 力学, 岩波書店, (1964).
- 4-10) 山本康, 阿部誠, 福永晋, 川西公幸, 窄智久, 制御の基本機能の検討, 品質工学, Vol. 19, No. 3(2011), pp. 355-362.
- 4-11) 大島康次郎, 稲葉正太郎, 自動制御入門, 丸善株式会社, (1979) pp. 46-53.

第 5 章

電磁石シフトユニットの 制御実験

5.1 本章の目的

第4章ではシミュレーションにて電磁石シフトユニットの制御に EEC を適用し、その効果を検証した。結果として PDC よりも良い制御結果が得られると共に SMC とほぼ同等の制御結果が得られた。且つこの結果は PDC と SMC が制御パラメータを2つとしたのに対し EEC では制御パラメータを1つに限定した状態で得られた結果である。同結果より EEC の妥当性、有効性がシミュレーションにて確認されると共に SMC や EEC を用いることで PDC よりも電磁石シフトユニットの制御性が改善される可能性が示された。但しこれはシミュレーション結果であり、実際の制御ではセンサーノイズや、摩擦力の変動等に起因する誤差の発生や、電磁石の駆動用ドライバの応答遅れなど、シミュレーションでは再現しきれなかった誤差要因も制御結果に影響を与えると考えられる。このため実機による検証が必要となる。そこで、本章では電磁石シフトユニットをトランスミッションに搭載した状態で、シフト方向の位置制御実験を実施する。

実験に先立ち予備試験を行ったが、実機に SMC や EEC を適用するとチャタリングが発生しやすいことがわかった。このため、SMC と EEC には緩和関数を組み込むこととした。また EEC には出力の大きさを制限するパラメータも追加することとした。これにより SMC、EEC の制御パラメータ数は3つとなる。一方、実機では摩擦力の変動や機械的な引っ掛かりの発生が予測されるため、PD 制御に替えて PID 制御(以後 PIDC)を適用することとした。これにより PIDC の制御パラメータも3つとなる。

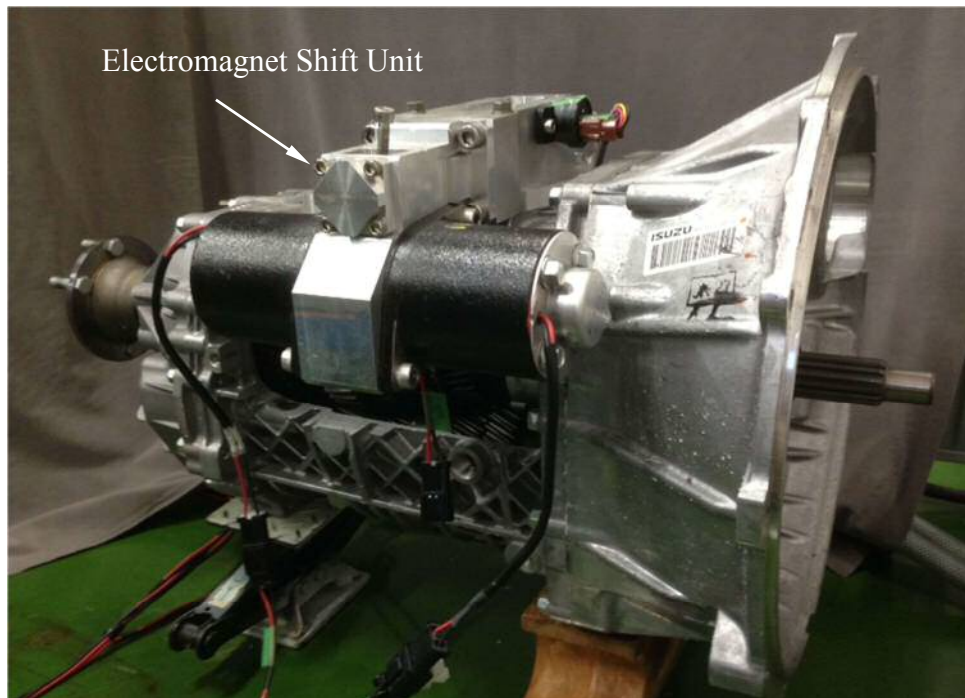
第4章での制御パラメータの最適化では、制御パラメータが最大でも2つであったため実験回数も少なく、かつシミュレーションであったため総当たりで最適値の探索を行った。しかし、本章では制御パラメータを3つとしたため、制御パラメータの組み合わせが多く、実験にて総当たりで最適パラメータの探索を行うのは現実的でない。そこで、本章ではタグチメソッドを用いてパラメータの最適化を行うこととした。タグチメソッドを用いることで全ての制御則に対し同じ最適化手順を適用することが可能となる。タグチメソッドによる制御パラメータの最適化に関しては、空圧クラッチの PID+フィードフォワード制御の制御パラメータの最適化⁵⁻¹⁾や、タグチメソッドと遺伝的アルゴリズムを組み合わせた PIDC の設計方法の検討⁵⁻²⁾や、多軸制御⁵⁻³⁾や温度制御⁵⁻⁴⁾の PIDC の制御パラメータ最適化などの研究が行われている。

本章では電磁石シフトユニットの制御に PIDC、SMC、EEC を適用し、各制御の制御パラメータをタグチメソッドを用いて最適化した上で、その制御結果を比較することで EEC の有効性と電磁石シフトユニットの制御性改善に付いて検証を行う。

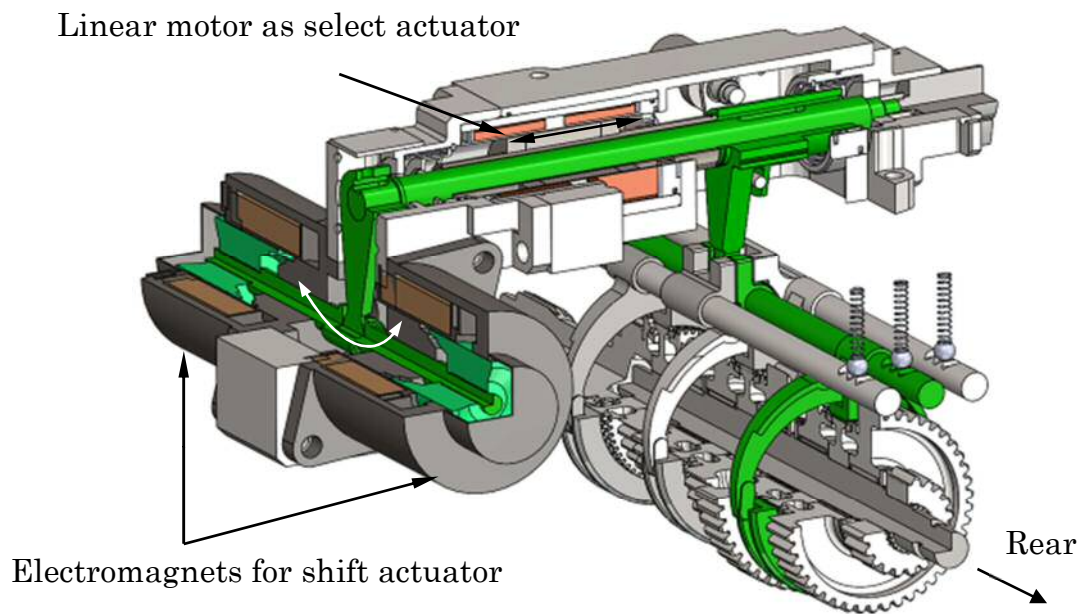
5.2 実験装置の概要

図 5-1 に電磁石シフトユニットをトランスミッションに取り付けた状態を示す。図 5-1 a)は外観写真である。トランスミッションは内部の動きを観察できる様、トランスミッションケースに穴を開けている。図 5-1 b)はトランスミッション内部の構造及び電磁石シフトユニットの断面構造である。図で緑色に示した部分が連動して電磁石により駆動される。

図 5-3 に電磁石シフトユニットの駆動制御装置を示す。今回の制御実験ではコントローラに KEYENCE 製 KV-5500 を使用し、制御周期は 10msec とした。またコントローラは制御出力が正の場合電磁石 1 のドライバを PWM 駆動し、負の場合電磁石 2 のドライバを PWM 駆動する。シフトストロークセンサの分解能は 0.23 mm/Count、制御出力は 7 mV/Count である。制御の目標位置は ± 10 mm の前後ギアイン位置及び 0 mm のニュートラル位置の 3 位置である。シフト制御実験の基本目標パターンを図 5-3 に示す。電磁石はニュートラル位置から前後に 12mm 作動可能であるが、ギアイン完了位置は前後に 10mm の位置である。

