

次世代電気鉄道の駆動用昇圧コンバータの精密制御法と加速度向上による省エネルギー化

その他のタイトル	Energy-saving strategies for electric railway systems in the next generation by advanced control of onboard DC/DC converters and enhanced powering acceleration
著者	三好 正太
学位授与年月日	2020-03-23
URL	http://hdl.handle.net/2261/00079340

東京大学 大学院工学系研究科

電気系工学専攻

2019年度
修士論文

次世代電気鉄道の駆動用昇圧コンバータの
精密制御法と加速度向上による省エネルギー化

Energy-saving strategies for electric railway systems in the next
generation by advanced control of onboard DC/DC converters and
enhanced powering acceleration

指導教員

古関 隆章 教授

2020年1月30日提出

37-186504 三好 正太

概要

鉄道，とりわけ電気鉄道は輸送量あたりの消費エネルギーが少なく，環境に優しい交通機関であるとされている。一方，他の交通モード，とりわけ自動車や航空機について，電動化により省エネルギー化を達成しようとする動きが近年加速しており，鉄道の省エネルギー性なる優位点が揺らぎつつある。このため，次世代の電気鉄道では，さらなる省エネルギー化の実現が重要な課題となる。

本研究では，次世代の電気鉄道に向けた車両の主回路構成について，蓄電装置と昇圧コンバータを用いた主回路を考える。この主回路は，電気自動車の主回路として実績のあるものであり，段階的な可変電圧制御も行われている。その考えをさらに推し進めて，昇圧コンバータを用いたパルス振幅変調（PAM）制御を行うことも検討されている。本研究では，主回路の可変電圧制御の要素技術として，昇圧コンバータを用いた主回路電圧制御の高応答化を目指す。昇圧コンバータの可変電圧制御では，昇圧コンバータの持つ非最小位相性により，電圧急変時にアンダーシュート，大きなオーバーシュートが発生することが問題となる。これを解決するために，従来はフィードバック（FB）制御のみで行われていた昇圧コンバータの制御について，電圧変化は自動運転などの速度指令値により与えられるとして，非因果的制御入力を用いたフィードフォワード（FF）制御と規範モデル追従FB制御からなる2自由度制御を適用することを提案した。この技術の提案により，昇圧コンバータの可変電圧制御について，アンダーシュート，オーバーシュートの低減や整定時間の短縮を実現した。

加えて，本研究では，電気鉄道車両の駆動の内，主回路制御より1段高いレイヤーに位置する1列車の運転制御についても省エネルギー化のための検討を行った。1列車の運転制御については，車両の出しうる最大の加速度で力行し，続いて惰行，続いて車両の出しうる最大の減速度で制動する運転が最も省エネルギーであることが知られている。本研究では，主回路の制御を変更することにより車両の最大加速度の向上を実現すると，より省エネルギーな運転ができることを提案した。現車試験において多数の走行を行い，それらの走行パターンの特性を実用的に容易に理解する必要が生じた。このために，複数駅間の多数の走行試験結果に対し，省エネルギー性の全体の傾向を捉える手法を提案した。複数の駅間における複数の走行について，これらの駅間毎の省エネルギー効果の差異に注目し，走行時分，消費電力量の増加量に着目して図示することにより，路線の全駅間の内で駅間毎の省エネルギー効果の大小を瞭然とすることができた。走行試験結果を省エネルギー運転計画の作成に利用するための表現方法を示した。この方法を現車試験に対し適用し，全線に亘る合計の消費エネルギーについて6.0%の省エネルギー効果を得た。

目次

1 序論	1
1.1 電気鉄道の省エネルギー化とパワーエレクトロニクス機器の寄与	1
1.2 電気鉄道への昇圧型 DC-DC コンバータの応用	2
1.3 昇圧型 DC-DC コンバータの制御に関する先行研究	4
1.4 電気鉄道の省エネルギー運転に関する先行研究	4
1.5 本研究の目的	5
1.6 本論文の構成	6
2 次世代電気鉄道の駆動用昇圧コンバータの精密制御法	8
2.1 概要	8
2.2 昇圧コンバータのモデル化	8
2.2.1 状態空間平均化法によるモデル化	9
2.2.2 昇圧コンバータの近似線形モデル	12
2.3 FF 制御：Preactuated multirate feedforward (PMF)	13
2.3.1 完全追従制御に対する不安定零点の影響	14
2.3.2 真性零点と離散化零点	15
2.3.3 PMF の原理：状態方程式の逆系と出力方程式の逆系	16
2.3.4 マルチレートフィードフォワード (MRFF) 制御	17
2.3.5 Preactuation	19
2.4 規範モデル追従 FB 制御	24
2.5 提案手法	26
2.5.1 全体の構成	26
2.5.2 FB 制御器設計	27
2.5.3 FF 制御器設計	27
2.6 数値シミュレーションによる検討	28
2.6.1 シミュレーション条件	29
2.6.2 2 自由度制御の場合のシミュレーション	30
2.6.3 モデル化誤差が存在する場合	31

2.7	実機実験による提案法の実証	32
2.7.1	FF制御のみの場合の実験	32
2.8	シミュレーション, 実験結果に対する議論	32
3	電気鉄道車両駆動の加速度向上による省エネルギー化	34
3.1	概要	34
3.2	電気鉄道車両駆動のモデル化	34
3.3	車両加速度向上と車上電力変換器の実際	36
3.4	提案手法	37
3.4.1	加速度向上による省エネルギー運転	37
3.4.2	走行時分と消費電力量に注目した省エネルギー運転の評価手法	37
3.5	リニア駆動鉄道における省エネルギー運転	38
3.5.1	リニア駆動鉄道の利用	38
3.5.2	加速度向上の省エネルギー運転に対するトレード・オフ	38
3.5.3	自動列車運転装置(ATO)の利用	39
3.6	省エネルギー走行試験の方法と条件	39
3.6.1	加速度向上時のリニアモータ駆動効率の測定	40
3.6.2	加速度向上を取り入れた省エネルギー走行パターン設計	40
3.6.3	走行試験の実施と試験結果の分析	41
3.7	駅間カルテによる走行時分と消費電力量に注目した評価とその可視化	43
3.7.1	1駅間における省エネルギー運転手法の評価	43
3.7.2	エネルギーの増分を利用した複数駅間に対する省エネルギー運転手法の評価	46
3.8	走行試験結果と議論	47
3.8.1	加速度向上時のリニアモータ駆動効率	47
3.8.2	加速度向上を取り入れた省エネルギー走行パターン	47
3.8.3	走行試験による省エネルギー効果の測定結果	48
3.8.4	運転曲線の分析	49
4	結論	53
4.1	次世代電気鉄道の駆動用昇圧コンバータの精密制御法	53
4.2	電気鉄道の加速度向上による省エネルギー化	54
4.3	今後の課題, 展望	54
	謝辞	56
	参考文献	58
	発表文献	62

目 次

1	Example of the main circuit for motor drive with a battery and a boost converter.	3
2	Example of the PAM waveform.	3
3	Example of the PWM waveform.	3
4	Description of train operation times in detail and definition of hidden time to be dedicated to energy-saving effort.	6
5	The structure of this research.	7
6	Circuit schematic of boost converter.	11
7	Switching state and equivalent circuit of boost converter.	11
8	Example of the relationship between conversion ratio and duty ratio on a boost converter.	12
9	Variation of the location of poles and a zero for the small signal transfer function of the output voltage of the boost converter.	14
10	Variation of the gain of small signal transfer function of the output voltage of the boost converter.	15
11	Block diagram of PMF implementation.	17
12	Principle of multirate feedforward.	17
13	The route of integration for calculating the inverse Laplace transformation.	21
14	Principle of model following feedback control.	24
15	Normal feedback control.	24
16	2 DOF control system of the boost converter with LPV nominal model P_n	26
17	2 DOF control system of the boost converter with direct feedback.	26
18	Step feedforward controller for the boost converter.	28
19	Preactuated multirate feedforward controller for the boost converter.	29
20	Generation of duty trajectory with PMF and elimination of steady error.	29
21	Interpolation method of 2 preactuated reference trajectories.	29
22	Simulation result of step feedforward and 2 types of feedback control of the boost converter.	30
23	Simulation result of 2 DOF model feedback control of the boost converter.	31

24	Simulation result of 2 DOF model feedback control of the boost converter with modeling error.	31
25	Experimental result of feedforward control of the boost converter.	32
26	Example of the relationship between train speed, notch command and traction force.	36
27	Speed profile and energy consumption in each case of conventional and higher acceleration driving strategy.	37
28	Example of relationships between energy consumption and running time of on-track tests in one section.	38
29	Example of relationships between difference of energy consumption and running time in test runs in all sections in a line. Each symbol means the relationship in each section.	39
30	Overview of the measurement system in the vehicle tests.	40
31	Design of speed profile for short lines with flat and simple track profile.	41
32	Design of speed profile for long and/or upslope lines.	41
33	Design of speed profile for lines with down slope in early part.	42
34	Energy-saving karte of a flat and straight section.	44
35	Energy-saving karte of a valley-shaped section.	45
36	Experimental results of the relationships between difference of energy consumption and running time for all sections in the line.	47
37	Running time distribution based on experimental results.	48
38	Measured efficiency and approximate profiles of powering and braking mode.	49
39	Result of on track test in a simple line profile.	50
40	Result of on track test in a line consisting of speed limit in early part.	51
41	Result of on track test with down slope in early part of line profile.	52

表 目 次

- 1 Condition of numerical simulation and experimental verification. 30
- 2 Summary of numerical simulation results. 33
- 3 Symbols in expression (3-5) 40
- 4 Energy-saving effects by applying approximate distribution of running time in each section. 46
- 5 Summary of numerical simulations. 48
- 6 Summary of experimental results. 49

第 1 章

序論

1.1 電気鉄道の省エネルギー化とパワーエレクトロニクス機器の寄与

近年，地球温暖化や公害のような資源の大量消費に起因する環境問題の対策や，有限である資源の効率的な使用による持続可能な発展の実現のために，あらゆる産業，活動の省エネルギー化が求められている。このために，交通輸送機関に対しても省エネルギー化への誘因が強く存在する。鉄道は交通機関の中でも他の交通と比較して省エネルギーであると言われている。鉄道は鉄軌道を鉄輪で走行するため，走行抵抗が他の交通機関に比べ小さく，同じ量の旅客ないし貨物を運ぶために要するエネルギーが少なくて済む。小笠 [1] によれば，旅客 1 人を 1km 運ぶのに要するエネルギーは自動車は 2484kJ，鉄道が 209kJ と，鉄道は自動車の約 1/12 の消費エネルギー消費であり，省エネルギー性に富むことが分かる。また，林屋 [2] によると，旅客 1 人を 1km 運ぶための CO₂ 排出量を比べると，国土交通省が取りまとめた 2013 年度値では，鉄道は自動車の 1/7 程度，航空機の 1/5 程度であり，環境に優しい交通機関であるとされる。一方，鉄道の総消費電力量は 17.72TWh で消費電力量の発電量全体に占める割合は 2% であると言われており [2]，全体に占める割合は大きくないものの絶対量としては一定の重要性があり，省エネルギー化は今なお重要な課題である。

これまで，鉄道の省エネルギー化は，主に車両技術の進展により行われてきた。1 つは，駆動効率の高い電動機，制御器を用いる方法である [3]。電気鉄道の黎明期から使用されていた直流直巻電動機と抵抗制御の組み合わせから，現在では駆動効率の高い低すべりの定格点を持つ誘導電動機ないし永久磁石型同期電動機と VVVF インバータによるベクトル制御との組み合わせによる駆動，制御方式が一般的となっている。加えて，我が国では 1970 年代以降，列車の減速時に電動機を発電機として機能させ，減速時に車両の運動エネルギーの一部を電気エネルギーに変換して架線に返す回生ブレーキが実用化されたことも省エネルギー化に寄与している。現在では，都市

鉄道においては大半の車両が回生ブレーキを備えている。もう1つは、車両の軽量化である。同じ速度で走行するためには質量が小さいほど要するエネルギーが小さいことから、車両の軽量化は省エネルギー化に寄与する。1980年代以前は鋼製車体が一般的であったが、1960年代にアルミ車体、軽量ステンレス車体の車両が登場した。このような車両技術の進歩により、車両の走行に要するエネルギーは減少を遂げており、畑 [4] による一例では、現在の車両が走行に要するエネルギーは1960年代の車両と比較して半分以下になっている。

本研究は車両駆動の省エネルギー化を対象とする。小川らの分析 [5] によれば、鉄道の全消費エネルギーの内、約60%が車両の駆動に使われるとされ、車両駆動の省エネルギー化は鉄道システム全体の省エネルギー化を考えるに当たり、重要な位置を占める。省エネルギー運転手法は、運転操作の工夫により、車両駆動の省エネルギー化を図る手法である。

1.2 電気鉄道への昇圧型 DC-DC コンバータの応用

近年の電気鉄道において、車上に蓄電池やキャパシタからなるエネルギー貯蔵システム (ESS) を用いた主回路を持つ車両が増えている [6]。車上 ESS を持つ目的には、非電化区間の電気運転 [6]、回生エネルギーの有効活用 [7] や、架線電圧がシャットダウンした際の非常時の走行用 [8] がある。車上 ESS と主回路の接続時に電圧を合わせる必要があるため、DC-DC コンバータを利用する必要性が生じる。通常、車上 ESS を低圧側、架線電圧を高圧側とし、低圧側から高圧側へは昇圧、高圧側から低圧側へは降圧動作を行う双方向チョッパが応用される。また、電気鉄道の主回路において架線電圧の変化の影響を除くため、DC-DC コンバータを挿入する応用も考えられる。

昇圧型 DC-DC コンバータはスイッチング素子を用いて電流を断続することにより、直流電圧をより高い直流電圧に変換するパワーエレクトロニクス回路である。電気自動車のような蓄電池を電源とし、かつ電池よりも高電圧の負荷を擁する機器、太陽電池の系統連系のような出力に高電圧を要する機器の電圧管理、交流電源による電気駆動における力率補償回路 (PFC) などに用いられる、パワーエレクトロニクスを構成する重要な回路である [9]。電池のようなエネルギー蓄積要素は、高電圧出力の可能性を有したまま高いエネルギー密度を保持することはサイズの関係で一般的に困難であるから、負荷となる電動機を駆動するためには Fig.1 のように電池に昇圧コンバータを介して任意の直流電圧を得て、その直流電圧を入力とするインバータにより電動機を駆動することが一般的である [10-12]。この時、昇圧の方法として一定電圧、2段階など段階的に昇圧する方法の応用が進んでいる [10]。その一方で、電圧を連続的に可変するパルス振幅変調 (PAM) 制御が注目されている [11]。同技術は高い過渡制御性能の求められない家電についてはすでに実用されている [13] が、電気自動車の駆動では電力変換装置の省エネルギー化の利点が大きく、より電力のレベルと制御性能への要求が高い製品への応用が特に期待されている。PAM 制御は、Fig.2 のようにパルスの振幅で制御対象の電圧を、パルスの周波数と位相でそれぞれを制御する方式であり、パルスの幅で制御対象の電圧を制御する Fig.3 のような PWM 制御に対し、特にモータの低速運転時のような低いパワーが必要な領域で DC リンク電圧を下げて負荷を1パルス駆動することにより、スイッチング周波数の削減の面から省エネルギー化を図ることが可能である [12, 14]。

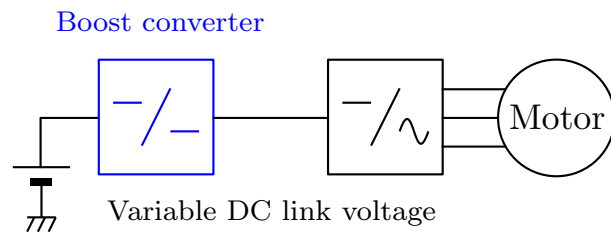


Fig. 1: Example of the main circuit for motor drive with a battery and a boost converter.

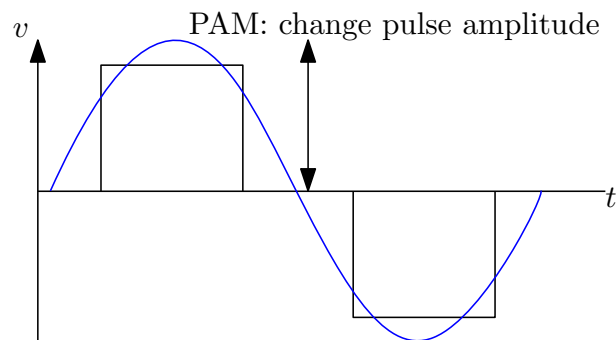


Fig. 2: Example of the PAM waveform.

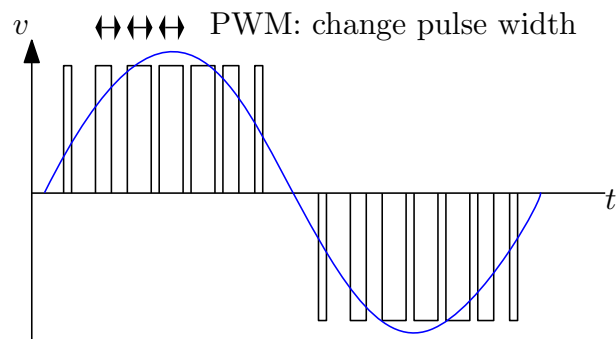


Fig. 3: Example of the PWM waveform.