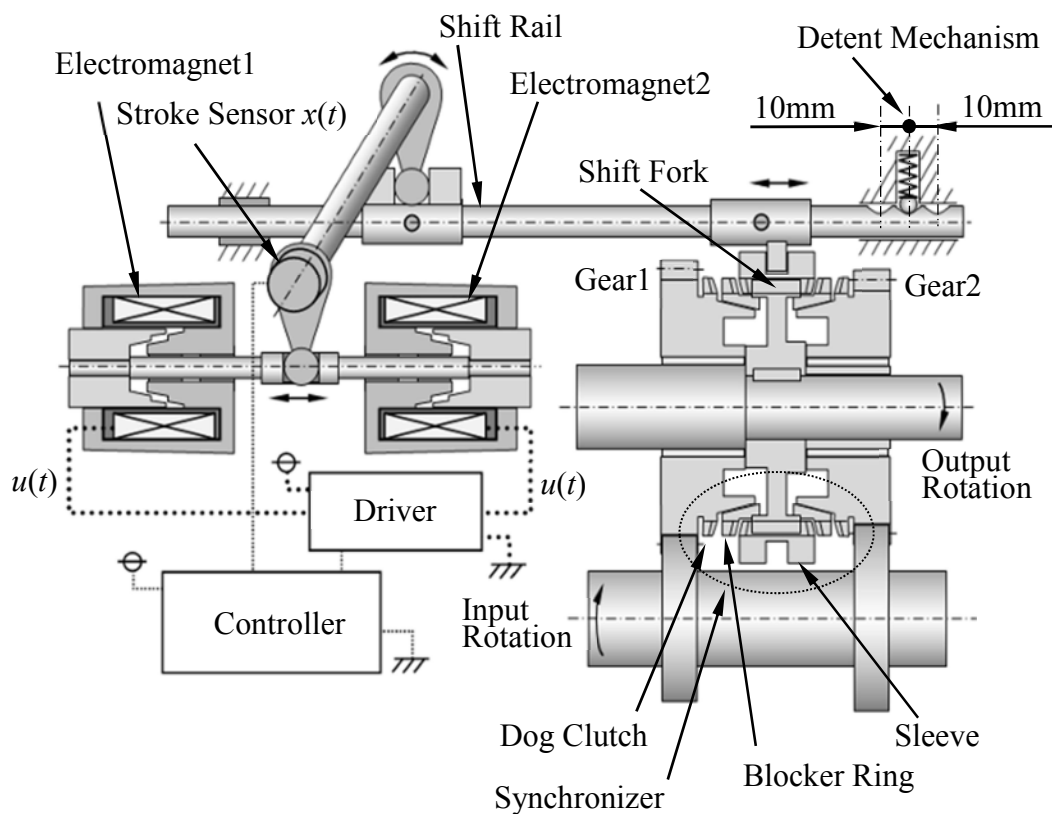


a) Appearance of AMT Transmission

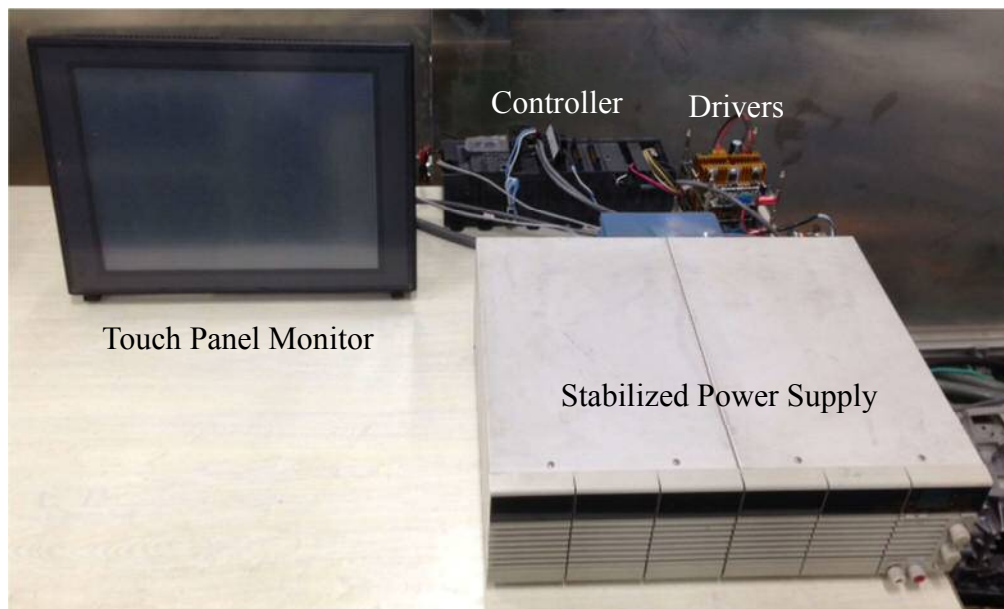


b) Structure of the Gear Change Mechanism.

Figure 5-1. Electromagnet shift unit and shift control mechanism.



a) Structure of the shift control system.



b) Controller and Drivers
Figure 5-2. Shift Control System.

5.3 電磁石シフトユニットの制御

5.3.1 PID 制御

PIDC の制御出力 u は式 (5-1) で表される⁵⁻⁵⁾。図 5-4 に PIDC の制御ブロック線図を示す。ここで u は制御出力、 X と x は目標位置、制御位置、 K_1 、 K_2 、 K_3 は比例ゲイン、積分ゲイン、微分ゲインである。制御パラメータは K_1 、 K_2 、 K_3 の 3 つであり、各パラメータの最適化にはタグチメソッドを用いた。直交表には表 5-1 に示す L_9 直交表⁵⁻⁶⁾を用い、タグチメソッドに基づく繰り返し実験^{5-7),5-8),5-9)}にて最適化を行った。表 1 の A、B、C には各制御の制御パラメータが対応し、E は使用せず、誤差列とした。誤差列ではパラメータを変化させていないため、本来要因効果図に変動は現れないはずであるが、パラメータ同士の交互作用や実験結果のばらつきにより実際には変化が現れる。従って誤差列に表れた変化は直交表の信頼限界を示しており、誤差列に表れた変動幅以下の要因効果には信頼性が期待できない。従ってパラメータを変動させた列の要因効果が誤差列の要因効果以下となった場合、直交表によるパラメータ最適化の限界に達したと判断することができる。制御の評価には式 (5-3) に示す評価値 D を用いた。ここで評価範囲は目標が変化してから 0.15~1 sec の範囲としているが、これは物理的に目標に追従できない時間範囲を評価範囲に含めると評価値の信頼性が低下するためである⁵⁻¹⁰⁾。今回は事前実験により、ニュートラルへの制御では目標が変化してから約 0.15 sec までは目標位置に到達できないことを確認し、目標の変化後 0~0.15 sec を評価範囲から除外した。図 5-3 に示すテストパターンでは 5sec の間に目標が 4 回変化するため 4 個の評価値が計算される。更に繰り返し誤差の評価値への影響を安定させるため、前記テストパターンを 10 回繰り返し、計 40 個の評価値を得(式(5-2))、それらの合計を最終的な評価値 D とした。従って D は小さいほど制御結果が良いことになる。タグチメソッドに基づく L_9 直交実験では制御因子及び初期の水準を表 2 の Stage1 の様に割り振った。また SN 比 η の計算には式(5-4)に示す望小特性の SN 比を用い要因効果図を得る⁵⁻¹¹⁾。 D が小さくなると η は大きくなるので η が大きくなる方向に制御因子を再設定し、再度直交実験を行う。このような操作を繰り返しパラメータを変化させた行の要因効果がパラメータを変化させていない行の要因効果以下になるまで直交実験を繰り返しパラメータを最適化した。後述する SMC 及び EEC に付いても同様に制御パラメータを最適化した。

$$u = K_1(X-x) + K_3 \int (X-x) dt - K_2 \dot{x} \quad (5-1)$$

$$D_n = \int_{0.15}^1 (X-x)^2 dt_n \quad (n=1 \sim 40) \quad (5-2)$$

t_n : 目標変化後の時間, n : 目標変化番号

$$D = D_1 + D_2 + D_3 + D_4 + \dots + D_{40} \quad (5-3)$$

$$\eta = -10 \log_{10}(D) \quad (5-4)$$

K_1 、 K_2 、 K_3 の 3 つの因子を表 1 の A、B、C 列に割り振り、マニュアルでパラメータチューニングした結果を初期値の Level 2 の値とした。 K_1 の Level 1 の値は 7.0×10^4 未満ではディテントを乗り越えて動くことができないため Level 1 の値を 7.0×10^4 とした。 K_2 、 K_3 の Level 1 の値は Level 2 の値の 1/2 とした。結果として表 5-2 の Stage1 の様に初期水準を設定した。L₉ 直交表では因子を 4 個設定できるが最後の因子は設定せず、要因効果図の信頼性を確認するための誤差列 (e) とした。誤差列ではパラメータを変動させていないため本来要因効果が表れないはずであるが、実際には要因効果の変動が現れる。これは実験の誤差や他の因子の交互作用によるものであるため、誤差列以下の要因効果の変動は信頼性がないと判断する。

1 回目の直交実験の結果、図 5-5 の青線 (Stage 1) で示す要因効果が得られた。要因効果図の縦軸は SN 比であり、SN 比が大きいほど制御結果が良いことを表す。次の Stage では誤差列よりも大きな要因効果が得られた制御パラメータのみ前の Stage の最適水準を次の Stage の Level 2 の値に設定し、かつ水準の振り幅を若干狭める様に Level 1、3 の値を設定した。また誤差列の要因効果よりも小さな要因効果しか現れなかったパラメータに対しては前と同じ水準を継承した。以後同様の操作により直交実験を繰り返し、9 回目の直交実験で各因子の要因効果が誤差列の変動幅以下となったため直交実験を終了した。

表 5-2 にこの時のパラメータ推移を示す。9 回目の実験結果において最も高い SN 比が得られた黒丸印の値を最適値とした。直交実験の結果得られた PID 制御の最適ゲインの組み合わせは $K_1 = 8.1 \times 10^4$ 、 $K_2 = 5.5 \times 10^2$ 、 $K_3 = 7.0 \times 10^2$ となった。また最適パラメータの組み合わせにてテストパターンを 10 回繰り返したときの評価値は $D = 1.7 \times 10^{-6}$ であった。

Table 5-1. L_9 Orthogonal array.

Ttest No.	Control parameter			
	A	B	C	E
1	1	1	1	1
2	1	2	2	2
3	1	3	3	3
4	2	1	2	3
5	2	2	3	1
6	2	3	1	2
7	3	1	3	2
8	3	2	1	3
9	3	3	2	1

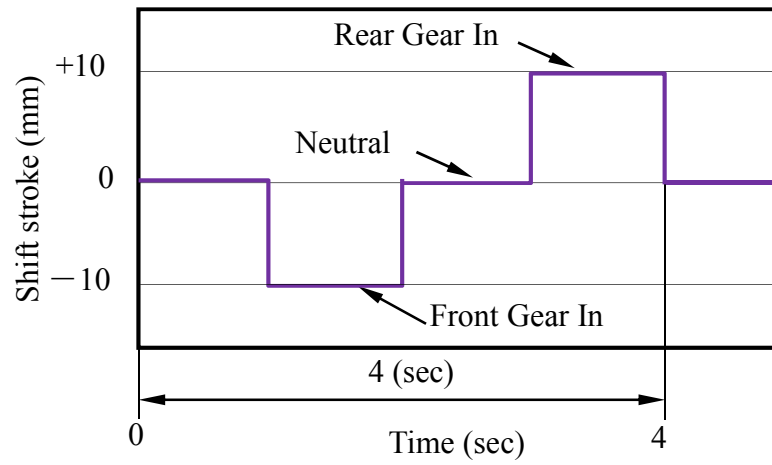


Figure 5-3. Test pattern of shift control target.

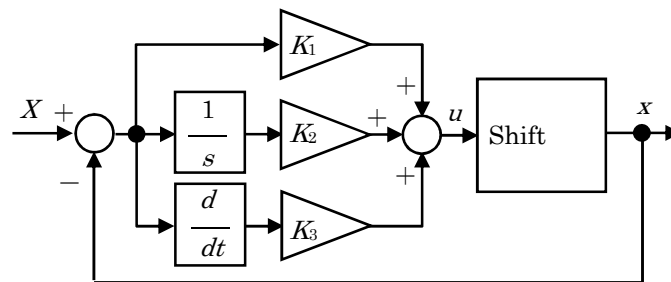


Figure 5-4. Control block diagram of ECC.

Table 5-2. Level settings of PID.

Stage	Factors	Level 1	Level 2	Level 3
Stage 1	K_1	70000	80000	90000
	K_2	2000	4000	6000
	K_3	500	1000	1500
Stage 2	K_1	82500	90000	97500
	K_2	500	2000	3500
	K_3	200	500	800
Stage 3	K_1	77500	82500	87500
	K_2	500	2000	3500
	K_3	500	800	1100
Stage 4	K_1	77500	82500	87500
	K_2	250	500	750
	K_3	500	800	1100
Stage 5	K_1	77500	82500	87500
	K_2	0	250	500
	K_3	650	800	950
Stage 6	K_1	80000	82500	85000
	K_2	0	250	500
	K_3	650	800	950
Stage 7	K_1	81000	82500	84000
	K_2	0	250	500
	K_3	650	800	950
Stage 8	K_1	81500	82500	83500
	K_2	350	500	650
	K_3	550	650	750
Stage 9	K_1	81000	81500	82000
	K_2	550	650	750
	K_3	700	750	800

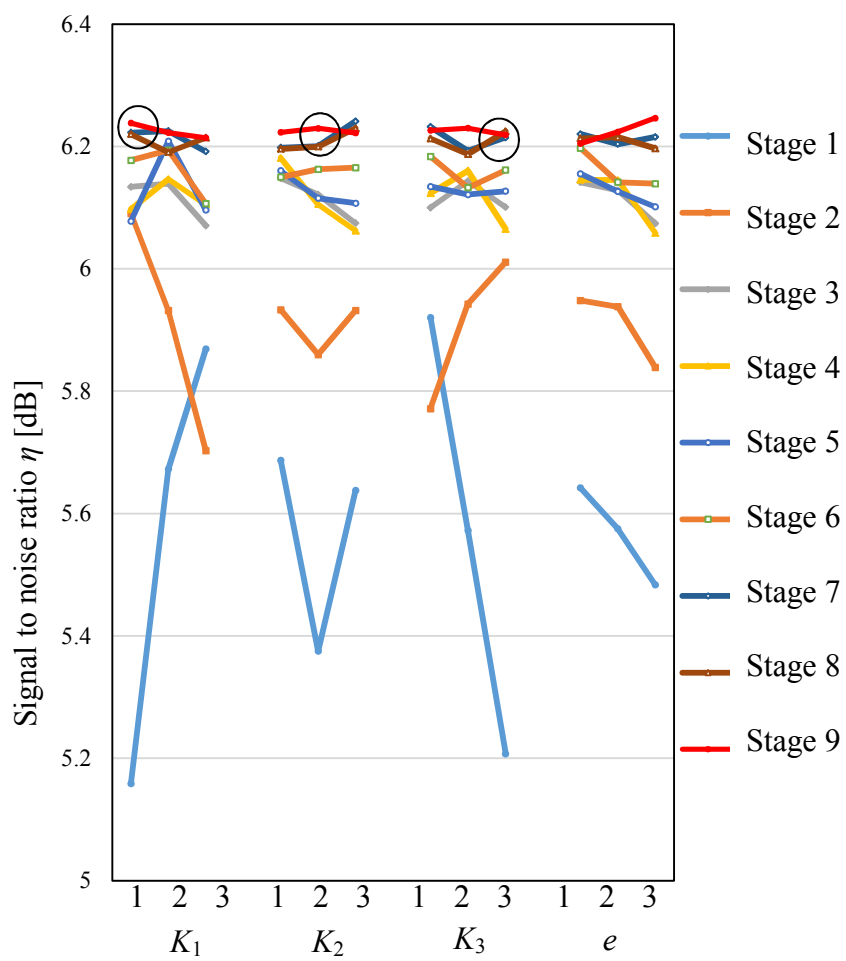


Figure 5-5. Effect graph of PID.

5.3.2 スライディングモード制御

SMC は最短時間制御の一種であり、基本的な考えとしては、制御出力の正負の切り換えを図 5-6 に示す様に偏差 x_1 と偏差の変化速度 x_2 を軸に持つ位相面に設定した傾き $-s_1/s_2$ の出力切換線と x_2 軸に対し制御状態が位置する領域により制御出力を切り替える制御則である。これに制御対象の反力補正と、チャタリング防止のために切換線付近で制御出力が滑らかにゼロに収束する様に平滑関数を組み込んだ SMC の制御出力は式 (5-5) で表される^{5-12), 5-13)}。被制御系の質量は電磁石の中心軸上に換算した値で 2.5 kg であり、減衰係数 c は電磁石の中心軸を押したときの速度と力の関係から推定したおおよその値として 1950 N s/m とした。図 5-7 に SMC の制御ブロック線図を示す。

$$u = -(SB)^{-1} SAx_d - K \frac{\sigma}{|\sigma| + \delta} \quad (5-5)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c/m \end{bmatrix} \quad B = [0, 1/m]^T \quad S = [s_1, s_2] \quad X = [X, dx/dt]^T$$

$$\sigma(x) = Sx_d \quad x = [x, dx/dt]^T \quad x_d = x - X = [x_{d1}, x_{d2}]^T$$

C : 減衰係数, m : 質量, K : 出力パラメータ, δ : 緩和係数

式(5-5)に示す SMC の制御パラメータは s_1 、 s_2 、 K 、 δ の 4 つである。しかし本報告では図 5-7 に示す様に制御の切換線を直線としたため、切換線を直線として式(5-4)を展開すると s_1 、 s_2 の項は全て s_1/s_2 の形にまとまり、 s_1 、 s_2 の比のみが出力に影響することになる。そこで $s_2=1$ とし、制御パラメータを s_1 、 K 、 δ の 3 つとして PID と同様に実験計画法によりパラメータの最適化を行った。 s_1 、 K 、 δ の初期の Level 2 の値をマニュアルでパラメータチューニングした値に設定した。 K は 1000 以下ではディテントを乗り越えて動くことができなくなるため K の Level 1 の値を 1000 とした。 s_1 、 δ は Level 2 の 1/2 の値に設定した。Level 3 の値は Level 1、Level 2 と等間隔になる様に設定した。以上の結果パラメータの初期水準は表 3 の Stage1 の様になった。L₉ 直交表を用いて直交実験を行って、PID のときと同様に要因効果図に従ってパラメータを変更し計 9 回の直交実験を繰り返した結果、要因効果図の信頼性の限界に達した (図 5-8)。このときのパラメータの推移を表 5-3 に示す。9 回目の実験結果において最も高い SN 比が得られた黒丸印の値を最適値とした。このときの s_1 、 K 、 δ の最適組み合わせは $s_1=100$ 、 $K=1.725 \times 10^3$ 、 $\delta=3.25$ であった。また最適パラメータの組み合わせにてテストパターンを 10 回繰り返したときの評価値は $D=5.35 \times 10^{-7}$ であった。

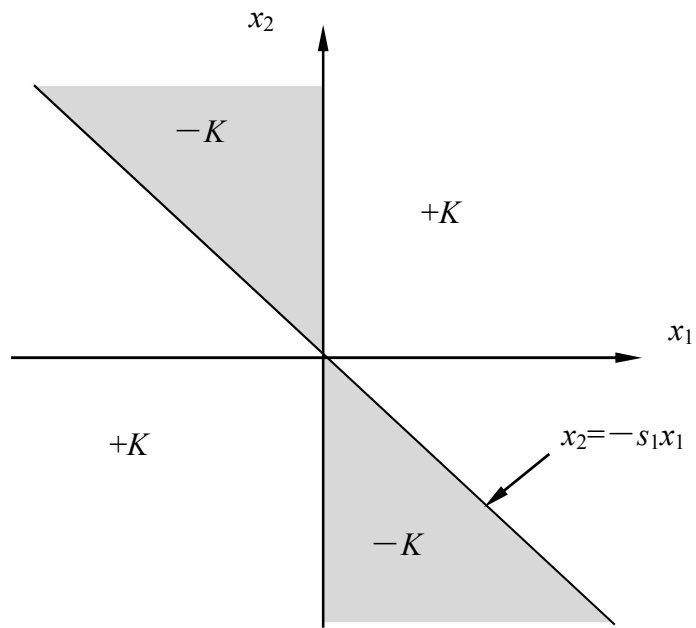


Figure 5-6. Output change rule of SMC on phase plane.