1.3 昇圧型 DC-DC コンバータの制御に関する先行研究

昇圧コンバータを用いて任意の出力電圧を得るためには、出力電圧のフィードバック (FB) 制御が一般的に用いられる。FB 制御を用いた昇圧コンバータの高応答化を実現するためには制御帯域を向上させれば良いが、昇圧コンバータの持つ非最小位相特性 [15] により向上の限界がある。フィードフォワード (FF) 制御と FB 制御を組み合わせた 2 自由度制御系の実現によって昇圧コンバータの高応答化の実現が望まれる。

FF 制御は制御対象のモデルを用いて予め用意された指令値を入力とし、そのモデルによって所望の出力を高応答に得られるための新たな制御入力を演算するための制御器である。昇圧コンバータのモデルとしては、一般的に線形パラメータ変動 (LPV) 系とよばれる時変の非線形系で表されるモデルが広く知られている [16]。FF 制御を昇圧型 DC-DC コンバータに応用した研究には、制御の高速高精度化を目指した研究、昇圧型 DC-DC コンバータの素子サイズの小型化を目指した研究などがある。前者はデッドビート制御 [17] を昇圧コンバータのような非線形制御対象に応用し、数十サンプル時間の遅れでステップ上の指令値変動に追従する高い追従特性を得ている。後者 [15] は、昇圧型 DC-DC コンバータの素子サイズ小型化のため、PID フィードバック制御と組み合わせて、不安定零点を無視したマルチレートフィードフォワード制御法を提案している。しかし、いずれの方法によっても出力電圧変動の完全追従制御は困難であり、本研究ではこの点に注目し、新たな制御則を提案する。

1.4 電気鉄道の省エネルギー運転に関する先行研究

電気鉄道の省エネルギー運転は国内外を問わず広く研究されている。1 つの列車の省エネルギー運転は運転操作によるエネルギーの最適化問題として定式化される。Scheepmaker [18] によると代表的な原理として Pontryagin の最大値原理に基づく最適制御理論 [19,20]、Bellman の最適性原理に基づく動的計画法 [21] があり、様々な手法が提案されている。また、現代では電気車における回生制動の利用が広く普及しており、複数列車の力行と回生制動の時間を合わせることで回生電力を有効利用するための運行スケジュールの最適化を、運転パターンと合わせ統合的に行う手法 [22-24] が提案されている。数値シミュレーションのみならず、走行試験による実証 [25,26] も行われており、実車において数-十数 % の省エネルギー効果が得られている。運転曲線最適化の一般的な結果として、平坦かつ直線の線形については車両の最大の加速度で力行、定速運転、惰行、最大の減速度で減速、の順に操作を行う走行パターンが最も省エネルギーであることが導かれている [18,27]。一方、実用に即した省エネルギー運転手法の提案として局所的な走行パターンのつなぎ合わせによる方法 [28]、力行、定速運転、惰行、減速の順に運転操作をするような、走行の大局的方法を仮定する方法 [29] がある。例えば、駅間の前半に下り勾配がある場合は下り勾配を活用して力行、惰行、定速運転、惰行、制動の走行パターンが消費電力量最小の省エネルギー運転を実現することが検討されている [30,31]。車両の性能の変更と省エネルギー運転手法を組み合わせる手法は、車両性能の変更のために手法適用の投資コストが上がるが、より多くの省エネ

ルギー効果を得られる方法として注目されている。車両のブレーキ減速度を向上することで減速開始から停止までに要する時間を短縮する手法 [32]，起動時のジャークを向上し，最高速度に達するまでの時間を短縮する手法 [26] について走行試験による省エネルギー効果の結果が報告されている。一方，車両の加速度の向上については，藤森 [31]，美浦 [33] によりその省エネルギー効果の可能性が数値的検討に基づき示唆された。しかし，走行試験を行う形での実証はされていなかった。

車両の運転に要するエネルギーは走行時分に強く依存する性質を持つこと [20, 34] が知られている。一般には，走行時分が増加するほど，エネルギーを消費しない走行状態である惰行の時間が長く得られることと，平均速度の低下により最高速度も低下できることにより，消費電力量を低下させることができる。駅間毎の消費電力量の時間感度の違いに注目した，複数の駅間の合計の消費電力量が最小となる走行時分の配分を与える等増分消費エネルギー則が宮武 [34] により与えられ，その実験的評価が渡邊ら [26] によりなされている。本研究では，美浦 [33] により理論的に示唆されたものの実験的実証のなされていなかった，省エネルギー運転の手段について埋蔵時分を生み出す手法である，列車の最大加速度の向上を実列車に応用することを考える。

1.5 本研究の目的

始めに，昇圧コンバータの精密制御について，本稿で提案する方法は先行研究で掲げた方法によってもなお難しい完全追従制御に近づく，より高い追従特性を得ることを目的とし，線形時不変 (LTI) システムで実績のある，フィードフォワード制御として Preactuated multirate feedforward (PMF) [35] を主に据え，モデル化誤差，外乱補償のフィードバック制御として PID 制御器の極配置設計を用いる 2 自由度制御の応用を提案する。

続いて，電気鉄道の省エネルギーな運転手法に対し，車両の主回路機器の制御を変更し最大加速度を向上する方法を提案する。省エネルギー運転手法の内，1 省エネルギー運転を対象とする。筆者らは，省エネルギー運転手法を設計する際に埋蔵時分 (Hidden time) [26] に着目し，埋蔵時分を生み出す手法と埋蔵時分に適用する省エネルギー運転手法の提案，設計を行ってきた。埋蔵時分とは Fig. 4 (F) に示すような，該当線区で使用される列車の中で最も最高速度，加減速の車両性能が低いものによる最短走行時分 (A) に対し余裕 (B) を加えて標準として定められた基準走行時分 (C) の内で，より高い性能の車両による最短走行時分 (E) に対する余裕である，その車両が省エネルギー運転に利用可能な時分 (F) を指す。

本研究では，美浦 [33] により理論的に示唆されたものの実験的実証のなされていなかった埋蔵時分を生み出す手法である，列車の最大加速度の向上を適用する。加速度向上により走行時分に占める加速に要する時間を短縮し，得られた埋蔵時分に省エネルギー運転手法を適用することで省エネルギー効果を得られることを，走行試験により実験的に示すことを目的とする。

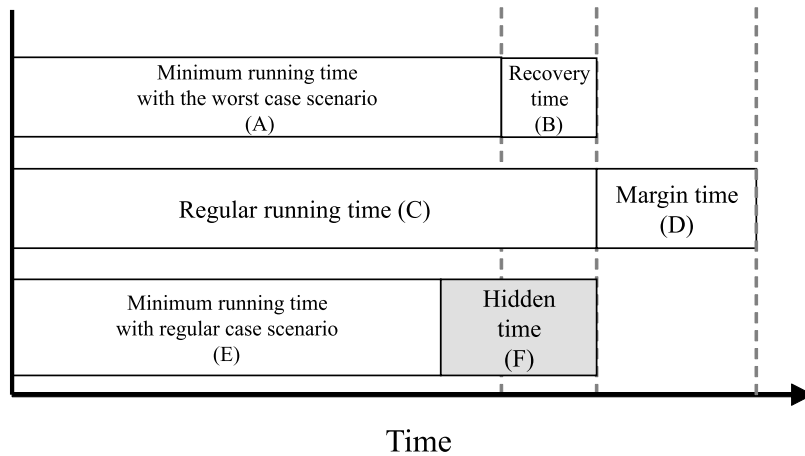


Fig. 4: Description of train operation times in detail and definition of hidden time to be dedicated to energy-saving effort.

1.6 本論文の構成

本論文の構成を Fig.5 に示す。

第2章では、電気鉄道車両駆動を目指した昇圧コンバータの精密制御法について、その原理、構成、シミュレーション、実験について説明する。

第3章では、リニア駆動鉄道を題材とした、車両の主回路制御の変更による加速度向上による省エネルギー運転手法について、その原理、構成、シミュレーション、実験について説明する。

第4章では、本研究で得られた成果の総括を行う。

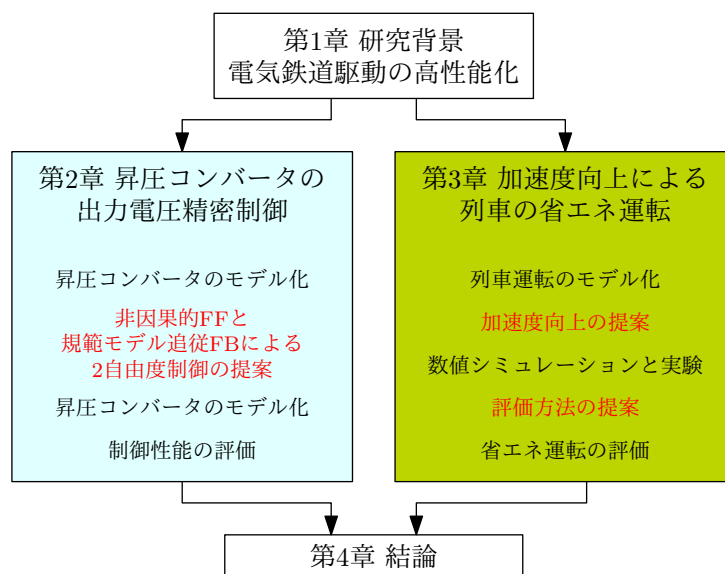


Fig. 5: The structure of this research.

第 2 章

次世代電気鉄道の駆動用昇圧コンバータの精密制御法

2.1 概要

本章では次世代電気鉄道駆動のための昇圧型 DC-DC コンバータの精密制御法の研究について述べる。本章の目的は、次世代の電気鉄道駆動のための新しい主回路への応用に向けた昇圧コンバータの可変出力電圧の精密制御法を提案することである。その方法として、非線形な制御対象である昇圧コンバータに対し、状態空間平均化法と局所的な線形近似により伝達関数を Linear-parameter-varying(LPV) システムとして求め、それに対し非因果的制御入力によるフィードフォワード (FF) 制御と、規範モデル追従フィードバック (FB) 制御による 2 自由度制御を提案する。

本章の構成を説明する。2.2 節に、昇圧コンバータの状態空間平均化法と局所的な線形近似によるモデル化について述べる。2.3 節に、非因果的制御入力による FF 制御について述べる。2.4 節に、規範モデル追従 FB 制御について述べる。2.5 節に、両者を組み合わせた 2 自由度制御からなる提案手法について述べる。2.6 節に、数値シミュレーションによる提案法の検討について述べる。2.7 節に、実機実験による提案法の実証について述べる。最後に、2.8 節において、シミュレーション、実機実験の結果に対する議論を行う。

2.2 昇圧コンバータのモデル化

本節では昇圧コンバータのモデル化について述べる。本研究では、昇圧コンバータを状態空間法、伝達関数によりモデル化し、モデルベースの 2 自由度制御を行うことを目的とする。そのために、状態空間平均化法と平衡点周りにおける線形化を用いる。

2.2.1 状態空間平均化法によるモデル化

状態空間平均化法 [16,36] は、システム中に存在するスイッチにより複数の状態が周期的に切り換わるシステムに対し、その動作を連続な状態空間モデルとして扱う近似方法である。システムの状態の切り換え周期に対して十分長い時間に対する振る舞いを記述するのに有力である。時間により周期的に切り換わる複数の離散的な動作状態を持つシステムについて、1周期の間に各状態を取る時間長で状態空間の加重平均を取り、平均的な状態として取り扱う。

昇圧コンバータの回路図を Fig.6 に示す。昇圧コンバータのパラメータとして、コイルのインダクタンス L 、コイルの直列抵抗 r_L 、コンデンサの容量 C 、負荷抵抗 R 、電源電圧 V_i を考慮した。昇圧型 DC-DC コンバータの動作状態は、Fig.7 のように、スイッチング素子 TR の ON, OFF により 2 状態をとる。

状態変数を

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix}$$

入力変数を

$$u = V_i$$

出力変数を

$$\mathbf{y} = \begin{pmatrix} i_L \\ v_o \end{pmatrix}$$

とおく。また、 $D' = 1 - D$ とおく。

1. TR が ON する時、Fig.7(a) より回路方程式

$$V_i = Li_L + r_L i_L \tag{2-1}$$

$$i_o = C\dot{v}_C = \frac{1}{R}v_C \tag{2-2}$$

である。(2-2) より、

$$\begin{aligned} i_o &= C\dot{v}_C = \frac{1}{R}v_C \\ v_C &= \frac{1}{CR}v_C \end{aligned} \tag{2-3}$$

と

$$v_o = Ri_o = v_C \quad (2-4)$$

が成り立つ。(2-1), (2-3), (2-4) より, 状態方程式

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} \mathbf{x} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u =: \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{b}_1 u \\ \mathbf{y} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x} := \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \end{aligned} \quad (2-5)$$

を得る。

2. TR が OFF する時, Fig.7(b) より回路方程式

$$V_i = Li_L \dot{+} r_L i_L + v_o \quad (2-6)$$

$$v_o = v_C \quad (2-7)$$

$$C\dot{v}_C = i_L - i_o \quad (2-8)$$

$$i_o = \frac{1}{R} v_o \quad (2-9)$$

である。(2-7) を (2-6) に代入して

$$\begin{aligned} V_i &= Li_L \dot{+} r_L i_L + v_C \\ \dot{i}_L &= -\frac{r_L}{L} i_L - \frac{1}{L} v_C + \frac{1}{L} V_i \end{aligned} \quad (2-10)$$

を得る。(2-7), (2-9) を (2-8) に代入して

$$\begin{aligned} C\dot{v}_c &= i_L - \frac{1}{R} v_C \\ \dot{v}_c &= \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{CR} v_C \end{aligned} \quad (2-11)$$

を得る。(2-10), (2-11), (2-7) より, 状態方程式

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix} \mathbf{x} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u =: \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{b}_2 u \\ \mathbf{y} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (2-12)$$

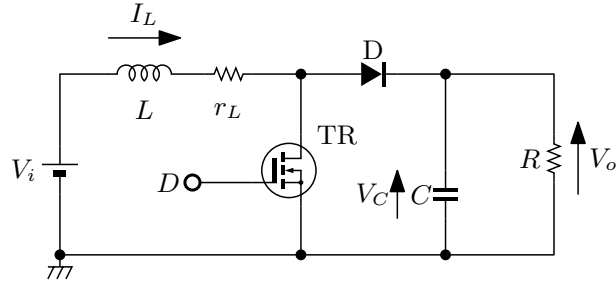


Fig. 6: Circuit schematic of boost converter.

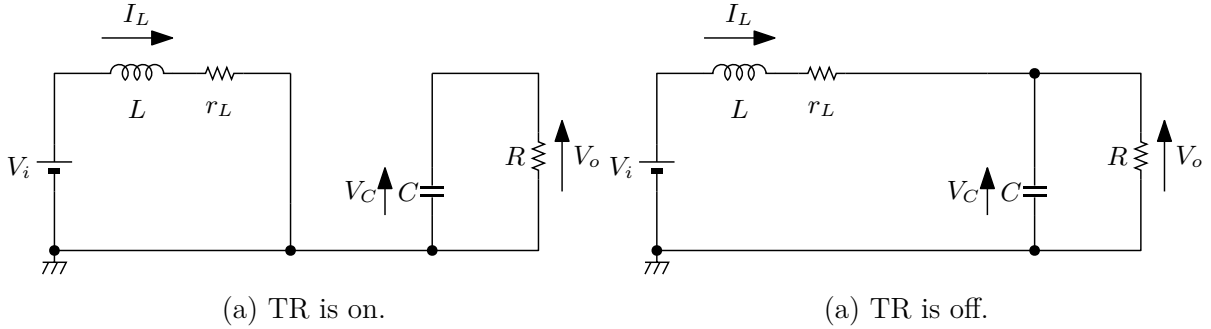


Fig. 7: Switching state and equivalent circuit of boost converter.

を得る。

(2-5), (2-12) に対し状態空間平均化法を適用し, 昇圧コンバータの Linear parameter varying (LPV) な状態方程式 (2-13), (2-14) 式を得る。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\mathbf{x}(t) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), u(t)) \\ &= (D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2)\mathbf{x} + (D\mathbf{b}_1 + D'\mathbf{b}_2)u \\ &= \mathbf{A}(D')\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t) \end{aligned} \tag{2-13}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= (D\mathbf{C}_1 + D'\mathbf{C}_2)\mathbf{x} \\ &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \tag{2-14}$$

この時,

$$\mathbf{A}(D') = \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{CR} \end{pmatrix}, \mathbf{b} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{2-15}$$

である。

この状態方程式を 2.5 章に述べる昇圧コンバータの規範モデルとして用いる。

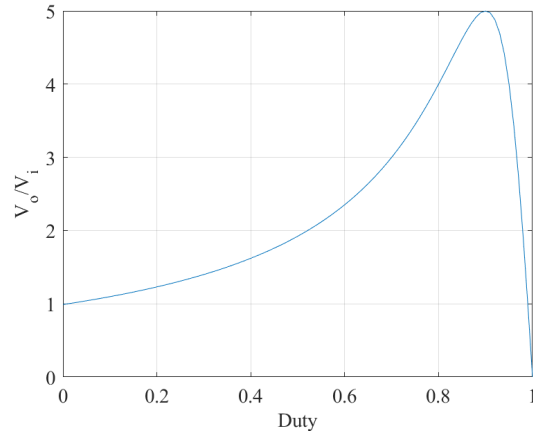


Fig. 8: Example of the relationship between conversion ratio and duty ratio on a boost converter.

2.2.2 昇圧コンバータの近似線形モデル

本研究では，線形制御理論を用いて制御系設計を行うため，平衡点の近傍で線形化を行う。平衡点を $\boldsymbol{x} = X = (I_L \ V_o)^T$ ， $U = V_i$ とおく。平衡点においては状態変数の変化量が0であるため，(2-13) 式にて $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}, U) = 0$ とおいた (2-16)，(2-17) 式

$$-r_L I_L - D' V_o + V_i = 0 \quad (2-16)$$

$$D' R i_L - V_o = 0 \quad (2-17)$$

より，

$$D' = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i}{V_o} + \sqrt{\left(\frac{V_i}{V_o}\right)^2 - 4 \frac{r_L}{R}} \right) \quad (2-18)$$

を得る。 D' は2通りの値をとるが， $0 \leq D' \leq 1$ かつ値が大きい方を選択する [15]。(2-18) 式により，出力電圧に対応するデューティ比を求めることができる。

また，(2-16)，(2-17) 式を D' について解いて，

$$I_L = \frac{V_i}{r_L + D'^2 R} \quad (2-19)$$

$$V_o = \frac{D' R V_i}{r_L + D'^2 R} \quad (2-20)$$

を得る。(2-19)，(2-20) 式より，デューティ比 D を基にして昇圧コンバータの静特性を表すことができる。デューティ比の変化に対する出力電圧，コイル電流の応答は非線形である事が分かる。グラフを Fig.8 に示す。

続いて，(2-19)，(2-20) 式により求められる定常状態の動作点 (D_o, V_i, V_o, I_L) の近傍における昇圧コンバータの D に関する線形近似モデルを求めることで， ΔD に関する小信号伝達関数を導出

する。 $D = D_o + \Delta D$, $u = V_i$, $\mathbf{x} = \mathbf{X} + \Delta\mathbf{x}$, $\mathbf{y} = \mathbf{Y} + \Delta\mathbf{y}$ とおき, (2-13) 式, (2-14) 式にこれらを代入して,

$$\frac{d}{dt}\Delta\mathbf{x} = \mathbf{A}(D)\Delta\mathbf{x} + \frac{\partial\mathbf{A}(D)}{\partial D}\Delta D \quad (2-21)$$

$$\Delta\mathbf{y} = \mathbf{C}\Delta\mathbf{x} \quad (2-22)$$

を得る。(2-21), (2-22) 式を Laplace 変換することで, ΔD に関する小信号伝達関数として

$$\frac{\Delta\mathbf{Y}}{\Delta D} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}(D))^{-1}\frac{\partial\mathbf{A}(D)}{\partial D}\mathbf{X} \quad (2-23)$$

を得る。(2-23) 式の内, コイル電流に対応する部分を書き下すと

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta D}(D') = \frac{D'RV_i}{L(D'^2R + r_L)} \frac{s + \frac{2}{CR}}{s^2 + \frac{Cr_LR + L}{LCR}s + \frac{D'^2R + r_L}{LCR}} \quad (2-24)$$

のように最小位相であることが分かる。一方, (2-23) 式の内, 出力電圧に対応する部分を書き下すと

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta D}(D') = \frac{V_i}{C(D'^2R + r_L)} \frac{-s + \frac{D'^2R - r_L}{L}}{s^2 + \frac{Cr_LR + L}{LCR}s + \frac{D'^2R + r_L}{LCR}} \quad (2-25)$$

となり, 零点 $(D'^2R - r_L)/L$ は $D' < 1 - \sqrt{r_L/L}$ の条件で正であり, 非最小位相である。このことが, デューティ比を変化する際の出電圧応答にアンダーシュートを生じる所以である。

D の変動について (2-25) 式の極, 零点の変化を Fig.9 に示し, 伝達関数のゲインをプロットした様子を Fig.10 に示す。 D の変動に対し DC ゲインの大きさやゲインのピークを取る点が大きく変化する, 線形制御理論では扱いにくい系であることが分かる。

2.3 FF制御:Preactuated multirate feedforward (PMF)

所望の出力変数軌道にシステムを追従させる完全追従制御を行うためには, 単純にはシステムの入出力モデルの逆モデルを求め, 所望の出力を得るための入力を設計する事が行われる。線形時不変 (LTI) システムの伝達関数に不安定零点が存在する非最小位相系については, 逆システムを単純に伝達関数の逆数としてを求めるとシステムの不安定零点が逆システムの不安定極となり, 制御入力が発散するため, 完全追従制御を容易に実現できない。

本研究では, 昇圧コンバータの制御について, デジタル制御により実装することを考える。この場合, 不安定零点には2種類あり, 1つは連続時間の伝達関数を離散化することにより発生する

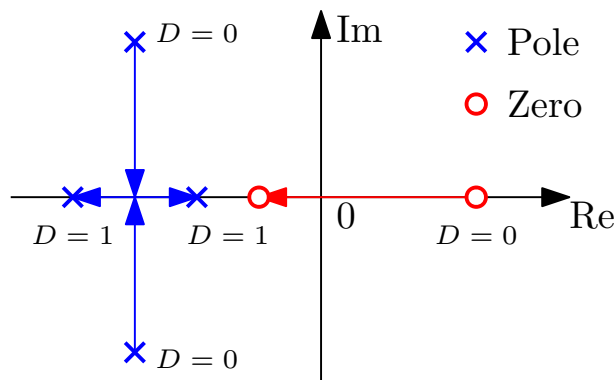


Fig. 9: Variation of the location of poles and a zero for the small signal transfer function of the output voltage of the boost converter.