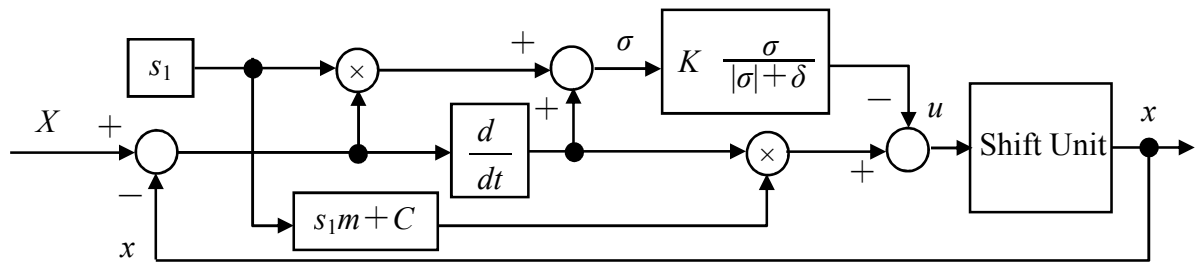


Figure 5-7. Control block diagram of SMC.

Table 5-3. Level settings of SMC.

Stage	Factors	Level 1	Level 2	Level 3
Stage 1	s_1	60	120	180
	K	1000	1500	2000
	δ	2	4	6
Stage 2	s_1	90	120	150
	K	1700	2000	2300
	δ	2	4	6
Stage 3	s_1	70	90	110
	K	1500	1700	1900
	δ	3	4	5
Stage 4	s_1	100	110	120
	K	1800	1900	2000
	δ	2	3	4
Stage 5	s_1	90	100	110
	K	1700	1800	1900
	δ	3	4	5
Stage 6	s_1	90	100	110
	K	1700	1800	1900
	δ	2.5	3	3.5
Stage 7	s_1	85	90	95
	K	1650	1700	1750
	δ	3.25	3.5	3.75
Stage 8	s_1	90	95	100
	K	1725	1750	1775
	δ	3	3.25	3.5
Stage 9	s_1	90	95	100
	K	1725	1750	1775
	δ	3.125	3.25	3.375

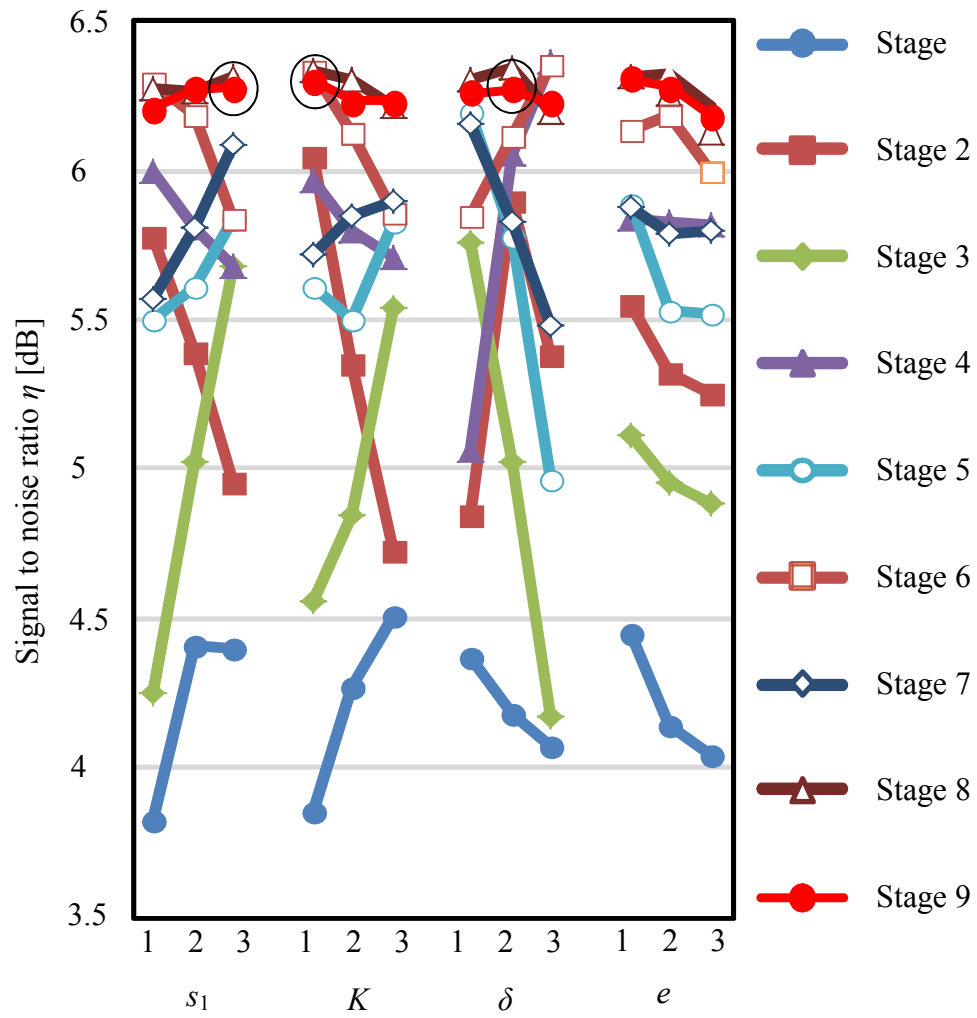


Figure 5-8. Effect graph of SMC.

5.3.3 エネルギー評価制御

シフトアクチュエータの制御では物体を初期位置から目標位置に移動させて停止させることが基本的な制御のパターンとなる。電磁石シフトアクチュエータではアクチュエータに電磁石を使用しているが、電磁石は設計者が選定できるため、電磁磁石の変位 x に対する電磁石の最大推力 $F_{max}(x)$ は設計者が把握できる。従って、制御が開始され制御対象が目標位置に到達するまでに電磁石が成し得る制動仕事（制動可能仕事） B_w は電磁石が減速側に発生可能な最大推力 $F_{max}(x)$ を制御位置から目標位置 X まで変位 x で積分して求めることができる。従って、アクチュエータの制動可能仕事は式 (5-6) で表される。本報告で使用した電磁石の推力特性はストローク位置により大きく変動するので区間積分が必要となるが、制御中に積分計算を行うのは煩雑であるし、コントローラの負荷も大きくなる。そこで今回は、図 5-9 に示す様に予めアクチュエータの可動範囲内で電磁石推力を積分した結果を 2 次の近似関数 $f_{b1}(x)$ 、 $f_{b2}(x)$ に近似しておき、偏差 $X-x$ が負の時は $f_{b1}(x)$ 、正の時は $f_{b2}(x)$ を用いて制動可能仕事 B_w を求める（式 (5-6)）。

一方、被制御系は初期位置から電磁石により目標位置に向かって加速され、式 (5-7) で求められる運動エネルギー K_e を持つ。外力が作用せず、かつ制御系に応答遅れがない理想的な状態では、運動エネルギー K_e が制動可能仕事 B_w を超えるまでは加速を続けても良く、逆に運動エネルギー K_e が制動可能仕事 B_w より大きくなったならば直ちに加速を止め最大減速度で減速すれば目標のシフト位置 X で停止する。つまり式 (5-8) に示す制動可能仕事と運動エネルギーの差 U の正負を評価して制御出力の方向を切換れば良い。ここで、運動エネルギーには正負の符号が付かないので、速度 $\dot{x}$ の符号を付し制動可能仕事との比較を行うことで正負どちらの目標位置に対しても対応が可能となる。

以上より、理想的な条件での EEC の制御出力 u は式 (5-9) となる。式 (5-9) を図で表すと図 5-10 の様に横軸に制動可能仕事、縦軸に運動エネルギーを取った位相面上に出力の切換線を設定し、切換線と縦軸で区切られた領域に対し制御出力の正負を設定することになる。制動可能仕事、運動エネルギー共にエネルギーの単位 J で表され、縦軸、横軸は同じ次元で比較できるため切換線の傾きは原理的には -1 になる。

$$W_b = \int_x^X F_{max}(x) dx \cong S_f(g_*(X) - g_*(x)) \quad (5-6)$$

$$\begin{cases} (X - x \geq 0: g_*(x) = g_1(x) \\ (X - x < 0: g_*(x) = g_2(x) \end{cases}$$

$$T' = \frac{\dot{x}}{2\|\dot{x}\|} m \dot{x}^2 \quad (5-7)$$

$$S_i = K_d W_b - T' \quad (5-8)$$

$$u = \frac{S_i}{\|S_i\|} \frac{W_b}{\|W_b\|} F_{max}(x) \quad (5-9)$$

しかし、実際の現象では摩擦や減衰力、その他の外力が作用し、またそれぞれが環境条件により変動する。従ってなんらかのフィードバック的要素が必要となる。そこで EEC では式 (5-9) の判定を制御周期毎に繰り返すことでフィードバック的要素を加味した。更に実現象では制御の応答遅れが発生する。応答遅れが発生すると、図 5-11 に示す様に応答遅れがない場合に比べ制動可能仕事小さくなるので制御出力の切換タイミングにずれが生じる。そこで、本報では制動可能仕事を小さく見積もるため、制動可能仕事に遅れ補正ゲイン K_d ($0 < K_d \leq 1$) をかけることで応答遅れを補正することにした。このときの EEC の出力切換線は図 5-12 の様に補正される。

一方、制御の収束につれて出力をゼロに収束させるため、制動可能仕事の絶対値と運動エネルギーの和を収束評

価値とした。この様に収束評価値をとれば、制御偏差と被制御体の速度が共にゼロになるとき、収束評価値もゼロに収束する。また収束評価値に対する制御出力の割合を調整するゲインとして K_g を追加した。 S'_f は式 (5-10) で表される (図 5-13 参照)。 S_f を制御出力に乗ずることでチャタリングを防止する。ここで、制御出力に S_f を乗じて出力を制限すると実際になし得る制動可能仕事も減少するため式 (5-11) の右辺第 1 項の様に制動可能仕事も補正する必要がある。また制動可能仕事小さくなるため出力切換の判定値 S_i も式 (5-12) の様に変更される。以上の改良を行った制御出力 u' は式 (5-13) の様になる。図 5-14 に EEC の制御ブロック線図を示す。

$$S'_f(H) \begin{cases} K_g H' & : \left(H' < \frac{r}{K_g} \right) \\ r & : \left(H' > \frac{r}{K_g} \right) \end{cases} \quad (0 < r \leq 1) \quad (5-10)$$

$$W'_b = \int_x^X S_f F_{max}(x) dx \cong S_f (g_*(X) - g_*(x)) \quad (5-11)$$

$$\begin{cases} (X - x \geq 0: g_*(x) = g_1(x) \\ (X - x < 0: g_*(x) = g_2(x) \end{cases}$$

$$S'_i = K_d W'_b - T' \quad (5-12)$$

$$u' = S_f \frac{S'_i}{\|S'_i\|} \frac{W_b}{\|W_b\|} F_{max}(x) \quad (5-13)$$

以上により出力が決定される EEC を電磁石シフトユニットの制御に適用した。制御パラメータは遅れ補正ゲイン K_d とエネルギーゲイン E_g 、出力制限値 r である。PID、SMC と同様に実験計画法によりパラメータの最適化を行った。 K_d 、 E_g 、 r の初期の Level 2 の水準はマニュアルでパラメータチューニングした結果とした。 r の Level 1 の値は 0.6 より小さい値ではディテント力を乗り越えることができなかったため 0.6 に設定した。 K_d 、 E_g の Level 1 の値は Level 2 の 1/2 の値とした。Level 3 の値は Level 1、Level 2 と等間隔になる様に設定した。以上の様に設定したパラメータの初期水準は表 4 の Stage1 の様になる。表 5-4 の Stage1 の様に設定して直交実験を行った。要因効果図に従いパラメータを変更し計 8 回の直交実験を繰り返した結果、要因効果図の信頼性の限界に達した (図 5-15)。このときのパラメータの推移を表 5-4 に示す。8 回目の実験結果において最も高い SN 比が得られた黒丸印の値を最適値とした。同実験結果より K_d 、 E_g 、 r の最適な組み合わせは $K_d=8.15 \times 10^{-3}$ 、 $E_g=0.54$ 、 $r=0.74$ であった。また最適パラメータの組み合わせにてテストパターンを 10 回繰り返したときの評価値は $D=1.83 \times 10^{-7}$ であった。

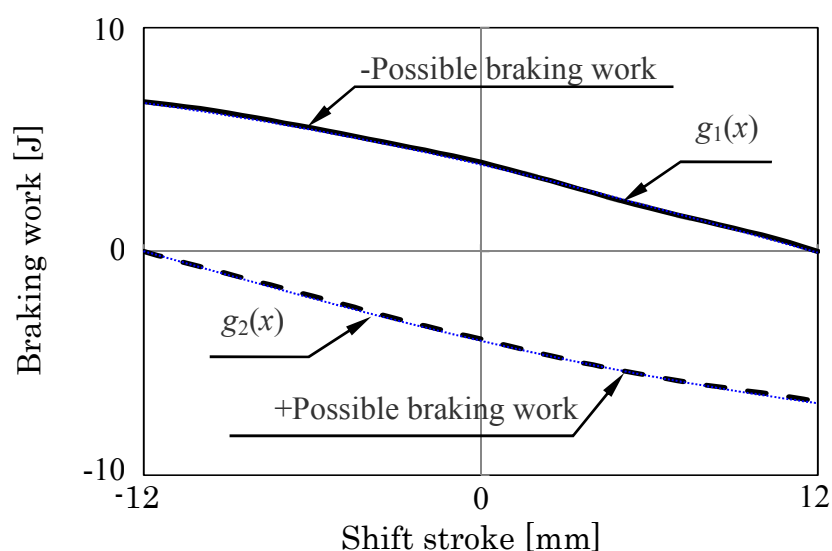


Figure 5-9. Possible braking work.

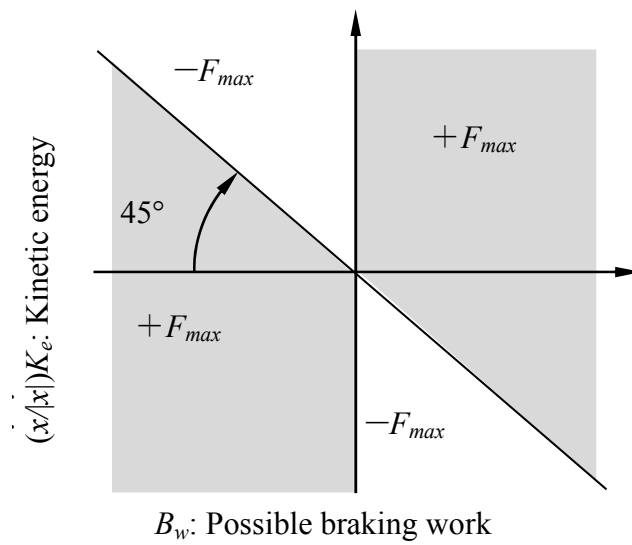
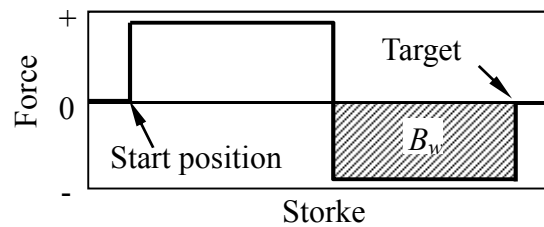
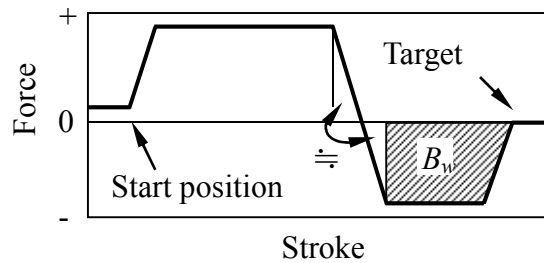


Figure 5-10. Output change rule of EEC for ideal control system.



(a) Ideal breaking



(b) Practical breaking work

Figure 5-11. Comparison of ideal breaking work and practical breaking work.

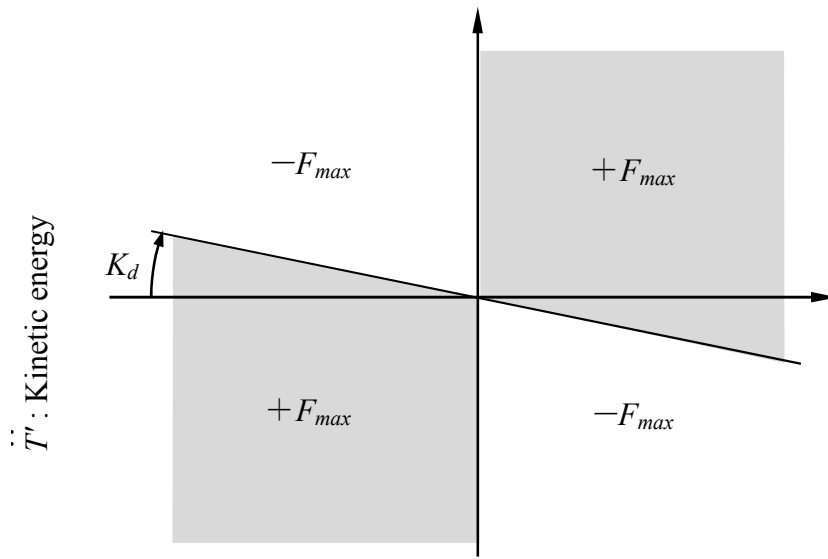


Figure 5-12. Phase plane of EEC in consideration of response delay.

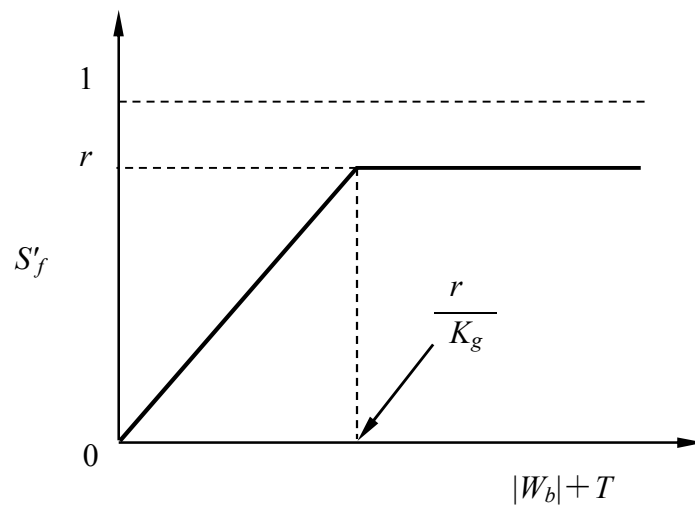


Figure 5-13. Saturation function S'_f .

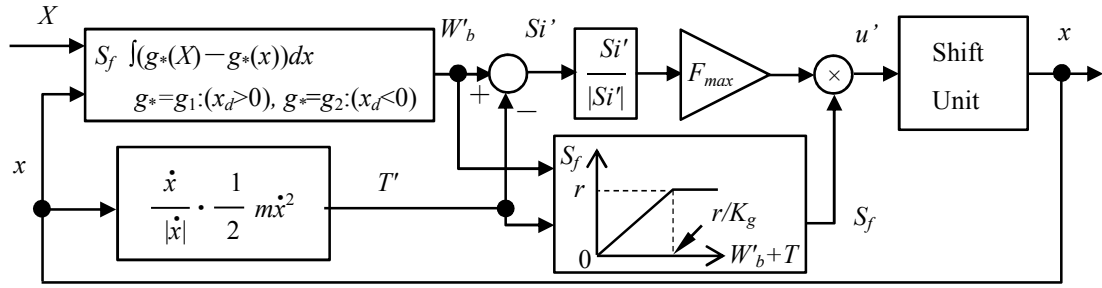


Figure 5-14. Control block diagram of EEC.

Table 5-4. Level settings of EEC.