不安定零点，もう1つは連続時間の伝達関数に元々存在する不安定零点である。前者は Multirate Feedforward (MRFF)，後者は Preactionation により抑えることができ，非最小位相系についても完全追従制御が実現可能であることが知られている。

2.3.1 完全追従制御に対する不安定零点の影響

工作機械の位置決め制御や車両の速度軌道に従った運動制御など，予め定められた軌道に沿って制御量を動かす追従制御は一般に広く行われている。特に，定められた軌道に対し誤差なく追従させる制御を完全追従制御といい，所望の制御出力を実現するための制御入力を設計することで完全追従制御が達成される。

プロパーな伝達関数を持つ線形時不変 (LTI) のプラント

$$P(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0 s^0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 s^0}, \quad m < n, b_m \neq 0 \quad (2-26)$$

について FF 制御器 $C_{ff}(s)$ を設計し，目標値の Laplace 変換 $R(s)$ に対し， $Y(s) = R(s)$ なる完全追従の出力を得ることを考える。この時，FF 制御器として

$$C_{ff}(s) = P^{-1}(s) \quad (2-27)$$

をとれば

$$Y(s) = P(s)C_{ff}(s)R(s) = P(s)P^{-1}(s)R(s) = R(s) \quad (2-28)$$

となり，完全追従制御が達成される。この時，システムの伝達関数 (2-26) 式の分子多項式 $B(s)$ に実部が正の根が存在すると，逆システムを求める際に不安定極となるため，制御入力 $U(s)$ が発散し完全追従制御のための制御入力を設計することができない。このために，分子多項式の実部が正の根は不安定零点と呼ばれる。このような不安定零点を持つシステムは非最小位相系と呼ばれ，

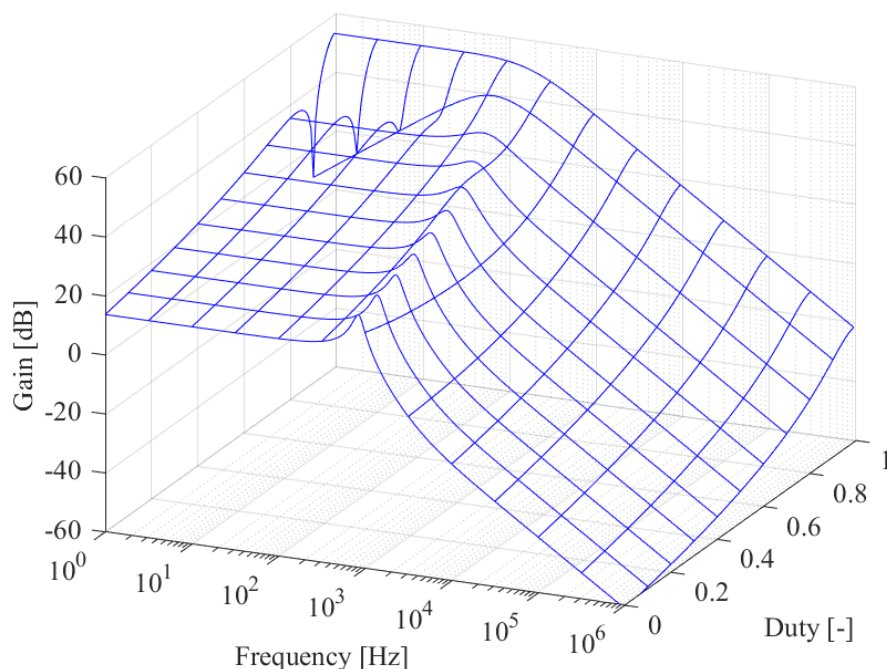


Fig. 10: Variation of the gain of small signal transfer function of the output voltage of the boost converter.

ステップ状に増加する制御入力に対し出力が一旦負に増加する逆応答（アンダーシュート）を持つことが知られている。

2.3.2 真性零点と離散化零点

前節で述べた不安定零点は連続時間の伝達関数に存在する不安定零点であり、後述する離散化により発生する零点に対し真性零点と呼ぶことがある。

一方、離散化により発生する零点とは、サンプリング周期 T に対する零次ホールド $z = e^{sT}$ や Tustin 変換 $s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$ などの離散化手法 [37] により連続時間の伝達関数を離散化した際に新たに発生する不安定零点を指す。連続時間システムを離散時間の制御器で扱う際に離散化零点が問題になる。離散化により不安定零点は必ず発生するが、サンプリング周期を信号の変化の周期と比較して小さく取るとき特に問題になりやすい。

真性零点については preactuation による状態変数軌道生成により、実際にシステムを動かし始める時点より前から制御入力を入れる必要があることと引き換えに、その影響を除くことができる。離散化零点に対しては、マルチレートフィードフォワード制御 [38] によりその影響を除くことができる。

2.3.3 PMF の原理：状態方程式の逆系と出力方程式の逆系

PMF 制御では、逆系をとる際に存在する 2 種類の不安定零点に対応するために、伝達関数に対応する状態空間を導入し、状態方程式に対する逆系としてマルチレートフィードフォワード (MRFF) 制御を、出力方程式に対する逆系として Preactuation を行う。

(2-26) 式で表される伝達関数に対し、

$$Y(s) = B(s)X(s) \quad (2-29)$$

$$X(s) = \frac{1}{A(s)}U(s) \quad (2-30)$$

として状態変数 $X(s)$ を導入する。(2-30) 式を逆 Laplace 変換して

$$x^{(n)}(t) + \sum_{k=0}^{n-1} a_k x^{(k)}(t) = u(t)$$

$$x^{(n)}(t) = -\sum_{k=0}^{n-1} a_k x^{(k)}(t) + u(t)$$

を得る。 $\mathbf{x} = (x^0(t), x^1(t), \dots, x^{n-1}(t))^T$ とおくと、可制御正準形の状態方程式

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_c u(t)$$

を得る。但し

$$\mathbf{A}_c = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & 1 & 0 \\ -a_0 & \cdots & -a_{n-1} & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b}_c = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

である。

2.3.4 節で示すように、状態方程式の逆系は MRFF 制御によりとることが可能である。

続いて、出力方程式の逆系をとることを考える。出力方程式の逆系は (2-29) 式より

$$X(s) = \frac{1}{B(s)}Y(s)$$

としてとれるが、 $B(s)$ に不安定零点がある場合、通常の逆 Laplace 変換では $1/B(s)$ が $t \rightarrow \infty$ で発散する。そこで、2.3.5 節にて説明する、stable inversion という方法に基づく Preactuation なる手法により、出力変数から $t \rightarrow \infty$ にて有界な状態変数を得る。

このように、Preactuation により所望の出力変数軌道に対する状態変数軌道を生成し、その状

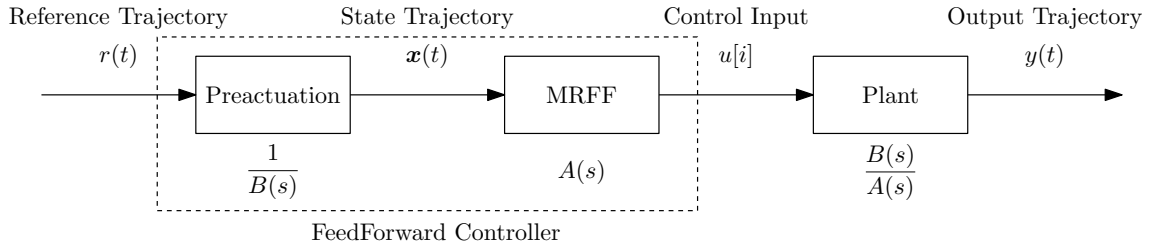


Fig. 11: Block diagram of PMF implementation.

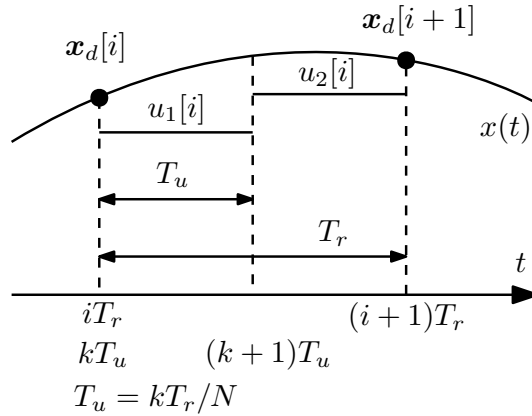


Fig. 12: Principle of multirate feedforward.

状態変数軌道に対しマルチレートフィードフォワードを用いて入力変数軌道を生成することにより、非最小位相系に対する完全追従制御を実現することができる。この様子をブロック線図で表すと Fig.11 のようになる。

2.3.4 マルチレートフィードフォワード（MRFF）制御

MRFF 制御 [38] は、伝達関数を離散化することにより新たに発生する不安定零点に対し有効なフィードフォワード制御法である。

制御入力のサンプリング点を出力のサンプリング点よりも多く持つことにより、出力の各サンプリング点で目標値に対する完全追従を最小位相系に対し実現する。

連続時間システムの状態方程式を

$$\dot{\mathbf{x}} = A_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_c u(t) \quad (2-31)$$

とおく。(2-31) 式の解は

$$\mathbf{x}(t) = e^{(t-t_0)A_c} \mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{(t-\tau)A_c} \mathbf{b}_c u(\tau) d\tau \quad (2-32)$$

であり, $t_0 = nT_r, t = (n+1)T_r$ とおくと

$$\mathbf{x}((n+1)T_r) = e^{T_r A_c} \mathbf{x}(nT_r) + \int_{nT_r}^{(n+1)T_r} e^{((n+1)T_r - \tau)A_c} \mathbf{b}_c u(\tau) d\tau$$

を得る。ここで, 区間 $[nT, (n+1)T]$ を Fig.12 のように $0 = \mu_0 < \mu_1 < \dots < \mu_N = 1$ をとり N 個の区間 $[(n+\mu_{k-1})T, (n+\mu_k)T]$ に分割すると

$$\mathbf{x}((n+1)T_r) = e^{T_r A_c} \mathbf{x}(nT_r) + \sum_{k=1}^N \int_{(n+\mu_{k-1})T_r}^{(n+\mu_k)T_r} e^{((n+1)T_r - \tau)A_c} \mathbf{b}_c u(\tau) d\tau \quad (2-33)$$

を得る。分割された各区間において制御入力 $u(t) = u_k$ は一定であり,

$$\mathbf{x}((n+1)T_r) = e^{T_r A_c} \mathbf{x}(nT_r) + \sum_{k=1}^N u_k \int_{(n+\mu_{k-1})T_r}^{(n+\mu_k)T_r} e^{((n+1)T_r - \tau)A_c} \mathbf{b}_c d\tau$$

である。 $\tau' = (n+1)T_r - \tau$ と置換積分して

$$\begin{aligned} \mathbf{x}((n+1)T_r) &= e^{T_r A_c} \mathbf{x}(nT_r) + \sum_{k=1}^N u_k \int_{(1-\mu_{k-1})T_r}^{(1-\mu_k)T_r} e^{\tau' A_c} \mathbf{b}_c (-d\tau') \\ &= e^{T_r A_c} \mathbf{x}(nT_r) + \sum_{k=1}^N u_k \int_{(1-\mu_k)T_r}^{(1-\mu_{k-1})T_r} e^{\tau' A_c} \mathbf{b}_c d\tau' \end{aligned}$$

を得る。

$$\begin{aligned} A &= e^{T_r A_c}, \\ B &= \left(\mathbf{b}_1 \quad \dots \quad \mathbf{b}_N \right), \quad \mathbf{b}_k = \int_{(1-\mu_k)T_r}^{(1-\mu_{k-1})T_r} e^{\tau' A_c} \mathbf{b}_c d\tau', \end{aligned} \quad (2-34)$$

$$\mathbf{u}(nT_r) = \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_N \end{pmatrix}$$

とおき, MRFF の式

$$\mathbf{x}((n+1)T_r) = A\mathbf{x}(nT_r) + B\mathbf{u}(nT_r) \quad (2-35)$$

を得る。

$\mu_k = k/N$ とおくと等間隔のサンプリングを行う場合を考えると、

$$\begin{aligned}
\mathbf{b}_k &= \int_{(1-\frac{k}{N})T_r}^{(1-\frac{k-1}{N})T_r} e^{\tau' A_c} \mathbf{b}_c d\tau' \\
&= \int_0^{\frac{1}{N}T_r} e^{(\tau+(1-\frac{k}{N})T_r)A_c} \mathbf{b}_c d\tau \quad \tau = \tau' - (1 - \frac{k}{N})T_r \\
&= e^{(1-\frac{k}{N})T_r A_c} \int_0^{\frac{1}{N}T_r} e^{\tau A_c} \mathbf{b}_c d\tau \\
&= (e^{\frac{1}{N}T_r A_c})^{N-k} \int_0^{\frac{1}{N}T_r} e^{\tau A_c} \mathbf{b}_c d\tau
\end{aligned} \tag{2-36}$$

と書ける。

$$A_s = e^{\frac{1}{N}T_r A_c}, \mathbf{b}_s = \int_0^{\frac{1}{N}T_r} e^{\tau A_c} \mathbf{b}_c d\tau \tag{2-37}$$

とおくと (2-34) 式は

$$\begin{aligned}
A &= A_s^N \\
\mathbf{b}_k &= A_s^k \mathbf{b}_s, B = \begin{pmatrix} A_s^{N-1} \mathbf{b}_s & \cdots & \mathbf{b}_s \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

と書ける。

B が正方行列になるように N をとる、則ち N を A の次数と等しくとると、 $B = \begin{pmatrix} A_s^{N-1} \mathbf{b}_s & \cdots & \mathbf{b}_s \end{pmatrix}$ は A_s, \mathbf{b}_s からなる状態方程式が可制御ならば正則であり、(2-35) 式より

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}[n] &= B^{-1}(\mathbf{x}[n+1] - A\mathbf{x}[n]) \\
&= B^{-1}(I - z^{-1}A)\mathbf{x}[n+1]
\end{aligned} \tag{2-38}$$

を得る。(2-38) 式により、状態変数軌道 \mathbf{x} に完全追従するための入力変数軌道 \mathbf{u} を設計することができる。

則ち、マルチレートフィードフォワード制御とは、状態方程式によりシステムを扱い、制御入力を状態変数から一意に求められるよう入力変数の拡大を行い、伝達関数の離散化に伴う零点を意識する必要なく完全追従制御を実現する手法である。入力変数の拡大を行った結果として制御入力がマルチレートとなる。

2.3.5 Preactuation

Preactuation は、Stable inversion [39] と称する手法に基づき、目標出力軌道を見出し、出力の変化する時刻より前から制御入力を与えることにより非最小位相系に対しても有界な制御入力を生成する方法である。Stable inversion は目標出力軌道に対応する有界な入力軌道を負の時刻にお

いても入力が存在することを許容することで、負の時刻、正の時刻についてそれぞれ有界な入力を生成し、両者を結合することで全時刻に亘り有界な入力を生成する。その具体的な実現法には状態空間表現によるものと両側 Laplace 変換を用いた伝達関数によるものがある。伝達関数による stable inversion の方法 [40] を示す。

ここでは LTI システムの伝達関数 (2-26) 式の内、分子のみを考え、出力変数から有界な状態変数を得ることを目的とする。

$$X(s) = \frac{1}{B(s)}Y(s) \quad (2-39)$$

とおく。 $\frac{1}{B(s)}$ を部分分数分解し、安定極からなる部分 $F^{st}(s)$ と不安定極からなる部分 $F^{ust}(s)$ に分解する。

$$\frac{1}{B(s)} = F^{st}(s) + F^{ust}(s). \quad (2-40)$$

この時、目標出力変数軌道 $y_d(t)$ を実現する状態変数軌道は、単純には

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{B(s)} Y_d(s) \right] = \int_0^t r(\tau) f^{st}(t - \tau) d\tau + \int_0^t r(\tau) f^{ust}(t - \tau) d\tau \quad (2-41)$$

として与えられる。(2-41) 式の第 1 項の畳み込みは有界な $y_d(t)$ に対しては $t \rightarrow \infty$ の極限で収斂するが、第 2 項の畳み込みは $F^{ust}(s)$ の不安定性により $t \rightarrow \infty$ の極限で発散する。

このような不安定極を持つ伝達関数の畳み込みを有界な形で求める方法として Stable inversion が存在する。

Stable inversion では次の両側 Laplace 変換 [37] を利用する。時間領域の関数 $g(t)$ に対する両側 Laplace 変換を

$$F(s) = \bar{\mathcal{L}}[g(t)] := \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (2-42)$$

と定義する。両側 Laplace 変換は、形式的には通常の片側 Laplace 変換の積分範囲を $-\infty < t < \infty$ に置き換えたものである。両側 Laplace 変換は (2-43) 式の 2 つの無限積分

$$F(s) = \bar{\mathcal{L}}[f(t)] = \int_0^{+\infty} e^{-st} f(t) dt + \int_{-\infty}^0 e^{-st} f(t) dt \quad (2-43)$$

が両方とも収斂する場合に定義される。通常の片側 Laplace 変換に対し、 $f(t)$ の因果性、 $t < 0$ にて $f(t) = 0$ を仮定するとき、明らかにこれを両側 Laplace 変換に拡張可能である。

逆両側 Laplace 変換を、通常の逆 Laplace 変換と全く同じ式で

$$f(t) = \bar{\mathcal{L}}^{-1}[F(s)] := \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} e^{st} F(s) ds \quad (2-44)$$

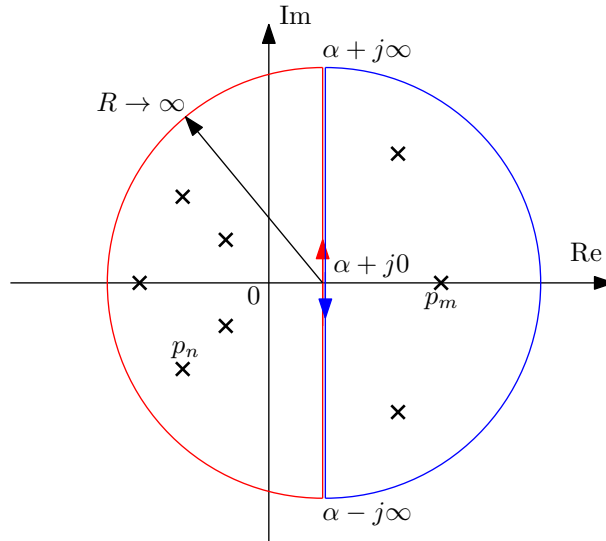


Fig. 13: The route of integration for calculating the inverse Laplace transformation.

と定義する。

具体的な計算方法としては、適当な実数 α をとり、Fig.13 のような周回積分を考えることで、

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} e^{st} F(s) ds = \begin{cases} \sum_{\text{Re}(p_n) < \alpha} \text{Res} [e^{st} F(s), p_n] & t \geq 0 \\ \sum_{\text{Re}(p_m) > \alpha} \text{Res} [-e^{st} F(s), p_m] & t < 0 \end{cases}$$

と計算される。実部が α より負の側にある極に対しては $t \geq 0$ で値を持ち、実部が α より正の側にある極に対しては $t < 0$ で値を持つ。このように逆 Laplace 変換を計算することで、全ての時刻 t について逆 Laplace 変換が有界であるようにとれる。特に $F(s)$ が虚軸上に極を持たない、つまり $B(s)$ が純粋微分要素を持たない時、 $\alpha = 0$ とおけて、

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} e^{st} F(s) ds = \begin{cases} \sum_{\text{Re}(p_n) < 0} \text{Res} [e^{st} F(s), p_n] & t \geq 0 \\ \sum_{\text{Re}(p_m) > 0} \text{Res} [-e^{st} F(s), p_m] & t < 0 \end{cases} \quad (2-45)$$

と書ける。伝達関数の右半面の極による影響は $t < 0$ の範囲に作用し、伝達関数の左半面の極による影響は $t \geq 0$ の範囲に作用することで、因果性は失われるものの、全ての時刻 t について有界な逆 Laplace 変換をとれる。以降では $\alpha = 0$ とおく。

畳み込み演算の両側 Laplace 変換について

$$\bar{\mathcal{L}} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} g(t - \tau) f(\tau) d\tau \right] = G(s) F(s) \quad (2-46)$$

が成り立つ。

Preactuation の具体的な構成法を説明する。因果的な目標値を $y_d(t)$ 、その片側 Laplace 変換を

$Y_d(s)$ とする。(2-40) 式の伝達関数の安定, 不安定分解に対し, 片側逆 Laplace 変換を

$$\mathcal{L}^{-1}[F^{st}(s)] = f^{st}(t) \quad (2-47)$$

$$\mathcal{L}^{-1}[F^{ust}(-s)] = \bar{f}^{ust}(t) \quad (2-48)$$

とおく。 $F^{ust}(s)$ は右半面のみに極を持つので, $F^{ust}(-s)$ は左半面のみに極を持ち, 通常の片側 Laplace 変換を適用できる。

1. 安定部 $F^{st}(s)$ に対し, 左半面のみに極を持つから, (2-45) 式において

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{L}}^{-1}[F^{st}(s)] &= \begin{cases} \sum_{\text{Re}(p_n) < 0} \text{Res}[e^{st}F^{st}(s), p_n] & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \\ &= \mathcal{L}^{-1}[F^{st}(s)] \\ &= f^{st}(t) \quad \text{by (2-47)} \end{aligned} \quad (2-49)$$

が成り立ち, (2-46) 式を用いて

$$\bar{\mathcal{L}}^{-1}[F^{st}(s)Y_d(s)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f^{st}(t-\tau)y_d(\tau)d\tau$$

$f^{st}(t), y_d(t)$ は $t < 0$ について値が 0 であることを注意して,

$$\bar{\mathcal{L}}^{-1}[F^{st}(s)Y_d(s)] = \int_0^t f^{st}(t-\tau)y_d(\tau)d\tau \quad (2-50)$$

を得る。

2. 不安定部 $F^{ust}(s)$ に対し, $F^{ust}(-s)$ は左半面のみに極を持つから, (2-45) 式において

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{L}}^{-1}[F^{ust}(-s)] &= \begin{cases} \sum_{\text{Re}(p_n) < 0} \text{Res}[e^{ust}F(-s), p_n] & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \\ &= \mathcal{L}^{-1}[F^{ust}(-s)] \\ &= \bar{f}^{ust}(t) \quad \text{by (2-48)} \end{aligned} \quad (2-51)$$

が成り立つ。続いて,

$$\begin{aligned}
\bar{\mathcal{L}}^{-1}[F^{ust}(s)] &= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} e^{st} F^{ust}(s) ds \\
&= \frac{1}{2\pi j} \int_{+j\infty}^{-j\infty} e^{-s't} F^{ust}(-s')(-ds'), \quad s = -s', ds = -ds' \\
&= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} e^{s't'} F^{ust}(-s') ds', \quad t' = -t \\
&= \begin{cases} \sum_{\text{Re}(p_n) < 0} \text{Res} [e^{s't'} F^{ust}(-s'), p_n] & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \\
&= \mathcal{L}^{-1}[F^{ust}(-s')] \\
&= \bar{f}^{ust}(t') \quad \text{by (2-51)} \\
&= \bar{f}^{ust}(-t)
\end{aligned} \tag{2-52}$$

が成り立つ。(2-46), (2-52) 式を用いて

$$\begin{aligned}
\bar{\mathcal{L}}^{-1}[F^{st}(s)Y_d(s)] &= \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{f}^{ust}(-(t-\tau))y_d(\tau)d\tau \\
&= \int_{+\infty}^{-\infty} \bar{f}^{ust}(-t-\tau')y_d(-\tau')(-d\tau') \quad \tau = -\tau', d\tau = -d\tau' \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{f}^{ust}(t'-\tau')y_d(-\tau')d\tau' \quad t' = -t
\end{aligned}$$

$\bar{f}^{ust}(t)$, $y_d(t)$ は $t < 0$ について値が 0 であることを注意して積分区間を制限すると,

$$\bar{\mathcal{L}}^{-1}[F^{ust}(s)Y_d(s)] = \int_{-\infty}^{t'} \bar{f}^{ust}(t'-\tau')y_d(-\tau')d\tau' \Big|_{t'=-t} \tag{2-53}$$

を得る。

(2-50), (2-53) 式から,

$$\begin{aligned}
x(t) &= \bar{\mathcal{L}}^{-1}[F(s)Y_d(s)] \\
&= \int_0^t r(\tau)f^{st}(t-\tau)d\tau + \int_{-\infty}^{t'} r(-\tau)\bar{f}^{ust}(t'-\tau)d\tau \Big|_{t'=-t}
\end{aligned} \tag{2-54}$$

として, 非最小位相系に対する有界な状態変数軌道を求められる。

(2-54) 式の第 2 項は, 伝達関数の不安定な部分に対し Stable inversion により時間軸を反転して伝達関数の畳み込み計算を行う部分であり, 積分範囲の下端が $-\infty$ となっていることから, $t < 0$ に対しても $x(t) \neq 0$ となる。則ち, 目標値軌道 $r(t)$ の変化が始まる前から状態変数軌道 $x(t)$ が動

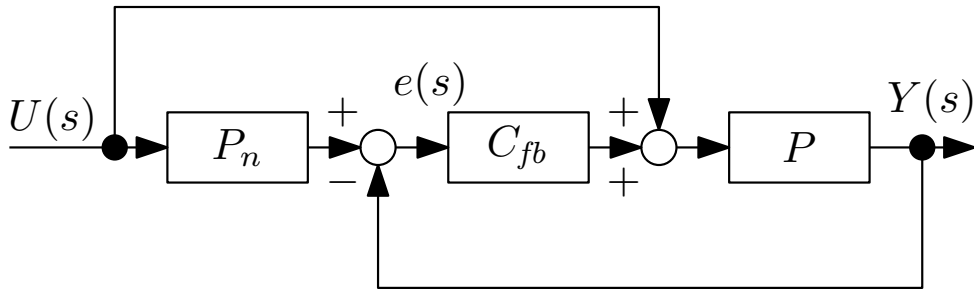


Fig. 14: Principle of model following feedback control.

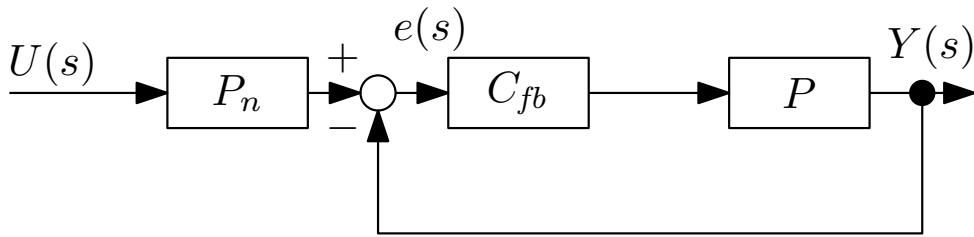


Fig. 15: Normal feedback control.

く必要がある。この性質が、本手法が Preactuation と呼ばれる所以である。すなわち、本手法では、目標値が変化するより前の時点で目標値軌道を与え、状態変数軌道を準備する必要があることを意味している。

2.4 規範モデル追従FB制御

本研究では、2自由度制御の内FB制御の部分に、FF制御と干渉しない規範モデル追従制御 [41] を用いる。本章では、規範モデル追従制御について説明する。

規範モデル追従FB制御のブロック線図を Fig.14 に示す。また、通常のFB制御のブロック線図を Fig.15 に示す。

Fig.14 の入力 u から出力 y までの伝達関数は (2-55) 式のように表される。

$$\begin{aligned}
 Y(s) &= PU(s) + PC_{fb}(P_n U(s) - Y(s)) \\
 &= P(1 + C_{fb}P_n)U(s) - PC_{fb}Y(s) \\
 \frac{Y(s)}{U(s)} &= \frac{P(1 + C_{fb}P_n)}{1 + PC_{fb}}
 \end{aligned} \tag{2-55}$$

一方、Fig.15 の入力 u から出力 y までの伝達関数は (2-56) 式のように表される。

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{PC_{fb}P_n}{1 + PC_{fb}} \tag{2-56}$$

$C_{fb} \rightarrow \infty$ とする時，規範モデル追従 FB では

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{U(s)} &= \frac{P \left(\frac{1}{C_{fb}} + P_n \right)}{\frac{1}{C_{fb}} + P} \\ &\rightarrow P_n \end{aligned} \quad (2-57)$$

を，通常の FB では

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{U(s)} &= \frac{P}{\frac{1}{C_{fb}} + P} \\ &\rightarrow P_n \end{aligned} \quad (2-58)$$

をそれぞれ得る。(2-57)，(2-58) 式が示すように，どちらの制御系も，全体として見ると FB ゲインが十分大きい場合に $y/u = P_n$ とノミナルプラントのように振る舞うことが分かる。

2つの制御系の違いは FB 制御器の入力となる誤差信号 e に現れる。

規範モデル追従 FB 制御の場合， e は (2-59) 式

$$\begin{aligned} e(s) &= Y(s) - P_n U(s) \\ &= \frac{P(1 + C_{fb} P_n)}{1 + P C_{fb}} u - P_n U(s) \\ &= \frac{P - P_n}{1 + P C_{fb}} U(s) \end{aligned} \quad (2-59)$$

のようになる。続いて，通常の FB 制御の場合， e は (2-60) 式

$$\begin{aligned} e(s) &= Y(s) - P_n U(s) \\ &= \frac{P C_{fb} P_n}{1 + P C_{fb}} u - P_n U(s) \\ &= \frac{-P_n}{1 + P C_{fb}} U(s) \end{aligned} \quad (2-60)$$

のようになる。(2-59) 式では，ノミナルプラントと実際のプラントの誤差のみが FB 制御器に入力されるが，(2-60) 式ではノミナルプラントの入力そのものが逆符号で FB 制御器に入力されることが分かる。この性質が，制御系に FF 制御を付加し 2 自由度制御にした際の制御系の性能に関わる。

通常の FB 制御では，ノミナルプラントの逆符号として FB 制御の出力が得られるため，FF 制御の出力と FB 制御の出力を突き合わせる際に両者が打ち消し合い，FF 制御の目標値応答が FB 制御により乱される現象が発生する。一方，規範モデル追従 FB 制御では，FF 制御の出力と FB

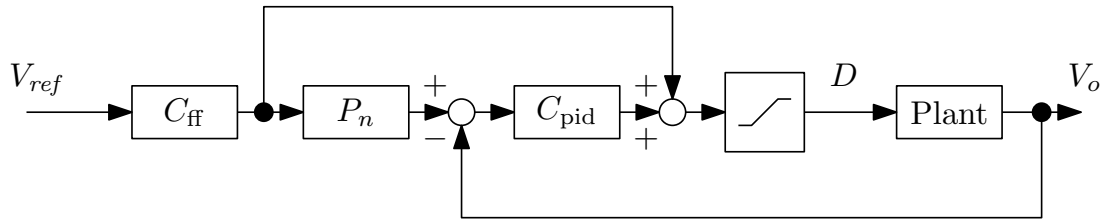


Fig. 16: 2 DOF control system of the boost converter with LPV nominal model P_n .

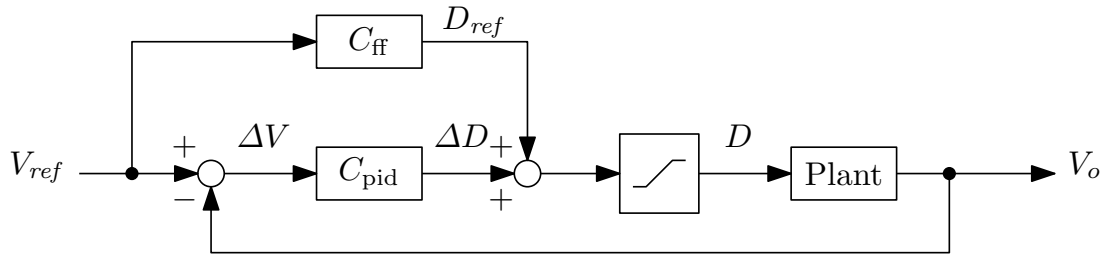


Fig. 17: 2 DOF control system of the boost converter with direct feedback.

制御の出力を突き合わせる際にモデル化誤差が大きくなければFB制御の出力の大きさは小さく、FF制御器の動作を乱さず、理想的な目標値応答を得ることができる。

従って、規範モデル追従FB制御は2自由度制御のFB制御部への応用として優れた特性を持っている。

2.5 提案手法

本章では、2.2章で求めた昇圧コンバータのLPV規範モデルを用いたフィードフォワード（FF）制御と、昇圧コンバータの線形化モデルを用いたフィードバック（FB）制御を組み合わせる2自由度制御の設計について述べる。

2.5.1 全体の構成

昇圧コンバータのLPV規範モデルを用いた2自由度制御器のブロック線図をFig.16に示し、FB信号を直接目標値と突き合わせる形の2自由度制御器をFig.17に示す。規範モデルを用意して突き合わせることで、FB制御に用いる出力電圧の誤差信号 ΔV が、FF制御で除くことのできない、規範モデル P_n とプラントのモデル化誤差と外乱に起因するもの2つのみとなるため、FF制御の性能を損なわずFB制御を行うことができる。

2.5.2 FB 制御器設計

出力電圧 FB 制御器の設計について述べる。FB 制御器として (2-61) 式の PID 制御器を考える。

$$\begin{aligned} C_{\text{pid}} &= k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d \frac{s}{1 + \tau_d s} \\ &=: \frac{b_{c2}s^2 + b_{c1}s + b_{c0}}{s^2 + a_{c1}s} = \frac{N_c(s)}{D_c(s)} \end{aligned} \quad (2-61)$$

また、プラントはデューティ比から出力電圧までの小信号伝達関数とおき、(2-25) 式を用いて

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta D}(D) =: \frac{b_{p1}s + b_{p0}}{s^2 + a_{p1}s + a_{p0}} = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} \quad (2-62)$$

とおく。閉ループ系の分母多項式は

$$D_{\text{clc}} = D_p D_c + N_p N_c \quad (2-63)$$

であり、(2-61)、(2-62) 式の次数より (2-63) 式の次数は 4 次であるから、望みの根を持つ 4 次多項式

$$D_d(s) = s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0$$

により極配置を行うことができる。

本研究では、プラントの小信号伝達関数として電圧変化の始点と終点の内デューティ比の高い方、つまりプラントの極と不安定零点の周波数が低い方をとり、簡易な 1 つの極配置として 4 重極配置 $D_d(s) = (s + \omega_o)^4$ を用いる。

2.5.3 FF 制御器設計

出力電圧 FF 制御器の設計について述べる。本研究では FF 制御器としてステップ状の電圧 FF, PMF の 2 つを取り上げる。それぞれのブロック線図を Fig.18, 19 に示す。

ステップ FF 制御

ステップ FF 制御では、ステップ状の電圧指令値変化を想定し、変化前と変化後の電圧に対応するデューティ比の定常値で (2-18) 式により求められるものを制御入力として出力する。

PMF 制御

PMF では、多項式によるなめらかな電圧指令値変化を想定し、これに対し PMF により制御入力を得る。電圧変化の指令値の多項式軌道 $v_r(t) = a_n t^n + \dots + a_0$ の設計は、多項式の次数 n (n

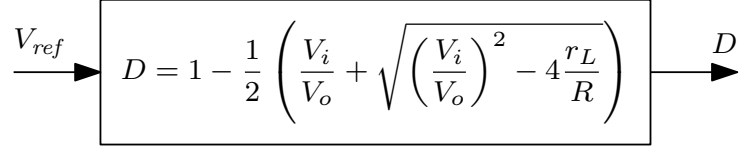


Fig. 18: Step feedforward controller for the boost converter.