Stage	Factors	Level 1	Level 2	Level 3
Stage 1	K_d	0.02	0.04	0.06
	E_g	0.2	0.4	0.6
	r	0.6	0.7	0.8
Stage 2	K_d	0.01	0.02	0.03
	E_g	0.3	0.4	0.5
	r	0.75	0.8	0.85
Stage 3	K_d	0.005	0.01	0.015
	E_g	0.45	0.5	0.55
	r	0.725	0.75	0.775
Stage 4	K_d	0.0075	0.01	0.0125
	E_g	0.45	0.5	0.55
	r	0.73	0.75	0.77
Stage 5	K_d	0.00625	0.0075	0.00875
	E_g	0.525	0.55	0.575
	r	0.73	0.75	0.77
Stage 6	K_d	0.00815	0.00875	0.00935
	E_g	0.535	0.55	0.565
	r	0.75	0.77	0.79
Stage 7	K_d	0.0081	0.00815	0.0082
	E_g	0.525	0.535	0.545
	r	0.73	0.75	0.74
Stage 8	K_d	0.00825	0.00815	0.00835
	E_g	0.54	0.545	0.55
	r	0.72	0.73	0.74

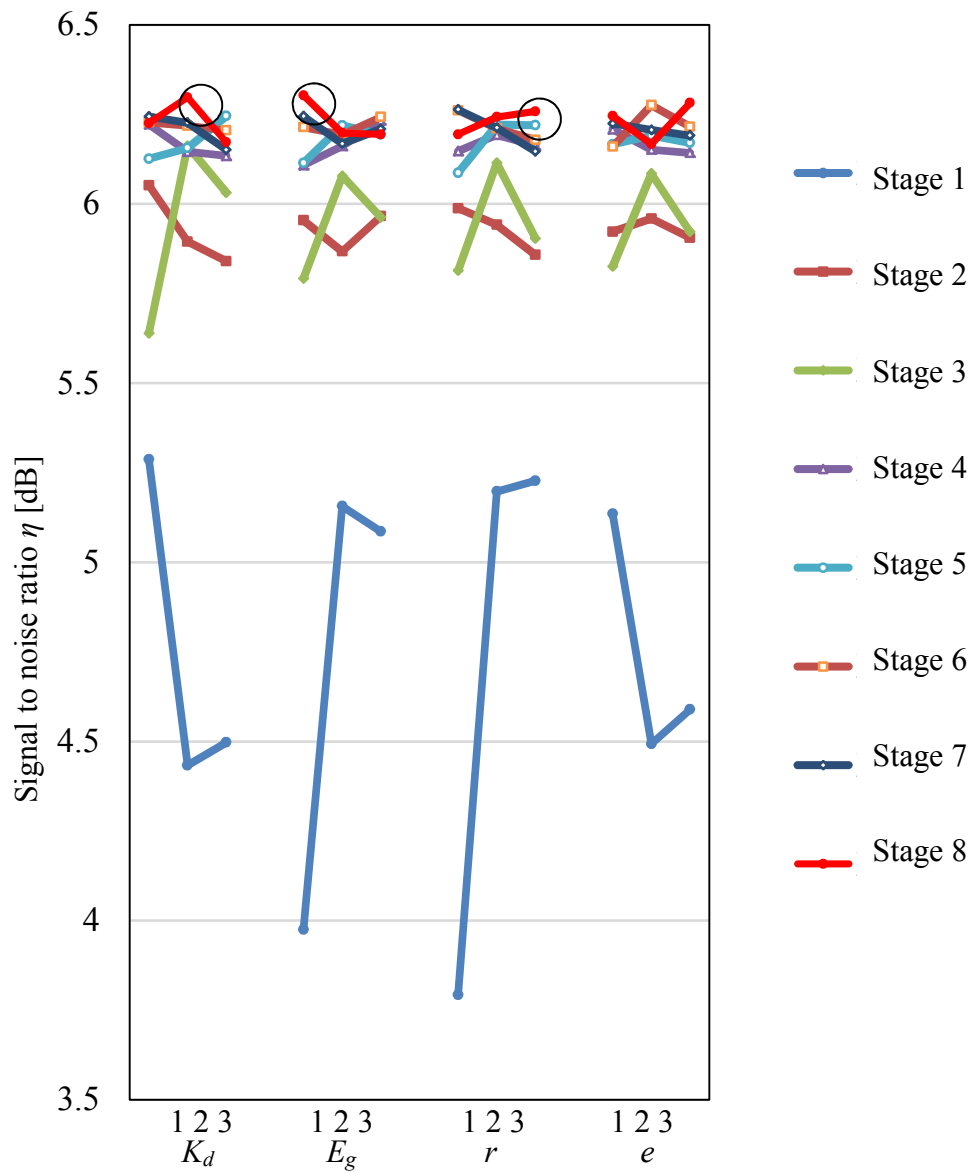


Figure 5-15. Effect graph of EEC.

5.4 制御実験結果の比較

PID、SMC、EEC の最適パラメータでの制御結果を図 5-16 に示す。同図(a) は各 10 回のパターン実験におけるシフトストロークの平均値を示している。同図(b)、(c)、(d)は PID、SMC、EEC の制御出力電圧である。また表 5-5 に各制御の評価値 D をまとめる。更に図 5-16 の A 部及び B 部に付いてオーバーシュート量と、目標の $\pm 0.2\text{mm}$ 以内(実用上問題の無い収束範囲)に収束するまでの時間をまとめた結果を表 5-6 に示す。評価値 D を比較すると EEC が最も良く、次いで SMC、PID の順となった。また表 5-6 に示す様に、A 部の制御結果では PID、SMC は目標位置で停止せず、ストロークストップに衝突してから目標位置に収束しているが、EEC は目標位置で停止しており、EEC の制御結果のみストロークストップに当てないという制御目標を達成している。一方、B 部の制御結果を比較すると PID がオーバーシュートが少なく収束も早いため最も優れており、次いで SMC、EEC の順となった。但し、いずれの制御結果も実用上は十分早くオーバーシュート量もオーバーシュート側のドグ歯に噛みこむレベルではなく問題ないレベルにある。

次に制御出力電圧の出力パターンを比較すると、EEC のみ出力の上限を制限する制御パラメータが設定されているため、制御出力の最大値が小さくなっている。また EEC ではほぼ矩形の制御出力波形となっていることがわかる。一方 PID 制御はほぼ駆動側の出力波形だけとなっており、制動側の出力が発生していない。このことは PID 制御の最適パラメータでは微分項がほとんど機能しておらず、シフトの運動を減速させる働きを機械的な減衰力やディテント力に頼った状態になっていることを示している。SMC の制御出力波形は PID と EEC の中間的な出力波形となった。

一方シフトユニットに作用する機械的減衰力は T/M 温度や摺動部のクリアランス変化により変動する。このため現状よりも減衰力を低下させた状態でも制御性が維持されることが重要である。シフトユニットに作用する主な機械的な減衰力は各摺動部におけるオイルの粘性抵抗と電磁石内部の空気の流動抵抗に起因している。そこで、機械的な減衰力の低下状態を模擬するため、図 5-17 に示す様に片側の電磁石の可動ヨークカバーに穴を開けて空気の流動抵抗を低下させた状態を作った。この状態に対し上で求めた各制御の最適パラメータを用いて制御実験を行った結果を図 5-18 に示す。同図より、各制御則共にギアイン時にストロークストップに当てずにギアイン位置に制御することができず、ほぼ同じ制御結果となった。一方、ニュートラルへの制御結果を見ると A 部、B 部の制御結果に大きな差が見られた。EEC は若干オーバーシュートが増えるものの減衰力を低下させる前とほぼ同等の制御結果であったのに対し、PID や SMC ではオーバーシュートがかなり大きくなっていることがわかる。

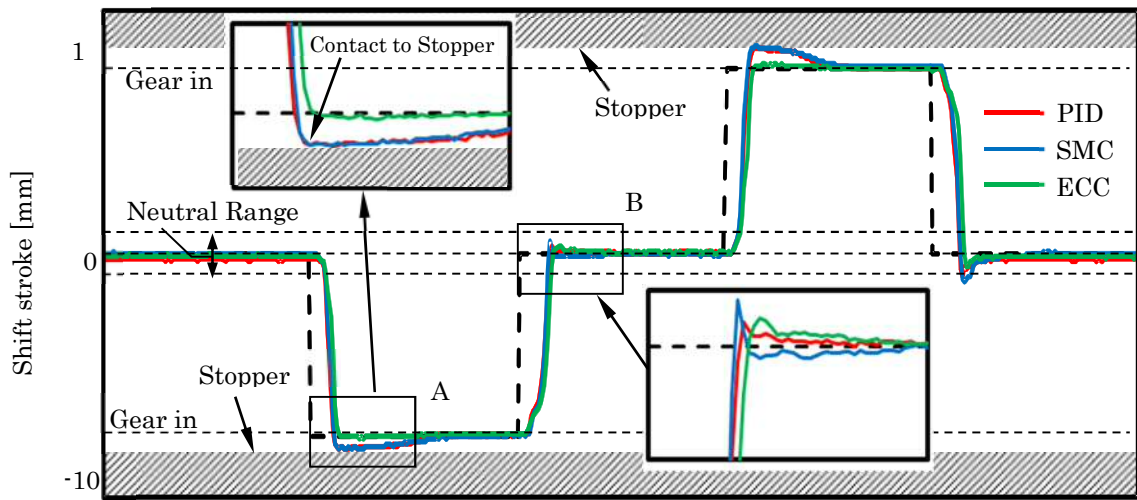
このオーバーシュート量は **PID** ではドッグクラッチに入り込む位置まで達し、**SMC** でもブロッカーリングを通り抜け、ドッグクラッチの直前まで達した。以上の結果を総合的に判断すると電磁石シフトユニットの制御には **EEC** が最も適していると判断できる。

Table 5-5. Evaluation value D of each control rule with the optimal parameters.
(Smaller is better)

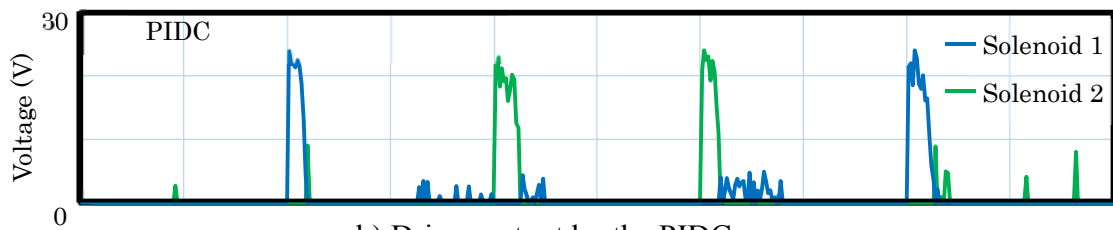
Control rule	PID control	SMC	EEC
Evaluation Value D	6.426×10^{-7}	5.35×10^{-7}	1.83×10^{-7}

Table 5-6. Over shoot length and convergence time.