は奇数), 立ち上がり時間 T_r を設定し, 境界条件として

$$\begin{cases} V_r(0) = V_{start}, \\ V_r^{(k)}(0) = 0, & 1 \leq k \leq (n-1)/2, \\ V_r(T_r) = V_{end}, \\ V_r^{(k)}(T_r) = 0, & 1 \leq k \leq (n-1)/2 \end{cases} \quad (2-64)$$

を満たすように求めた。但し $V_r^{(k)}(t)$ は $V_r(t)$ の k 階導関数である。方程式の数と多項式の係数の数が $n+1$ で等しいため, (2-64) 式により一意に軌道が定まる。

PMF 制御器のブロック線図を Fig.19 に示す。Fig.19 では, まず, 電圧変化の始点 $V_{ref} = V_{start}$ における小信号伝達関数 $\Delta V_o/\Delta D|_{D_{start}}$ を用いた PMF, 終点 $V_{ref} = V_{end}$ における小信号伝達関数 $\Delta V_o/\Delta D|_{D_{end}}$ を用いた PMF をそれぞれ多項式軌道の目標値軌道に適用する。それぞれの PMF により得られたデューティ比変化量の軌道を $\Delta D_{LTI}^{D_{start}}(t)$, $\Delta D_{LTI}^{D_{end}}(t)$ とおく。これらにはデューティ比の最終値に定常誤差が発生する。これを補償するため, デューティ比の変化量が真値である $|D_{end} - D_{start}|$ になるように軌道全体を定数倍して定常誤差を打ち消す。定常誤差を補償したデューティ比変化量の軌道を $\Delta D_1(t)$, $\Delta D_2(t)$ とおく。ここまでの信号の変化を Fig.20 に示す。

これらに動作点におけるデューティ比 D_{start} , D_{end} の値を加算して $D_1(t)$, $D_2(t)$ を得る。 $D_1(t)$, $D_2(t)$ のそれぞれの基準となるデューティ比 D_{start} , D_{end} からの距離を重みとした内挿として, Fig.19 の Interpolation ブロック内の計算を

$$D(t) = \frac{D_1(t)(D_{end} - D_2(t)) + D_2(t)(D_1(t) - D_{start})}{(D_1(t) - D_{start}) + (D_{end} - D_2(t))} \quad (2-65)$$

と定義して, Fig.21 のようにデューティ比の軌道を生成する。

2.6 数値シミュレーションによる検討

本章では, 2.5 章により求められた 2 自由度制御法のシミュレーション及び実機実験結果とその考察について述べる。

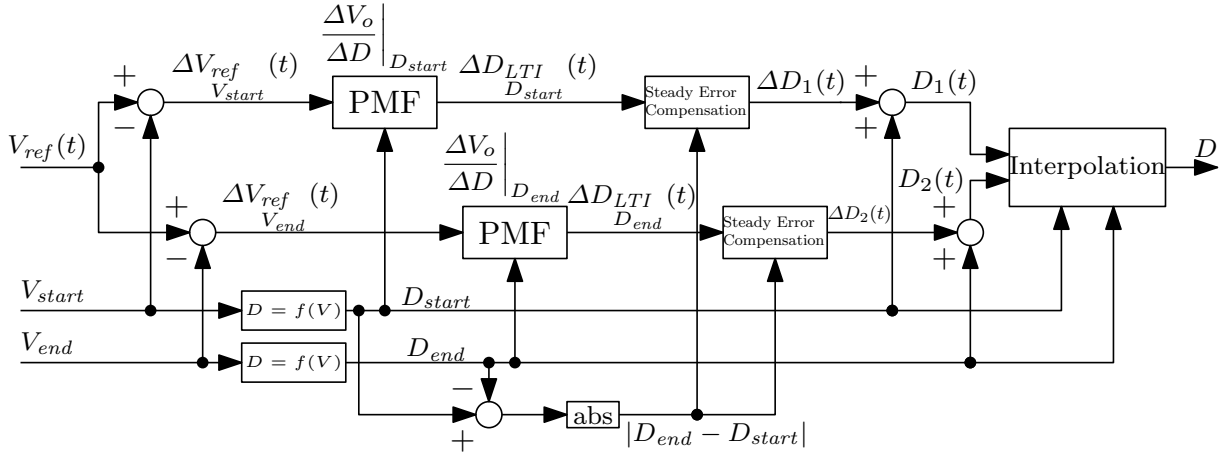


Fig. 19: Preactuated multirate feedforward controller for the boost converter.

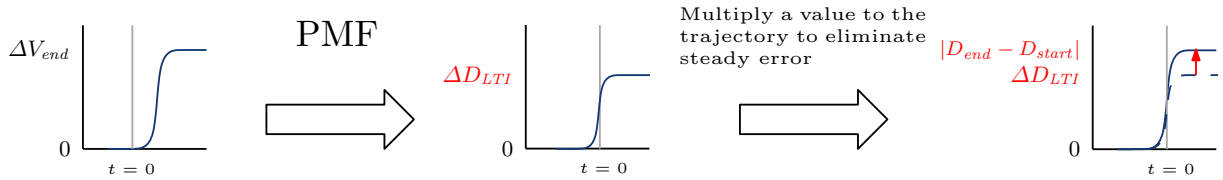


Fig. 20: Generation of duty trajectory with PMF and elimination of steady error.

2.6.1 シミュレーション条件

本研究の数値シミュレーションで用いた条件について説明する。シミュレーションには Mathworks 社の Matlab® 及び Simulink® を用いて、(2-13), (2-14) 式で表される昇圧コンバータの LPV モデルをプラントとして構築した。数値シミュレーション, 実機実験において用いた回路, 制御器の変数とその値を Table1 に示す。

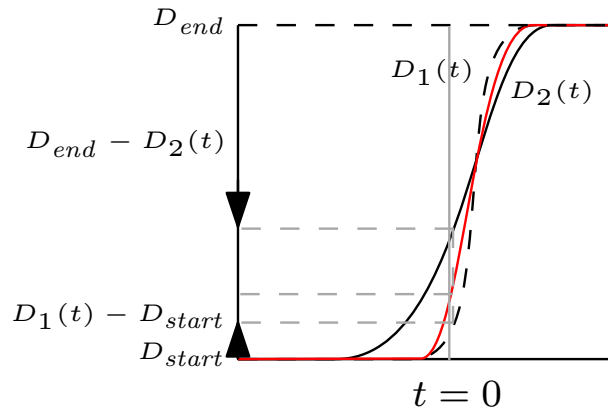


Fig. 21: Interpolation method of 2 preactuated reference trajectories.

Table 1: Condition of numerical simulation and experimental verification.

Variable	Value
Inductance L	400 μH
Series Resistance of Inductor r_L	0.1 Ω
Capacitance C	89 μF
Load resistance R	10 Ω
Input voltage V_i	5 V
Output voltage V_o	10 V \rightarrow 15 V
Switching frequency	10 kHz
Rise time T_r	2 ms
Order of polynomial trajectory	9
Angular frequency of pole placement ω_0	1000 rad/s

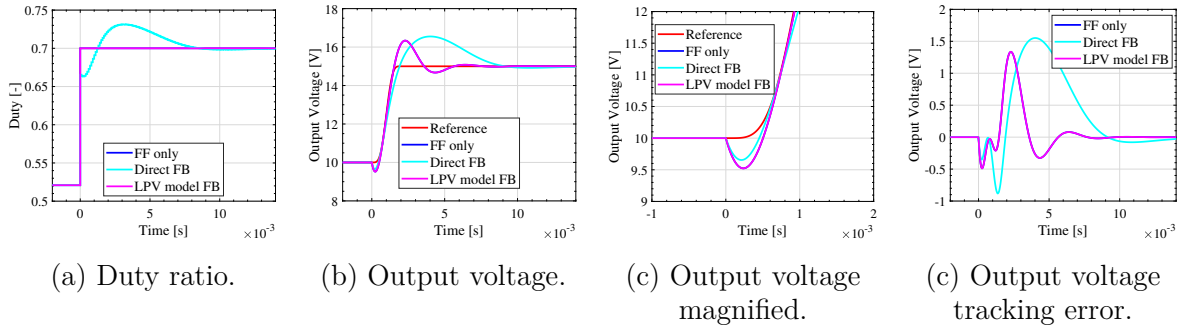


Fig. 22: Simulation result of step feedforward and 2 types of feedback control of the boost converter.

2.6.2 2自由度制御の場合のシミュレーション

続いて、2自由度制御を適用した場合の数値シミュレーション結果を述べる。

直接FB制御と規範モデルを用いたFB制御の比較

初めに、2自由度制御のFB制御部について、規範モデルを用いず直接FB制御を行う Fig.17の制御系と、規範モデルを用いてFB制御を行う Fig.16の2つの制御系について、ステップFF制御と組み合わせた2自由度制御系の目標値追従特性をシミュレーションした結果について説明する。シミュレーション結果を Fig.22 に示す。

直接FB制御の場合は、目標値と出力電圧を直接比較するため、アンダシュートやオーバシュートをFB制御により補償しようとする結果、電圧が大きいかつ整定時間が9 msと長いオーバシュートが見られる。

一方、規範モデルを通過させた目標値信号と出力電圧を比較する場合、規範モデルとプラントの間のモデル化誤差と外乱のみをFB制御により補償する構成となるため、モデル化誤差がなければFF制御のみの場合と同じ目標値応答を得ることができる。昇圧コンバータのようなLPV系に対しても、LPVの規範モデルを用意することで補償できることが示された。

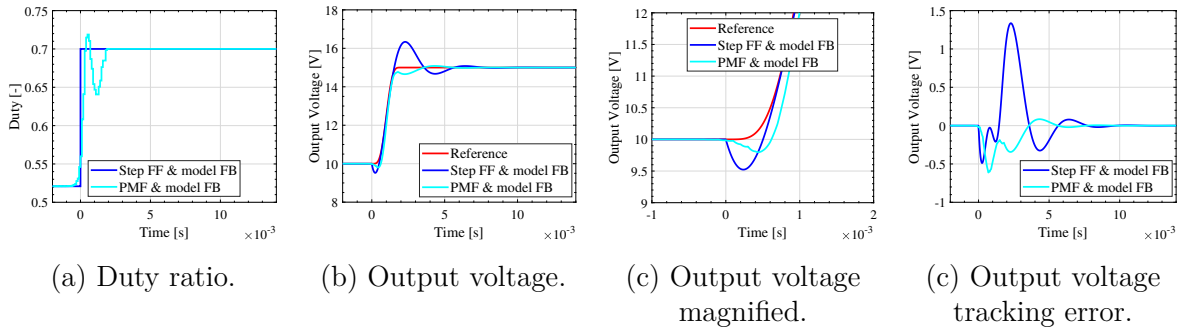


Fig. 23: Simulation result of 2 DOF model feedback control of the boost converter.

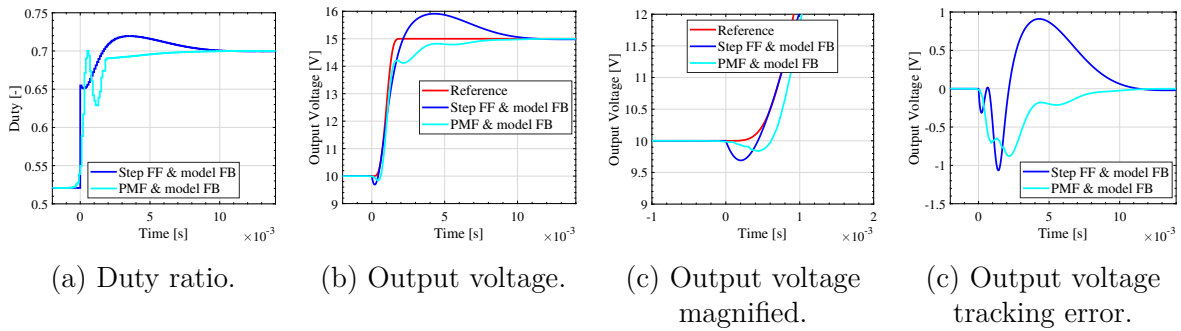


Fig. 24: Simulation result of 2 DOF model feedback control of the boost converter with modeling error.

ステップ FF 制御と PMF 制御の比較

規範モデルを用いた FB 制御に加えて、FF 制御をステップ FF、PMF と変化させた場合について目標値追従特性のシミュレーション結果を説明する。シミュレーション結果を Fig.23 に示す。

規範モデルを用いる方法では FF 制御のみの場合と同じ目標値追従応答が得られることが前節により示されているから、FF 制御の優劣がそのままシミュレーション結果として現れる。提案法である PMF の方がアンダシュート、オーバシュート、整定時間について良好な特性を持つことが示された。

2.6.3 モデル化誤差が存在する場合

前節のシミュレーション条件に加えて、モデル化誤差が存在する場合の目標値追従特性シミュレーションを行ったので、結果を説明する。規範モデルのモデル化誤差として、コイルの直列抵抗を 0.1Ω から 0.05Ω と減らした規範モデルを用いた。シミュレーション結果を Fig.24 に示す。規範モデルではコイルの直列抵抗が低くなっているため、その分 FF 制御器の出力するデューティ比が低くなる。どちらのケースも、FF 制御によるデューティ比の最終値は低くなっており、FB 制御器がその誤差を補償するように動いていることが分かる。PMF と Step FF 制御の比較では、どちらのケースもモデル化誤差の影響が見られるが、出力電圧誤差の整定時間は Step FF の方が早く、オーバシュート、アンダシュートの大きさは PMF の方が短くなる結果を得ている。

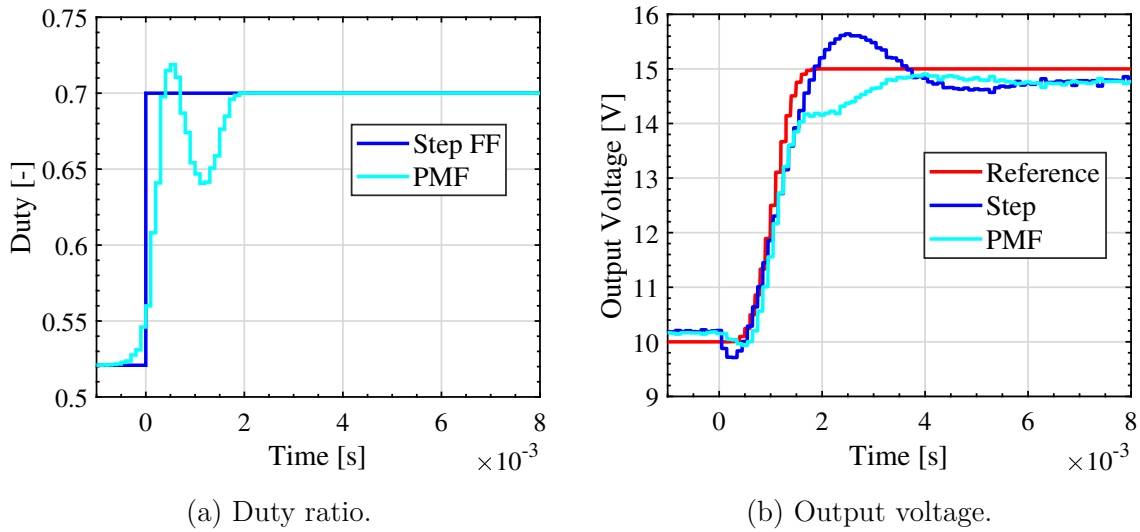


Fig. 25: Experimental result of feedforward control of the boost converter.

2.7 実機実験による提案法の実証

2.7.1 FF 制御のみの場合の実験

まず、FF 制御のみの場合について実機実験を行った結果について述べる。

実機実験結果を Fig.25 に示す。FF 制御のみであるため、モデル化誤差の補償ができず、出力電圧に定常誤差が発生していることが分かる。このような外乱やモデル化誤差は実機においては必ず現れる問題であるため、FB 制御が必要となる。

FB 制御を含めた 2 自由度制御に対する実機実験は今後の課題である。

2.8 シミュレーション，実験結果に対する議論

数値シミュレーションの結果を Table2 に示す。2.6 節に波形を示したように、FB 制御同士の比較では規範モデル追従 FB 制御の方が短い整定時間，少ない追従誤差を達成した。

規範モデル追従 FB 制御を施した上での FF 制御同士の比較では、PMF 制御がオーバーシュート，アンダーシュート，追従誤差，整定時間の全ての観点で優れた特性を得られた。整定時間について、PWM 周波数が 10 kHz であるため、3.22 ms での整定とは PWM の 32 周期で整定したと言える。先行研究 [17] では 100 kHz の PWM 周波数に対し 0.28 ms で整定しており、28 周期で整定したと言える。直接同じ条件の比較ではないが、本手法は改善の余地があると考えられる。

モデル化誤差を加えた場合については、FB 制御を挿入したことにより過渡応答が目標値に収斂しているが、 $\tau_d = 1/\omega_d = 1\text{ms}$ の 4 重極配置に起因する 4 ms 程度の収束の遅延が発生している。モデル化誤差については FF 制御で対処できる範囲外であるため、FB 制御の極配置や、モデル化誤差を減らすシステム同定が重要となる。

Table 2: Summary of numerical simulation results.

FF control	FB control	Overshoot [%]	Undershoot [%]	Maximum tracking error [V]	98% settling time [ms]
Step FF	Normal FB	31.0	6.9	1.55	8.51
Step FF	Model following FB	26.7	9.5	1.34	5.28
PMF	Model following FB	16.8	4.0	0.61	3.22
Step FF	Model following FB with modeling error	18.2	6.1	1.07	9.55
PMF	Model following FB with modeling error	0.0	3.2	0.88	7.22

第 3 章

電気鉄道車両駆動の加速度向上による省エネルギー化

3.1 概要

本章では電気鉄道車両駆動の加速度向上による省エネルギー化の研究について述べる。本章の目的は、車両駆動の省エネルギー化について、車両の最大加速度を向上させることによりさらなる省エネルギー効果を得られることを実証することである。加えて、本研究では、走行試験計画を試験プロジェクトの最中に策定するに当たり、走行試験の合間に短時間で走行試験結果の概要をまとめ、次の試験に向けた修正計画を立てる必要があった。そのような走行試験結果を迅速に容易に理解するために、走行時分と消費電力量の関係に基づく駅間カルテという図表を提案した。本章ではこれについても説明する。

本章の構成を述べる。3.2 節に、電気鉄道車両駆動のモデル化について述べる。3.3 節に、車両の加速度向上と車上電力変換器の関係について述べる。3.4 節に、車両加速度向上による省エネルギー運転の提案と、走行時分と消費電力量の関係に注目した省エネルギー運転の評価手法の提案について述べる。3.5 節に、本研究で利用したりニア駆動鉄道について、省エネルギー運転の意義について述べる。3.6 節に、省エネルギー走行試験の方法と条件について述べる。3.7 節に、列車運転の走行時分と消費電力量に注目した評価とその可視化、駅間カルテについて述べる。3.8 節に、加速度向上による省エネルギー走行試験結果と議論について述べる。

3.2 電気鉄道車両駆動のモデル化

電気鉄道車両駆動の省エネルギー化を検討するに当たり、始めにそのモデル化について説明する。本論文では、鉄道車両の運転を次の運動方程式 (3-1) 式によりモデル化する。但し、 m は車両

の質量, x は車両の位置, v は車両の速度, F は車両の引張力, n はノッチ指令, R は列車抵抗, t は時刻をそれぞれ表す。

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F(v(t), n(t)) - R(x(t), v(t)) \quad (3-1)$$

車両の引張力 F については, Fig.26 のような, 車両の電気機器供給者が示した引張力-速度, ノッチ特性を利用して求めた。

列車抵抗 R とは, 列車の走行に際して, 車両走行に抗する力として働くものを指す [42]。列車抵抗には, 走行抵抗 R_r , 勾配抵抗 R_g , 曲線抵抗 R_c , 出発抵抗 R_s , トンネル抵抗 R_t 等があり, この合計が列車抵抗となる。引張力と列車抵抗との差が加速力となる。

1. 走行抵抗とは, 直線平坦路線を走行する時の抵抗で, 機械抵抗と空気抵抗が主であり, 機械抵抗には車輪とレールの間の転がり摩擦抵抗や, 軸受その他各部の摩擦抵抗がある。一般に, 速度の2次式により表される。車両により走行抵抗は異なり, 実験的に求められるが, 走行抵抗の車種毎の一般的な計算式も存在する。

$$R_r = a_0 + a_1v + a_2v^2 \quad (3-2)$$

2. 勾配抵抗は, 勾配において車両の質量に作用する重力の車両進行方向への分力であり, 下り勾配では加速力, 上り勾配では減速力となる。車両の質量を m , 勾配の角度を θ , g を重力加速度, h を勾配の値 $h = \tan \theta$ とする時,

$$R_g = mg \sin \theta \approx mg \tan \theta = mgh \quad (3-3)$$

と書ける。鉄道における勾配は角度 θ が小さいため上式の近似が成り立ち, 慣習的に勾配の値を用いて表す。

3. 曲線抵抗とは, 車両が曲線部を通過する際に生じる車輪とレール間の摩擦力による抵抗であり, 曲線半径が小さいほど大きくなる。この値は実験的に求められる。車両の質量を m , 重力加速度を g , 曲線半径を r , 経験的に求められる定数を A とおくと

$$R_c = \frac{mgA}{r} \quad (3-4)$$

と表される。路線によって異なるが, $A = 800$ または 600 ととることが多い。

4. 出発抵抗とは, 車両が動き出す時の抵抗力である。車両が動き出す時は, 車軸軸受の油膜切れなどのため, 抵抗が走行中より大きくなる。ころ軸受の場合は列車質量 $1t$ あたり $30\text{--}50$ N とされ, 車両速度 3 km/h まで加速すれば走行抵抗と一致し, その間は直線的に減少するものとする。

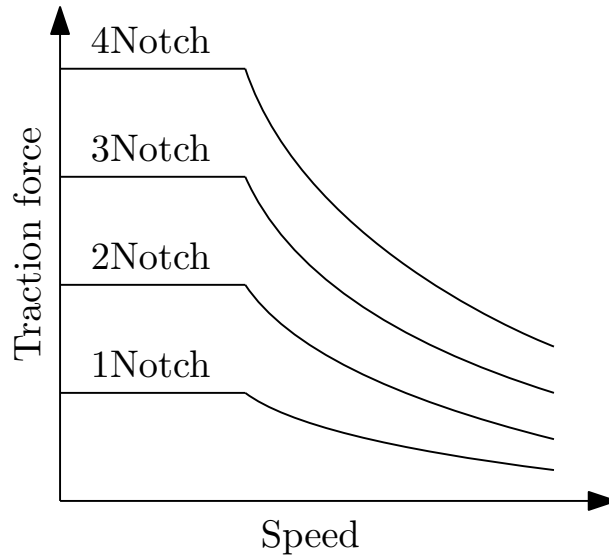


Fig. 26: Example of the relationship between train speed, notch command and traction force.

- トンネル抵抗とは、列車がトンネルを通過する場合の抵抗を言う。普通鉄道では、単線トンネルの場合 20 N/t, 複線トンネルの場合 10 N/t 程度とされる。

3.3 車両加速度向上と車上電力変換器の実際

車両の最大加速度をする方法には、車上電力変換器、電動機の改修の程度によりいくつか方法が存在する。

最も簡単な方法は、車上電力変換器の制御を変更する方法である。誘導電動機を用いる場合、この方法は電動機のすべり周波数制御を変更することにより達成される。すべり周波数を高く設定し LIM の q 軸電流を大きくして推力を高める。この方法は簡単ではあるが、すべり周波数の増加は誘導機の 2 次損失の増加を招き、加速度の向上と引き換えに電力損失の増加する方法である。

続いて、電動機や車上電力変換器への印加電圧を増加する方法がある。この方法は誘導機、同期機のどちらにも応用可能な方式である。電動機の最大トルクは印加電圧の向上とともに向上するため、加速度の向上を果たすことができる。しかも電動機の d 軸、 q 軸の電流の関係を保ちながらトルクの向上を行うため、誘導機の 2 次損失の増加のような問題が起こらず損失の増加が電流増加による銅損程度と、少ない損失で加速度の向上を行える。この方法の問題には、電動機や車上電力変換器の定格電圧を考慮する必要がある点が存在する。また、車上電力変換の主回路の規模は大きくなるが、ここに、前章までに述べた昇圧コンバータを応用することも考えられる。

電動機を高トルクなものに交換する方法もある。しかしこの方法は電動機の再設計を伴い、費用、工期の面から見て最も高くなる方法であると考えられる。本研究が対象としたリニア駆動鉄道については、1 次導体のリニア誘導機と 2 次胴体のリアクションプレートの間隙 (Gap) を縮めることにより推力の向上、つまり加速度の向上を果たすことができる。この方法も電動機設計の改修の一種とみなせる。

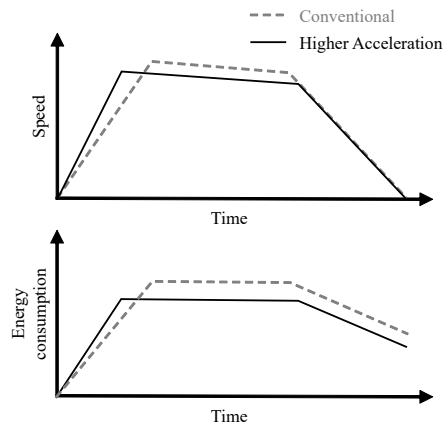


Fig. 27: Speed profile and energy consumption in each case of conventional and higher acceleration driving strategy.

3.4 提案手法

3.4.1 加速度向上による省エネルギー運転

加速度向上による省エネルギー運転の概念を Fig. 27 に示す。車両の最大加速度を向上することにより最高速度に達するまでの時間を短縮でき、惰行時間の増加と、高速度で走行する時間が増加するために最高速度の低下を実現できる。惰行時間の増加と最高速度の低下により力行に要するエネルギーが削減される。加速度向上による省エネルギー効果の要点は埋蔵時分を得ることによる惰行時間の増加と最高速度の低下である。一方、加速度向上に際し、その方法によっては力行の損失が増加するトレードオフ関係が指摘される。この詳細を 3.5.2 節に示す。加速度向上による省エネルギー効果は、運転手法による省エネルギー効果が駆動効率低下のデメリットを上回った時に得られる。

本研究では、3.5.3 節に示す理由により、数値シミュレーションとの比較検討が容易に行える自動列車運転装置 (Automatic Train Operation, ATO) による自動運転を利用した。加速度向上時の駆動効率を測定し、測定された駆動効率と設計された推力-速度特性を用いて、ATO に実装するための省エネルギー走行パターンの設計と省エネルギー効果の試算を数値シミュレーションにより行う。加速度向上前及び加速度向上後の走行パターンについて走行に要した消費電力量を計算し、加速度向上後の方がより小さければ、省エネルギー効果が見込める。

数値シミュレーションにより得られた省エネルギー走行パターンを実車の ATO に実装し、走行試験を行い、現状の営業運転に対する走行時分、省エネルギー効果を評価する。

3.4.2 走行時分と消費電力量に注目した省エネルギー運転の評価手法

本論文では、宮武 [34] が整理した走行時分と消費電力量の関係に着目し、これを走行試験現場における計測データの評価と、省エネルギー性能の良否の判断に用いるために適した形で表現を

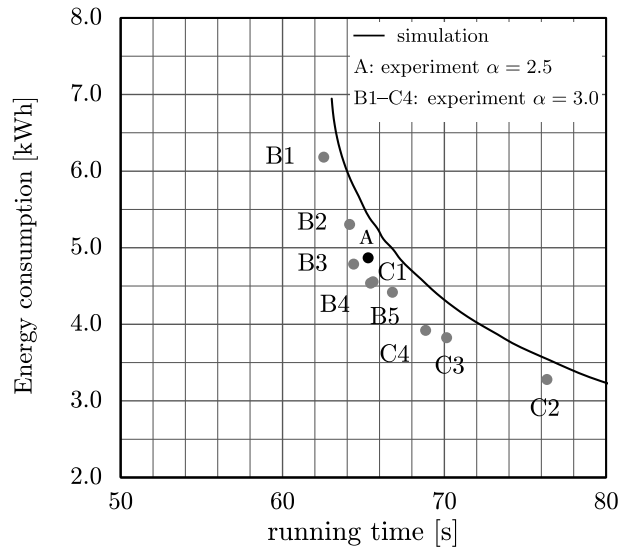


Fig. 28: Example of relationships between energy consumption and running time of on-track tests in one section.

行う方法を提案する。数値シミュレーションや走行試験結果に対し、1 駅間の走行試験結果のまとめとして宮武 [34] の $E-t$ 曲線表示を Fig.28 のように採用し、複数駅間の走行を走行時分、消費電力量の増分をとることにより Fig. 29 のように 1 つのプロットにまとめる $\Delta E-\Delta t$ 図表示を提案する。路線中の全ての駅間に対し、省エネルギー効果の見込める区間を明らかにし、より効果的な省エネルギー運転法の検討を行うことが可能となる。

また、これらの図表示をベースとして、走行試験結果、路線の線形を記録した Fig.34 のような駅間カルテを提案する。走行試験計画を試験プロジェクトの最中に策定するにあたり、走行試験の合間に短時間で走行試験結果の概要をまとめ、評価するための簡便な図表示である。

3.5 リニア駆動鉄道における省エネルギー運転

3.5.1 リニア駆動鉄道の利用

リニア駆動地下鉄は、推力の伝達を車輪とレールの間の粘着に頼らずリニアモーターリアクションプレートとの間の電磁力により行う [43] ため車輪の空転、滑走による推力の乱れが生じないこと、地下トンネルを走行するために環境条件が常にほぼ一定であることから、シミュレーションモデルで考慮すべき事項が簡潔になる利点を持つ [44]。

3.5.2 加速度向上の省エネルギー運転に対するトレード・オフ

本研究では、リニア誘導電動機 (Linear Induction Motor, LIM) や電力変換器のハードウェアに改造を施す必要のない簡易な方法として、制御上 LIM の 2 次電流のみを増し、すべりを大きく設定することで加速度向上に必要な推力増加を行った。この方法では、すべりを増加した分だけ

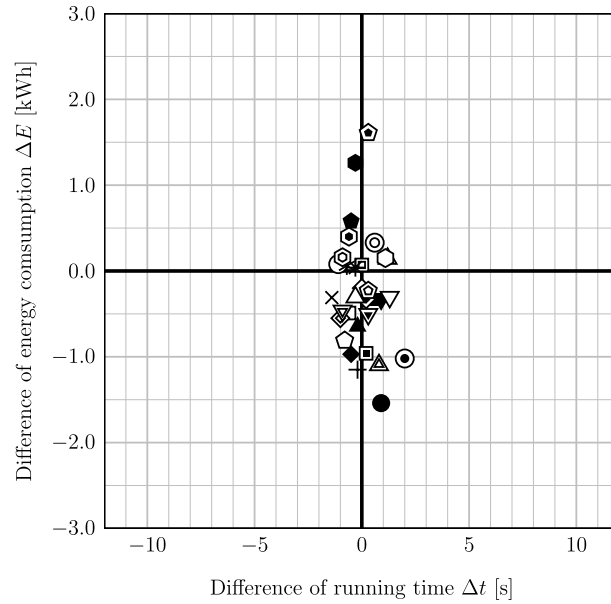


Fig. 29: Example of relationships between difference of energy consumption and running time in test runs in all sections in a line. Each symbol means the relationship in each section.

2次損失が増加するため、測定された駆動効率には低下が見られる。この損失の増加と加速度向上により期待される省エネルギー効果との間にトレードオフがある。

また、LIMに限らず一般的な事項として、加速度を向上することにより加速に要するパワーが増加するために、車両の消費電力のピーク値が大きくなるのが、列車運転のパワーとエネルギーの関係のトレードオフとして存在する。

3.5.3 自動列車運転装置（ATO）の利用

ATOは列車の運転を自動化するシステムであり、走行パラメータの設計により、線路線形と車両性能の制約の範囲内で自由な走行パターンを設計できる。加えて制御周期も数百ミリ秒と手動運転より短く、手動運転では実現困難な複雑な走行指示に対しても正確な走行を実現できる。さらに、同一のATOであれば複数回の走行においてほぼ同じ走行パターンで走行を行うことができ、走行パターンの再現性が高い。従って、ATOの利用により省エネルギー走行パターンの実現性、走行の再現性を高めることができる [26]。

3.6 省エネルギー走行試験の方法と条件

本研究における、試験、評価方法を説明する。

Table 3: Symbols in expression (3-5)

η	Powering efficiency [-]	$v(t)$	Speed [m/s]
$R(x(t), v(t))$	Train resistance [N]	$x(t)$	Position [m]
$V_{inv}(t)$	Main circuit voltage [V]	$a(t)$	Acceleration rate [m/s ²]
$I_{inv}(t)$	Main circuit current [A]	M	Mass of rolling stock [kg]

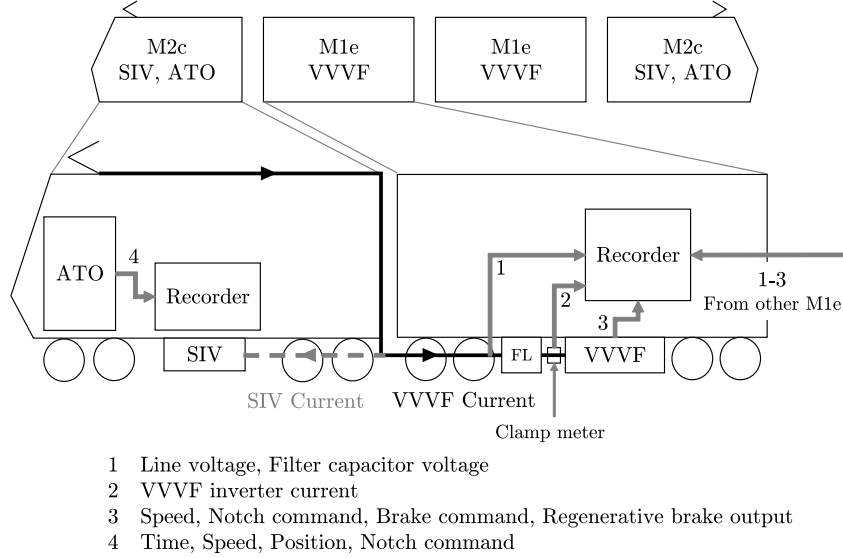


Fig. 30: Overview of the measurement system in the vehicle tests.

3.6.1 加速度向上時のリニアモータ駆動効率の測定

入力された電力とその内で推進に使用される電力の比を、駆動効率と定義する。測定の概要図を Fig. 30 に示す。駆動効率を計算する式を (3-5) に、式中の変数の意味を Table 3 に示す。

$$\eta(v) = \frac{((Ma(t) + R(x(t), v(t))) \cdot v(t))}{V_{inv}(t) \cdot I_{inv}(t)} \quad (3-5)$$

3.6.2 加速度向上を取り入れた省エネルギー走行パターンの設計

走行試験に先立って数値シミュレーションにより省エネルギー走行パターンの設計を行った。本研究で適用した省エネルギー走行パターンの設計方針を説明する。

本走行試験において走行パターンの設計に用いた走行シミュレータによる走行パターンの設計指針は、列車始動時にできるだけ多くの埋蔵時分を生み出し、力行が終了した時点でそれを活用し惰行運転を適用することである。数理的最適化手法にはよらず、省エネルギーとされる「最大力行・惰行・最大制動」の走行パターンを当てはめることで省エネルギー走行パターンを設計した。

一度力行から惰行に移行した後に再度力行を行わない場合、Fig. 31 のように、力行オフ速度により「最大力行・惰行・最大制動」の走行パターンは一意に定まり、走行時分、走行に要する消費電力量が定まる。このように、力行オフ速度を変化することでさまざまな走行時分、消費電力

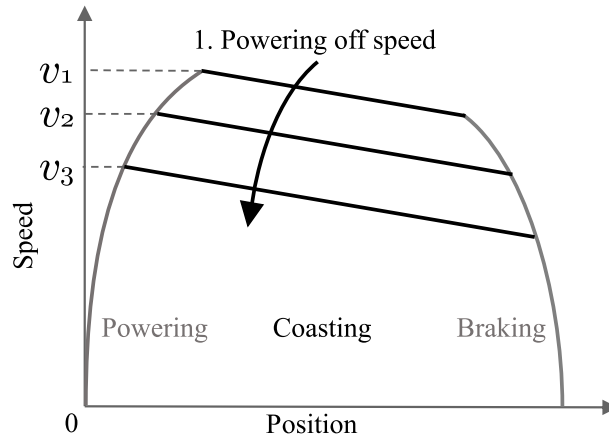


Fig. 31: Design of speed profile for short lines with flat and simple track profile.

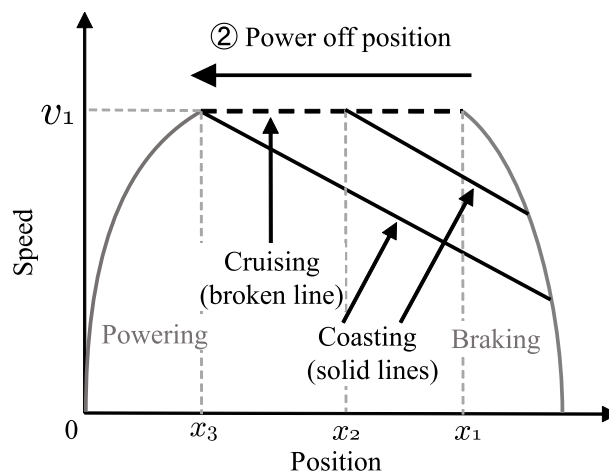


Fig. 32: Design of speed profile for long and/or upslope lines.

量を持つ走行パターンを得ることができる。

一方、上り勾配や速度制限のために、「最大力行・惰行・最大制動」のみでは駅間を走りきれない場合、Fig. 32のように最大力行の直後或いは速度制限変化直後に定速運転を挿入する運転方法を採用し、定速運転終了から惰行に移行する位置により、走行パターンを一意に定めた。

また、駅間の前半に下り勾配のある駅間の場合、前述の最大力行の直後に定速運転を挿入する方法の他に、下り勾配を惰行で走行する方法も省エネルギーな走行パターンであることが文献 [31]により示唆されているため、Fig. 33のような走行パターンを仮定し、設計を行った。

3.6.3 走行試験の実施と試験結果の分析

本研究では、複数の思想に基づく走行パターンの試験を行い、多種の走行試験データを得、結果として幅広い走行時分に亘る走行時分と消費電力量の関係性を走行試験結果ベースで定量的に得た。走行試験はリニア駆動地下鉄路線において行われた。駅数は17であり、合計で10往復の走行試験を行い、320駅間分の走行試験データを得た。この内、最初の1往復32駅間分の走行試験

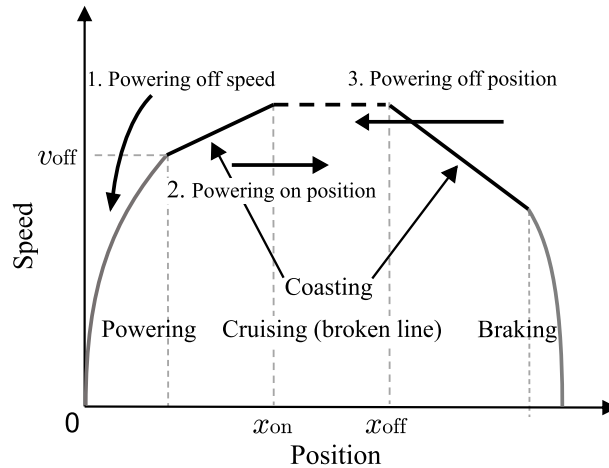


Fig. 33: Design of speed profile for lines with down slope in early part.