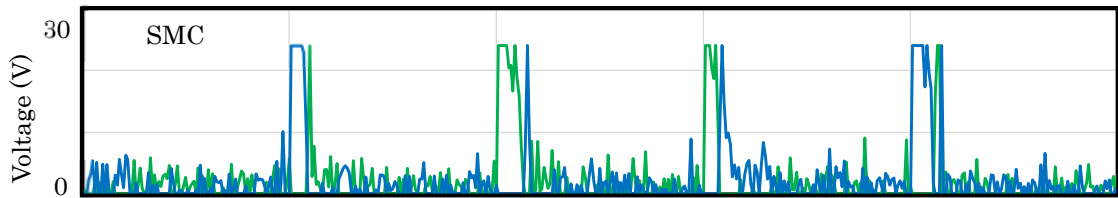
Area		PID	SMC	EEC
Area A	Over shoot[mm]	Contact to the Stopper	Contact to theStopper	0.12
	Convergence time[sec]		0.55	0.12
Area B	Over shoot[mm]	0.428	0.831	0.455
	Convergence time[sec]	0.18	0.17	0.22



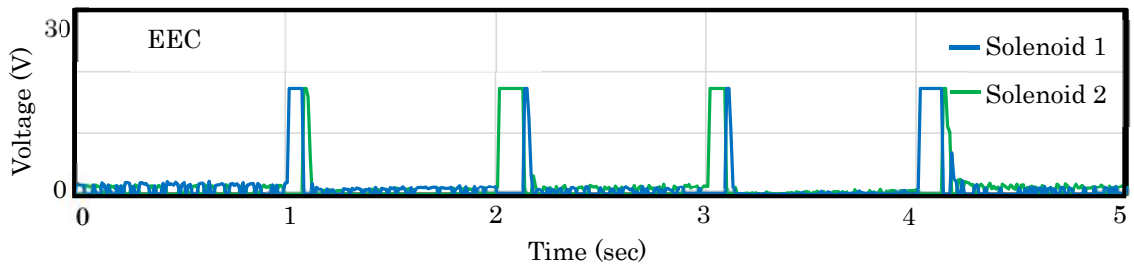
a) Average shift stroke.



b) Driver output by the PIDC



b) Driver output by the SMC



b) Driver output by the ECC

Figure 5-16. Result of shift control tests.

ECC has the least over shooting, in area A.

Almost equivalent control result was obtained by each control rules, in area B.

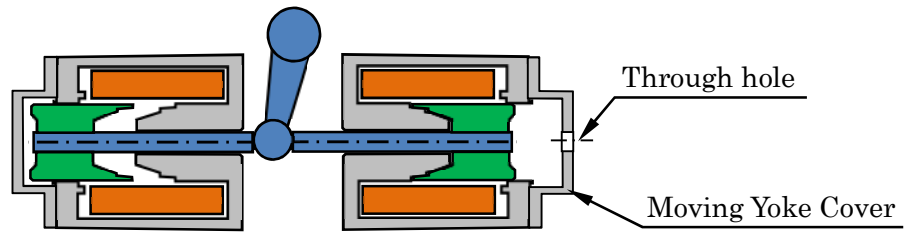


Figure 5-17. A hole is drilled through the moving yoke to reduce the air dumping force.

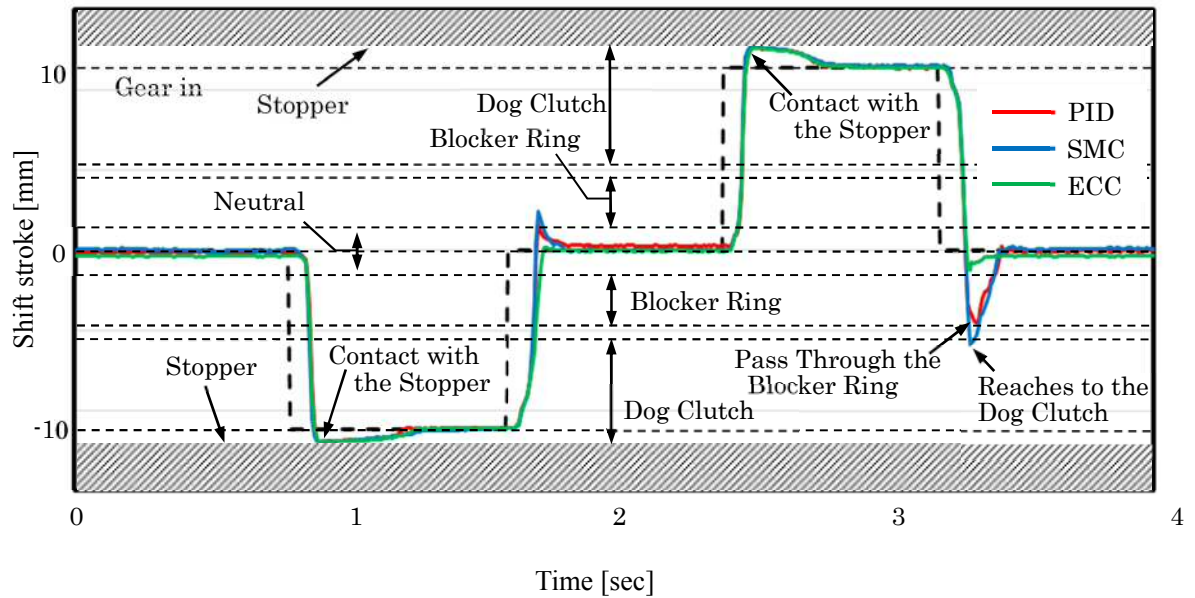


Figure 5-18. Result of the shift control test under the condition of reducing the mechanical dumping force.

Each control rules could not stop before contact with the stoppers. However, ECC got the best result when the target position was neutral.

5.5 本章のまとめ

EEC は応答遅れの無い理想的な制御対象を前提に基本の制御則が作られており、電磁石シフトユニットの様に大きな応答遅れを持つ制御対象への適用は必ずしも適しているとは言えない。しかしながら今回設定した3つの制御パラメータを調整することにより EEC を適用することが可能であることがわかった。またその制御結果は PID や SMC よりも良好な制御結果が得られ、唯一ギアイン側のストロークストッパに当てずに止めるという目的を達成できた。更に機械的な減衰力を低下させた試験ではギアイン側のストロークストッパに当たってしまったものの、ニュートラルへの制御では SMC や PID が大きくオーバーシュートするのに対し EEC の制御結果の変動は少なくロバスト性の高い制御則であることも確認された。以上の結果より電磁石シフトユニットの制御には EEC が最も適していると言える。また今回の実験により EEC の制御則としての妥当性、有用性が確認された。

第5章の参考文献

- 5-1) 山本康, 阿部誠, 福永晋, 河西公幸, 窄智久, 制御の基本機能の検討, 品質工学, Vol. 19, No. 3(2011), pp. 355-362.
- 5-2) Hasanien H.M. and Riyadh Saudi Arabia, Design Optimization of PID Controller in Automatic Voltage Regulator System Using Taguchi Combined Genetic Algorithm Method, Systems Journal, IEEE Vol. 7, Issue 4, (2012), pp. 825-831.
- 5-3) E. F. Ryckebusch, I. K. Craig, PID Tuning for a Multivariable Plant Using Taguchi-Based Methods, Proceedings of the 15th IFAC World Congress, 2002(2002), pp.1164-1164
- 5-4) 鈴木新, 杉本謙二, タグチメソッドによる温度制御システムのロバスト PID パラメータ設計, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 126, No.12, (2006), pp. 1660-1666.
- 5-5) 大島康次郎, 稲葉正太郎, 自動制御入門, 丸善株式会社, (1979).
- 5-6) 田口玄一, 復刻版 実験計画法 上, 丸善,(2010).
- 5-7) 阿部誠, 山本康, 河西公幸, 窄智久, 岩男信幸, プランジャ型ソレノイドに対する推力特性のロバスト性向上の研究, 品質工学会誌, Vol.14, No.4, (2006), pp. 543-549.
- 5-8) 阿部 誠, 豊福勝也, 福永 晋, 渡邊泰行, シミュレーションによる衝突安全性向上のためのコンポーネント特性の最適化, 品質工学会誌, Vol.12, No.4, (2004), pp. 586-593
- 5-9) Lee K., Kim J., Controller Gain Tuning of a Simultaneous Multi-axis PID Control System Using the Taguchi Method, Control Engineering Practice, Volume 8, Issue 8, (2000), pp.949-958.
- 5-10) 田口玄一, 品質工学の数理, 日本規格協会, (1999).
- 5-11) 田口玄一, 横山巽子, ベーシックオフライン品質工学, 日本規格協会, pp.187-191.
- 5-12) 野波健蔵, 田宏奇, スライディングモード制御, コロナ社, (1994).
- 5-13) 野波健蔵, 西村秀和, 平田光男, MATLAB による制御系設計, 東京電気大学出版社, (1998).