データを提案手法に対する比較基準とする，営業運転の運転パターンを取得するために行ったため，提案手法の走行試験データは 288 駅間分である。

走行試験における消費電力量 E は，Fig. 30 の測定系により測定されるインバータ入力電流とインバータ入力電圧を測定し，それらの積である入力電力を積算することにより，(3-6) を用いて求めた。

$$E = \int_0^T V_{inv}(t) \cdot I_{inv}(t) dt \quad (3-6)$$

走行時分は ATO の速度データにより次のように評価した。ATO の速度が 0 km/h から立ち上がる時刻を始点，再び 0 km/h となる時刻を終点とし，終点と始点の時間差を走行時分として評価した。走行試験においては，手動運転と比べ精密な走行が可能な ATO ではあるが，複数回の実走行において力行オフ速度，位置の目標値に対しばらつきが見られ，その結果，走行時分にばらつきが見られた。ばらつきを考慮するために，同じ ATO 走行パターンの複数回の走行については，その走行時分，消費電力量の相加平均値をその走行パターンの走行時分，消費電力量として代表した。ATO の調整による走行時分管理を試験計画の中で厳密にすることは困難であったり，同じ走行パターンの複数の走行における走行時分の標準偏差が 1 秒程度であった。このため，標準偏差の 2 倍を見て，Fig. 4 (C) で表される，基準となる営業運転の走行時分に対する時分の合わせ込みについて ± 2 秒の誤差を許容した。この誤差範囲を満たす走行を，走行時分を満足したとして評価した。

3.7 駅間カルテによる走行時分と消費電力量に注目した評価とその可視化

3.7.1 1 駅間における省エネルギー運転手法の評価

1 駅間に対する駅間カルテを Fig.34 に示す。1 駅間に対する駅間カルテは、複数の実験を通じて得られた試験結果を、 $E-t$ 曲線、 $\Delta E-\Delta t$ 図表示を基礎としてまとめ、そのグラフを、測定結果の表、駅間の線形、Fig.34 に加えて各実験により得られた運転曲線とともに一覧できるようにしたものである。測定結果の表における色分けは、同じ色が同じ走行パターンでの走行を表す。この 1 駅間に対する駅間カルテを全駅間に対し作成することで、路線全体の駅間カルテとした。駅間カルテの利用法には主に次の 2 種類があり、筆者らはこれらを基にして省エネルギー運転の評価を行った。

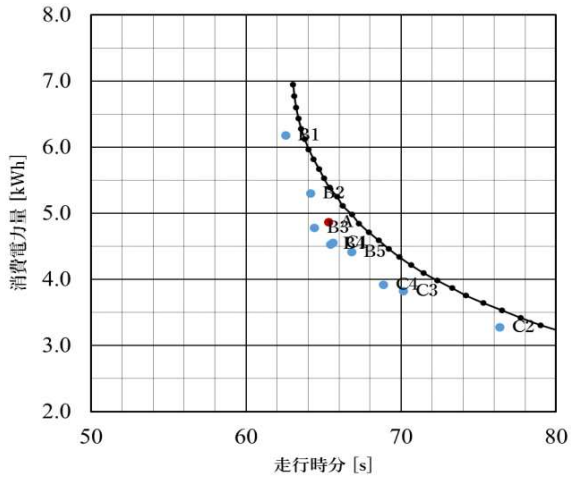
1. 駅間毎の省エネルギー効果の一覧

駅間毎の省エネルギー運転の効果を一覧し、比較する。運転の消費エネルギー増加量 ΔE と走行時分の増加量 Δt の関係は駅間毎に異なり、走行時分の僅かな増加で消費エネルギーが劇的に減る駅間、走行時分によらず省エネルギー運転の効果が大きい駅間がある一方、省エネルギー効果の見られない駅間も存在する。このことは、駅間カルテの $\Delta E-\Delta t$ 線図部分を駅間毎に比較することで明らかとなる。Fig.34 と、Fig.35 に本研究で得られた駅間カルテの一部を示す。この例では、Fig.34 に示す勾配が平坦な駅間については、加速度向上による省エネルギー効果が、基準となる走行と同じ走行時分でも得られている一方、Fig.35 に示す前半に下り勾配、後半に登り勾配を持つ谷形の駅間では加速度向上による追加の省エネルギー効果が得にくいことが分かる。一方、このような駅間では走行時分をある値以上にとると消費電力量の減少量が劇的に大きくなることも分かる。

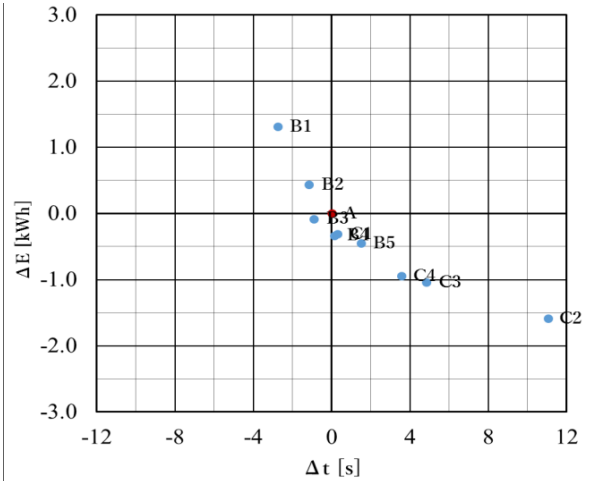
2. 走行方法の選択

駅間カルテの $E-t$ 曲線及び走行試験結果の表を見ると、走行方法、走行時分による消費エネルギーが分かる。これを用いて、1 駅間で省エネルギー運転法の選択、複数駅間に対し走行時分の延長や短縮を行い路線全体の省エネルギー化を図ることが可能となる。

このように、路線のどの部分に省エネルギー運転を特に割り当てるかなど、路線全体の省エネルギー化戦略を具体的に議論するための基礎資料として駅間カルテは有用である。



消費電力量対走行時分



$\Delta E - \Delta t$ (planA基準)

走行時分, 消費電力量測定結果

planA		planB1		planB2		planB3		planB4	
時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]
65.3	4.87	62.6	6.18	64.2	5.30	64.4	4.78	65.5	4.54
planB5		planC1		planC2		planC3		planC4	
時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]
66.8	4.42	65.6	4.55	76.4	3.28	70.2	3.82	68.9	3.92

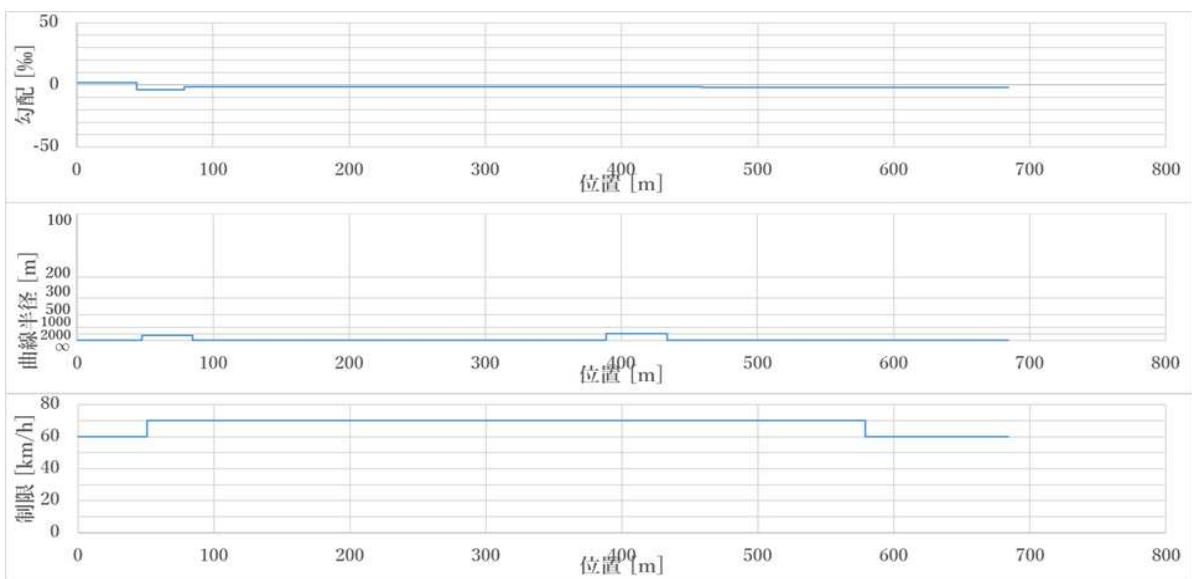
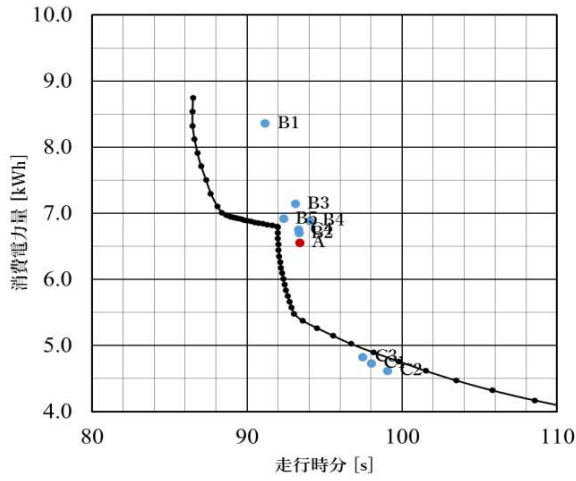
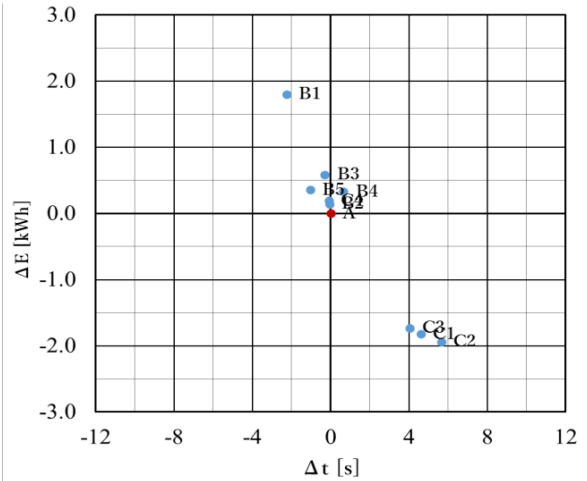


Fig. 34: Energy-saving karte of a flat and straight section.



消費電力量対走行時分



$\Delta E - \Delta t$ (planA基準)

走行時分, 消費電力量測定結果

planA		planB1		planB2		planB3		planB4	
時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]
93.4	6.56	91.2	8.36	93.4	6.70	93.1	7.15	94.1	6.89
planB5		planC1		planC2		planC3		planC4	
時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]	時分[s]	電力量 [kWh]
92.4	6.92	98.0	4.74	99.1	4.62	97.5	4.83	93.3	6.75

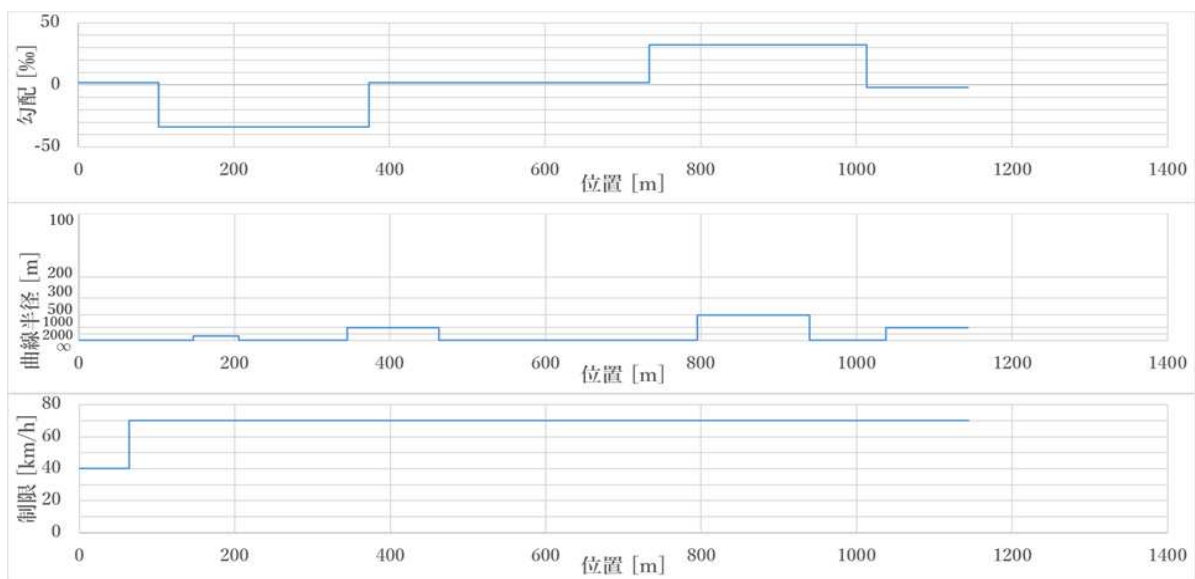


Fig. 35: Energy-saving karte of a valley-shaped section.

Table 4: Energy-saving effects by applying approximate distribution of running time in each section.

Plan	Time [s]	Energy consumption [kWh]	Energy saving [%]
Time ± 2 s	2811.2	180.9	-
Time ± 6 s	2812.2	176.4	2.5

3.7.2 エネルギーの増分を利用した複数駅間に対する省エネルギー運転手法の評価

駅間カルテの応用に走行方法の選択があることを説明したが、その応用について更に詳細に検討する。Fig. 36 に、加速度向上を適用した全駅間 9 往復分の走行試験結果の ΔE - Δt 図表示を示す。これは駅間カルテの内、 ΔE - Δt 図表示の部分を実際の駅間について重ね合わせたものである。Fig. 36 にて plan とある凡例は走行試験回毎の走行試験計画を示す色分けであり、同じ図形が同じ駅間に対する走行試験を示す。Fig. 36 より、駅間により省エネルギー効果の傾向が異なることや、省エネルギー効果のトレンドとして、全 32 駅間中の 72% に相当する 23 駅間についてエネルギーの増分が負、つまり加速度向上により省エネルギー化されていることが分かる。

3.6.3 にて走行時分を満足したとして評価した、走行時分の変化が基準 ± 2 秒以内に収まる場合の消費電力量最小となるような駅間毎の走行パターンの選択と、さらに事業者から ± 5 秒程度であれば走行時分の変化を許容できるとの助言を得て、より自由度を大きくした場合の省エネルギー効果を検証するために、 ± 5 秒程度に対し切り上げを行い、基準 ± 6 秒以内に収まる場合の消費電力量最小となる走行パターンの選択をそれぞれ Fig. 37 に示す。走行パターンの選択は貪欲法により、走行時分の増加に対する消費電力量の減少が大きい駅間と走行時分の減少に対する消費電力量の増加が少ない駅間を選ぶことにより行った。それぞれの消費電力量最小となる走行時分分配に対する合計の走行時分、消費電力量を Table 4 に示す。

走行時分の変化量 Δt の許容範囲を大きくとることで、走行時分の増加に対して消費電力量が大きく減少する、 ΔE が下に来る駅間を有利に選択することができる。実際に Δt の許容範囲を ± 2 秒から ± 6 秒に増加すると、消費電力量が大きく減少する駅間を選択することで、Table 4 に結果を示すように合計の走行時分がほとんど等しい条件で合計の消費電力量が 2.5 % 減少した。この結果は走行試験結果から得ているため、必ずしも消費電力量が理論的に最小であるとは言えないが、本ケースでは少なくとも 2.5 % の省エネルギー効果が得られたことが言える。先行研究の知見 [34] にあるように、走行時分分配の変化による省エネルギー効果が得られることを実験的に示す結果である。

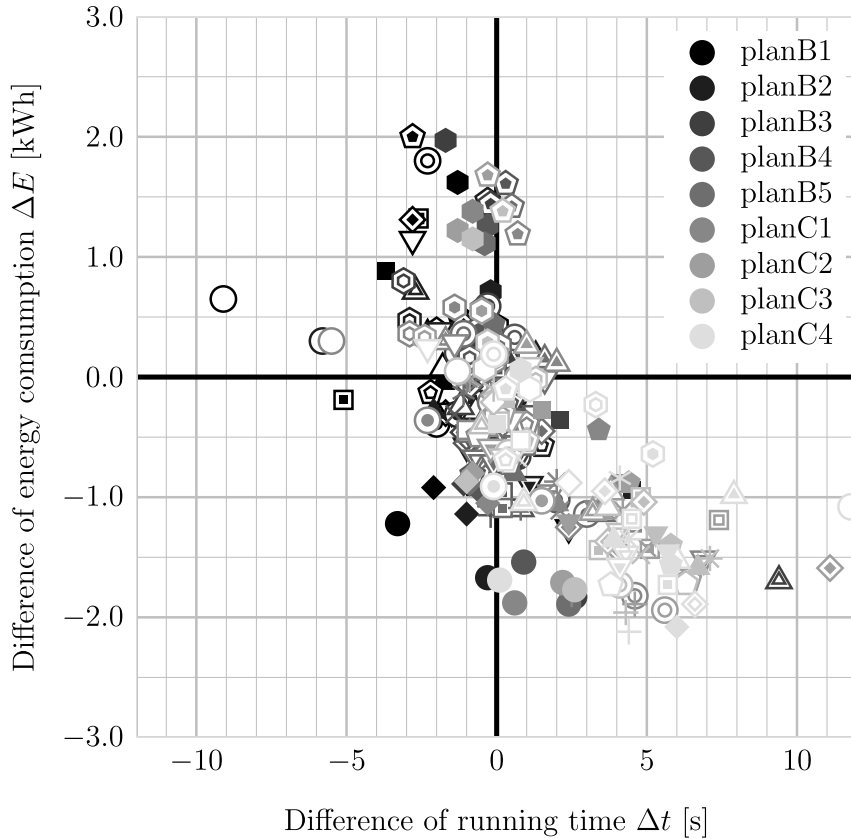


Fig. 36: Experimental results of the relationships between difference of energy consumption and running time for all sections in the line.