第6章

考察と結論

6. 1 考察

6.1.1 Lagrangian, Hamiltonian を用いた EEC の整理 (要約)

EEC は Lagrangian で出力の方向を切換え、Hamiltonian で出力を収束させる制御則であると言える。但し、ここで注意すべきは運動エネルギー、仕事は正の値であるということである。このため制御出力の方向を決定するには運動の方向、目標の方向を考慮する必要があり第 2 章で述べた制御出力の式となる。この様に EEC はラグランジュ力学やハミルトン力学と密接な関係にあり、物理的な解に従った制御方法であると言える。

6.1.2 従来のスライディングモード制御と EEC の関係

EEC では運動エネルギーと制動可能仕事（減速場のポテンシャルエネルギー）で位相面を構成し、そこに切換線を設定して制御出力を切換えている。このような制御の構造を持つ制御則としてはスライディングモード制御が上げられる。図 6-1 に SMC の位相面及び切換線の例を示す。SMC の切換位相面と図 3-4 に示した EEC の切換位相面を比較すると全く同じ構造であることがわかる。スライディングモード制御では位相面の軸に何を取るかは規定されておらず制御対象に合わせて選択可能であり、軸の数も理論的には無限次元にまで拡張されており、切換線ではなく、切換超平面とすることも可能である。当然、位相面の軸に運動エネルギーと制動可能仕事を取ることも可能であり、この場合 EEC と全く同じ制御則となる。従って EEC は SMC において位相面の軸に運動エネルギーと制動可能仕事を取った制御則であり、制御則としては SMC に含まれると考えられる。

一方、従来の SMC では質量体の運動を制御する場合、ニュートンの運動方程式をベースに状態方程式を立てるため、位相面の軸に位置偏差と速度を取るのが一般的である^{6-2)6-3),6-4),6-5),6-6),6-7),6-8)}。この場合、最短時間制御を実現するには切換線の最適解は曲線となる。更にアクチュエータ推力が非線形な場合切換線の設計は容易ではなくなる。一方、SMC で切換位相面の軸に運動エネルギーと制動可能仕事（または制動場のポテンシャルエネルギー）を取った例は見当たらない。第 2 章で述べた様に EEC では運動エネルギーと制動可能仕事を位相面の軸に取ることによって切換線の設計が非常に容易となるという特徴を持つ。また、EEC はスライディングモード状態で Lagrangian を 0 に拘束し、ハミルトンの原理に従って目標のエネルギー状態に収束させることが可能となっており、制動場に従って目標に到達する制御則となっており、制御対象の運動と制御が密接に関係している。この点が従来の SMC に比べ進歩していると考えられる。

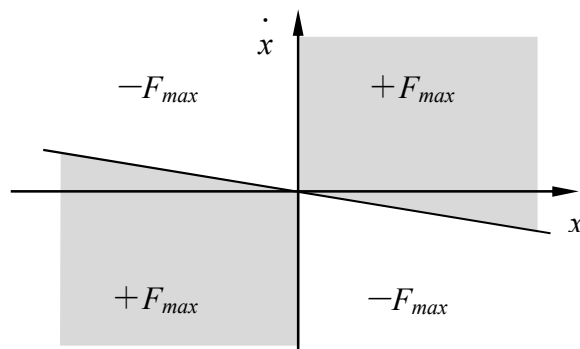


Figure 6-1. Phase plane of SMC

6. 2 結論

エネルギーを基準とした新たな制御則として EEC を考案した。EEC をシミュレーションにてアクチュエータと質量で構成された単純な制御対象に適用した結果、高速かつ安定した制御結果がられることを確認した。一方、制御系に応答遅れが有る場合にはオーバーシュートが発生してしまう問題が明になったため、応答遅れの補正方法に付いて検討を行った。同時に制御終了後に制御出力を収束させる方法に付いても検討を行った。これらの検討の結果、シミュレーション上では制御系に応答遅れが有る場合にも適用可能であることがわかった。

一方、筆者らが商用車の AMT 用に研究開発した電磁石シフトユニットは構造が単純で信頼性が高く、低コストであるため、商用車用には適した構造であったが、電磁石のインダクタンスが大きく、制御系に大きな応答遅れが発生し、制御性に難があった。特にギアイン制御時にストロークストッパーに突き当たり大きな衝撃音が発生することがある。変速操作の上では問題の無い現象ではあるが、品質を向上させるためには改善が望まれる。そこで、上記の EEC を電磁石シフトユニットの制御に適用し、電磁石シフトユニットの制御性が改善するか検証を行った。

先ずシミュレーションにて電磁石シフトユニットの制御に EEC を適用した結果、比較対象とした PDC よりも優れた制御結果が得られ、SMC とはほぼ同等の制御結果が得られた。かつ制御パラメータの数は PDC、SMC が 2 つであるのに対し、EEC では 1 つとしており、EEC では制御パラメータの調整が容易であることをしめした。

シミュレーションにより EEC を適用することで電磁石シフトユニットの制御性が改善されう可能性があることが示されたので、実機による検証を行うこととした。実機での制御では PIDC、SMC を比較対象とし、制御パラメータ数は何れの制御でも 3 つとした。制御試験の結果 EEC が制御性、安定性の両面で優れていることが確認された。

以上の結果をまとめると

- 1)運動エネルギーと制動仕事を基準とした制御則である EEC を構築した。
- 2)EEC を電磁石シフトユニットの制御に適用した結果、EEC を適用することで制御性が改善することを確認した。
- 3)EEC は運動エネルギーと制動仕事の関係を評価して制御出力を決定する制御

方法であるが、運動エネルギーとポテンシャルエネルギーの相関を表す **Lagrangian** や **Hamiltonian** を用いた記述も可能であり、これらの値と密接に関連した制御則である。

4)EEC は制御の構造的には **SMC** に含まれるが、従来の **SMC** で切換位相面に制動可能仕事と運動エネルギーを取った例は見られず、従来の **SMC** に対し新しい視点を与える制御則である。

本論文で述べた様に EEC は **Lagrange** 力学や **Hamilton** 力学に従った制御則であり、これらの力学と親和性が高いと考えられる。また EEC は **SMC** の一種であるが、エネルギーの視点で整理したことにより、**SMC** の新たな発展の方向性を示すことができたと考える。

以上の様に、本研究では商用車の電磁石シフトユニットの制御性改善に EEC を適用することで従来の **SMC** や **PID** 制御に比べ、制御性の改善とロバスト性の改善を実現できることを示した。また EEC は制御対象の物理的な運動と制御則を直接関連づける制御則であり、最速での制御を実現すると共に、応答遅れの少ない制御対象に対しては制御パラメータの調整も不要となるという優れた特性を有することを示した。また制御系に遅れが大きくパラメータの調整が必要な場合にも、適用可能な制御則であることを示した。

第6章の参考文献（注：論文全文に対する参考文献である）

- 6-1) 伏見康治, 現代物理学を学ぶための古典力学, 岩波書店(1974), pp.161-197.
- 6-2) S. Hasegawa, K. Ishibashi and Y. Oshinoya, Consideration on Elastic Vibration Control of a Magnetically Levitated Thin Steel Plate Using Sliding Mode Control, JSME International Journal, Series C, Vol.49, No.4(2006), pp.983-993.
- 6-3) 野波健蔵, 田宏奇, スライディングモード制御, コロナ社 (1994), pp.55-112.
- 6-4) K. Nonami and H. Tian, Robust Control of Flexible Rotor -Magnetic Bearing System Using Discrete Time Sliding Mode Control, JSME International Journal, Vol.37, No.3(1994), pp.409-415.
- 6-5) V. I. Utkin, Sliding Modes in Control and Optimization, Springer-Verlag,(1992).
- 6-6) A. S. I. Zinober, Variable Structure and Lyapunov Control, Springer-Verlag,(1994).
- 6-7) C. Botan, V. Horga, F. Ostafi, M. Ratoi, " Minimum Energy and Minimum Time Control of Electrical Drive Systems", IEEE, Issue 4, Volume 3, (2008), pp. 141-150.
- 6-8) C. Hyeung-sik and A. Global, Optimal Sliding-Mode Control for the Minimum Time Trajectory Tracking with Bounded Inputs, KSME International Journal, Vol. 15, No. 4(2001), pp. 433-440.

謝辞

本論文は、著者が東海大学大学院総合理工学研究科総合理工学専攻 博士課程在籍期間中に行った研究成果をまとめたものである。

社会人としての業務の忙しさに学業が疎かになりがちでしたが、親身にご指導を賜り、またご鞭撻頂きました故東海大学押野谷康雄教授に心より感謝申し上げますと共に、ご冥福をお祈り致します。

また、押野谷先生が亡くなりました後、学生として学業が疎かにならない様ご配慮頂き、また研究の内容に付いてもご指導ご鞭撻を賜りました東海大学山口滋教授に厚くお礼申し上げます。

東海大学岩森暁教授には研究室に迎え入れて頂き、また丁寧なご指導を賜りましたことで本論文をまとめることができました。心からお礼申し上げます。

東海大学山本佳男教授には本論文の主査をして頂き、また的確なご指導を頂きありがとうございます御座いました。

東海大学森山裕幸教授には本論文の審査をしていただきご教導頂きありがとうございます御座いました。

東海大学長谷川真也先生には博士課程への入学を勧めて頂き、また公私に渡り支えて頂きました。研究内容に付いても深く議論させて頂いたことで研究を掘り下げ整理することができました。ありがとうございました。

更に同じ研究室の学生として、また先生になられてからも様々なご助力を賜りました東海大学加藤英晃先生、諏訪東京理科大学成田正敬先生にお礼申し上げます。

博士号取得という目標に対してご理解を頂き、またご援助下さいました(株)いすゞ中央研究所に感謝申し上げます。

また、本研究並びに **AMT** 開発に当たり共に考え、汗を流して研究を支えて下さいました、いすゞ中央研究所の皆様には厚くお礼申し上げます。

最後に、向学の気概と人としての生き方を厳しく、また真剣にお教え下さいました、亡き父、山本精穂、並びに今も変わらず暖かく見守って下さいます母浩子に心からお礼申し上げますと共に本論文を捧げます。