3.8 走行試験結果と議論

3.8.1 加速度向上時のリニアモータ駆動効率

本研究では、車両の加速度を $\alpha = 2.5 \text{ km/h/s}$ から $\alpha = 3.0 \text{ km/h/s}$ に向上した。一方、車両の減速度は変更しないため、ブレーキの特性は変更していない。加速度向上前後で力行効率、回生効率を測定した。力行、回生効率は複数回の力行、制動に対する平均値をとった上で平滑化を行い、数値シミュレーションに利用した。測定結果を Fig. 38 に示す。力行効率は加速度向上により全速度域の平均で 3.2 % の駆動効率低下となる測定結果を得た。

3.8.2 加速度向上を取り入れた省エネルギー走行パターン

数値シミュレーションを用いて省エネルギー走行パターンを設計した。シミュレーションにおいては、駆動効率は理論的導出が困難であるため前項の測定値を使用した。加速度向上時の推力特性は車両機器の供給者が文書で示した仕様値を使用した。

数値シミュレーションによる省エネルギー効果の試算結果を Table 5 に示す。提案手法により運転における省エネルギー効果が見込めることが確認できた。

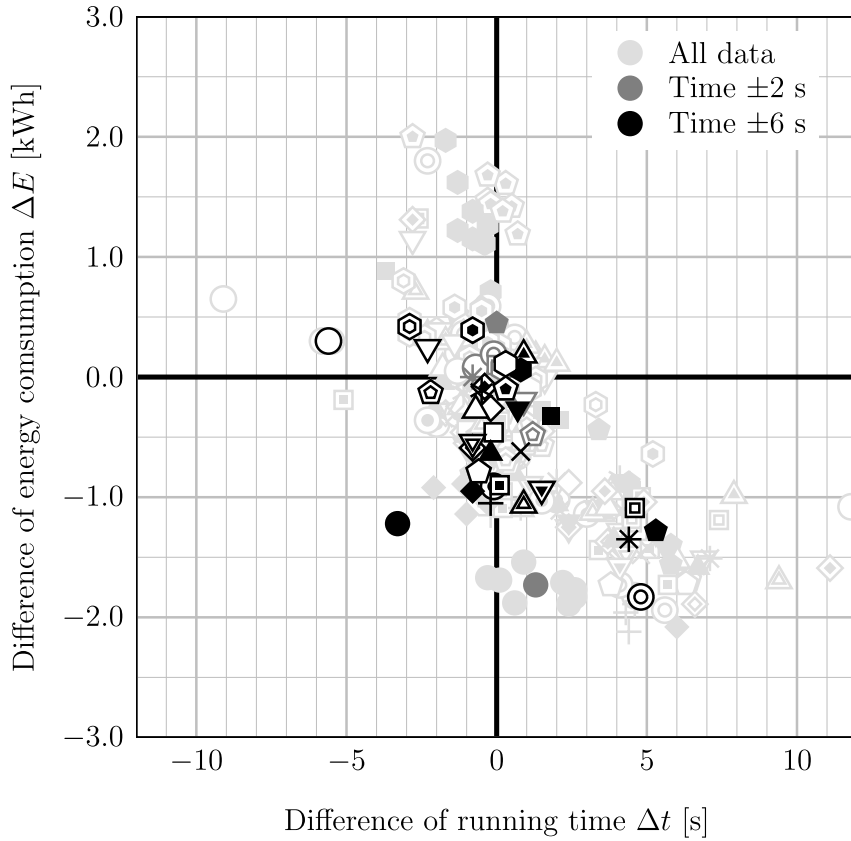


Fig. 37: Running time distribution based on experimental results.

Table 5: Summary of numerical simulations.

Plan	Time [s]	Energy consumption [kWh]	Energy saving [%]
$\alpha = 2.5$ Previous	2809.7	182.6	—
$\alpha = 3.0$ Proposed	2801.5	176.9	3.1

3.8.3 走行試験による省エネルギー効果の測定結果

駅間カルテを活用し、加速度向上の省エネルギー効果を精査しながら走行試験を進めた結果、各駅間の複数の走行パターンの試験結果に対し、所定の走行時分に対し ± 2 秒の範囲で消費電力量の最小となる走行パターンを選択すると、Table 6 に示す結果を得た。全区間について、加速度向上後の省エネルギー走行パターンは加速度向上前の従来法（Conventional）に対して、走行時分の増加 3.7 秒（0.1 %）に対し、消費電力量の削減量は 11.6 kWh（6.0 %）の結果を得られた。また、各駅間の省エネルギー効果について、従来法に対し全 32 駅間中の 72 % に相当する 23 駅間において省エネルギー効果が得られた。加速度向上による省エネルギー効果を数値計算に加え、現車試験により実験的にも確認できた。

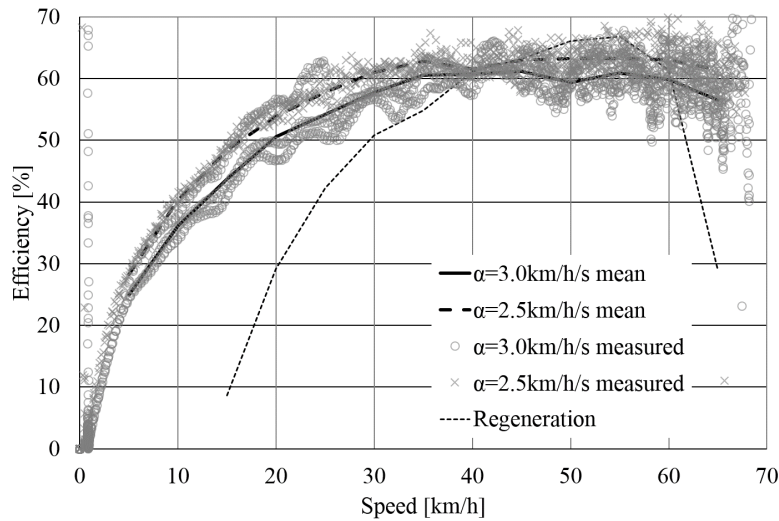


Fig. 38: Measured efficiency and approximate profiles of powering and braking mode.

Table 6: Summary of experimental results.

Plan	Time [s]	Energy consumption [kWh]	Energy saving [%]
$\alpha = 2.5$ Conventional	2807.5	192.5	—
$\alpha = 2.5$ Previous	2808.4	190.0	1.3
$\alpha = 3.0$ Proposed	2811.2	180.9	6.0

3.8.4 運転曲線の分析

個別の駅間に対する、加速度向上による走行パターンの変化を分析する。

1. 線形が平坦かつ直線の単純なケース

Fig. 39 に走行試験結果を示す。Fig. 39 において、従来の走行パターン、加速度向上による省エネパターンのいずれも、最大力行、のち惰行、最大制動の省エネルギー走行パターンとなっているが、加速度向上により力行オフ速度 5.0 km/h の低下と惰行距離 107 m の増加が生じ、力行に要した電力量は従来の運転方法が 6.44 kWh、提案法が 5.78 kWh と力行電力量が削減された。ブレーキの際の回生電力量については、力行オフ速度が下がることでブレーキ開始速度が下がり、回生電力量が従来法では 1.57 kWh、加速度向上については 1.24 kWh と減少しているが、回生電力量の低下と共に回生損失も減少するために、力行速度低下による力行電力量の低下の効果が支配的となり、全体として 0.33 kWh (6.8%) の省エネルギー効果が得られた。

2. 駅間の前半に速度制限があり、途中で速度制限が緩和されるケース

Fig. 40 に走行試験結果を示す。このケースの力行電力量について、従来法では 7.35 kWh、加速度向上では力行電力量が 7.60 kWh と、加速度向上により力行電力量が増加した。Fig. 40

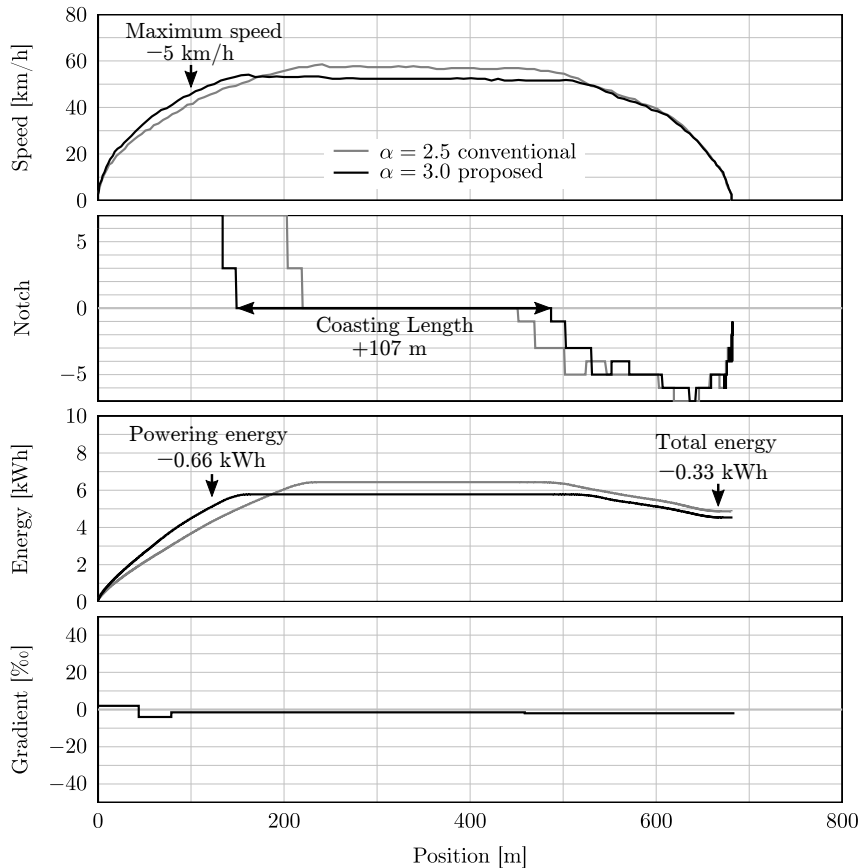


Fig. 39: Result of on track test in a simple line profile.

を見ると、区間の前半に低い速度制限が存在し、走行時分を守るために制限速度の緩和後に再力行が必要な場合、速度制限が緩和されるまでは力行による定速運転を加速度向上の有無によらず同じ地点まで行う必要があるため、力行時間、力行区間の短縮が得られず、駆動効率の低下の影響が強く現れたと考えられる。このケースでは速度制限下の同じ時間長の定速運転と、力行時間の短縮効果の減少により、省エネルギー効果が得られなかったと結論付けられる。

3. 駅間の前半に下り勾配があり、後半に上り勾配のある谷形の線形のケース

Fig. 41 に走行試験結果を示す。このような線形は下り勾配による加速を利用できる省エネルギー運転が可能な駅間として、地下鉄に多く採用されている。本研究が対象とした路線では、16 駅間中 5 駅間が谷形の線形である。

加速度を向上する際の省エネルギー走行パターンとしての設計として、力行→惰行→制動の走行パターンに従い、下り勾配を力行と定速運転で通過する Fig.41 の $\alpha = 3.0$ proposed 1 のような走行パターンをとると、下り勾配においてブレーキによる損失がある一方、特に区間の前半に低い速度制限があるために走行時分の短縮効果が小さく、従来法の走行と比べ定速運転から惰行に移行する位置が 90 m 手前に移動するに留まり、定速運転の削減効果が少ないため、消費電力量が 16.3 %大きくなっている。一方、区間の前半の下り勾配部に惰行を挿入

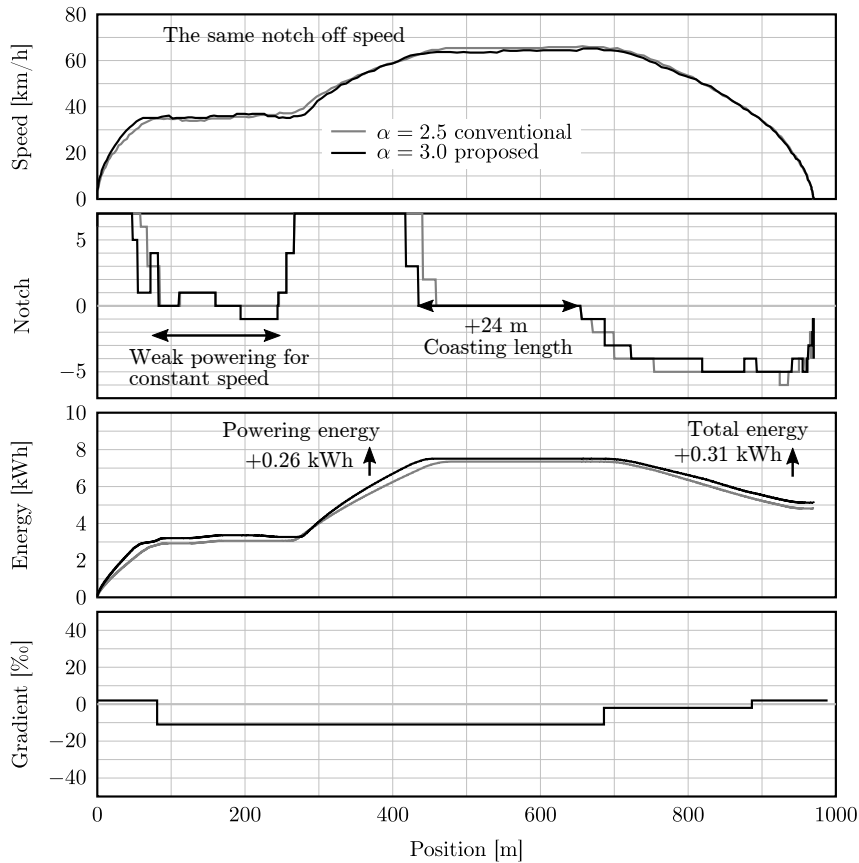


Fig. 40: Result of on track test in a line consisting of speed limit in early part.

した $\alpha = 3.0$ proposed 2 では、下り勾配による加速を活用し速度制限に抵触しないよう走行することで入力電力量を減らし、前半に惰行を挿入した走行パターンにより、加速度を向上せらずに省エネルギー運転手法のみを適用した $\alpha = 2.5$ previous に対し 2.2 %省エネルギー効果を得られている。

前半に下り勾配が存在する駅間については、最高速度まで加速するよりも、途中で加速を打ち切り、下り勾配の利用により最高速度に達するような走行パターンがより省エネルギーである結果が得られ、先行研究 [27,30] に指摘されている一般論の裏付けとなっている。惰行を行う区間の距離を長くするような走行パターンの設計が省エネルギーを実現すると言える。

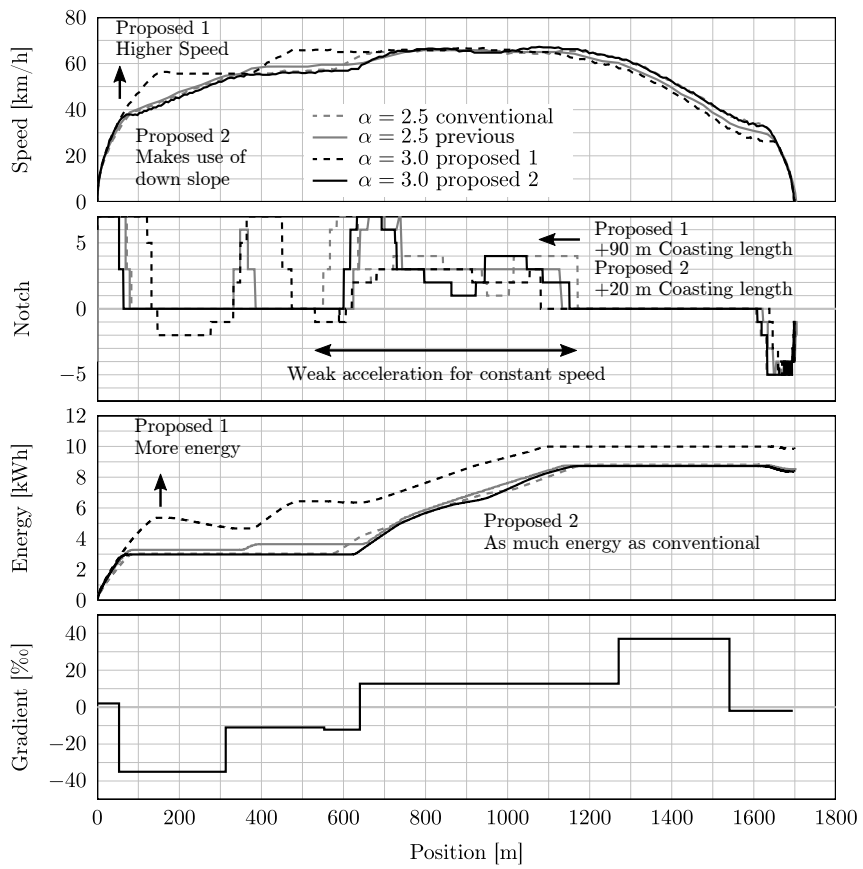


Fig. 41: Result of on track test with down slope in early part of line profile.

第 4 章

結論

4.1 次世代電気鉄道の駆動用昇圧コンバータの精密制御法

次世代の電気鉄道では蓄電池と昇圧コンバータによる電源を備えた主回路を持つ車両が増加すると考えられる。このような主回路については、昇圧コンバータの出力電圧を可変し、PAM 制御を行うことでスイッチング損失の低減を図れる。モータ駆動における、電機子電流の速度への応答は負荷の慣性モーメントとクーロン摩擦による時定数で速度が制限されるが、トルク応答は電流に対し直接応答する。このため、モータの動作領域の拡大や動作効率の向上のために、出力電圧変化の高応答化の研究に意義がある。

本論文では、昇圧コンバータの出力電圧の精密制御を目指し、LTI システムに有効である PMF 制御を LPV システムである昇圧コンバータに適用することを考え、動作の始点、終点の 2 動作点における LTI 近似に基づく PMF 制御軌道を重ね合わせる提案を行った。この PMF の応用を数値的に検討した結果、LTI システムに対する PMF で実現できた制御周期の定数倍に当たるサンプル時点の全てにおける完全追従は実現できないことが確かめられ、一方、ステップや多項式による軌道生成法と比較すると、追従誤差や整定時間の面から評価して優れた特性であることが示された。目標値追従特性の著しい向上が見られ、制御の実用面から有効な手法であると結論付けられる。

また、本論文では、FF 制御だけでなく、これで補償することが不可能な外乱やモデル化誤差の補償のために FB 制御を実装、付加する昇圧コンバータの出力電圧の 2 自由度制御の提案を行った。FB 制御器は電圧変化の始点・終点のうち、制御の限界である零点の周波数の低い方に合わせて極配置設計を行った。FF 制御器は PMF 制御を用い、2 つの動作点における目標値軌道の内挿によるものをとった。

この結果、数値シミュレーションにおいて、FB 信号に突き合わせる信号として目標値に軌道規範モデルを通過させた信号を適用した場合、外乱やモデル化誤差がない場合、FF 制御のみの軌道追従特性と一致する目標値追従特性を得ることができた。FF 制御の優れた目標値追従特性を生か

しながら、FB 制御による外乱抑圧効果を得られ、本論文の目的である出力電圧の精密制御を達成した。

4.2 電気鉄道の加速度向上による省エネルギー化

本論文では、電気鉄道車両の主回路制御を変更し、加速度の向上を行うことで走行に要するエネルギーをより削減できることを示した。リニア地下鉄における軽微な車両機器改修で可能な加速度向上の手法として、リニア地下鉄において LIM の 2 次損失が増えることを許容しつつ、すべり周波数を高く設定し LIM の q 軸電流を大きくして推力を高める方法を適用した。

これに対し、本論文では複数の駅間における多数の走行試験結果を基に省エネルギー戦略を考える有用なチャートとして、駅間毎の走行の省エネルギー効果の差異に注目し、走行時分、消費電力量の増加量をプロットした ΔE - Δt 図表示からなる駅間カルテを提案した。このチャートにより、駅間毎の省エネルギー効果を Fig. 36, 37 のように統一的に表現することができ、駅間毎の省エネルギー効果の違い、単一駅間における走行法による省エネルギー効果の程度を可視化できた。これを用いて、対象路線の省エネルギー化を目指した運転パターン設計、運転計画の決定を現車試験データに基づき見通し良く行うことが可能となり、本研究の目的である加速度向上による省エネルギー効果を示すことが可能となった。様々な走行試験結果を統一的に可視化して、どの駅間にどのくらい走行時分を割り当てるかなど、省エネルギー運転計画の統合的な策定に有効な手法を提案することができた。

加速度向上による省エネルギー運転のパターン設計と走行試験の結果から、同じ路線について、従来の運転方法に対し 6.0 %、加速度を向上しない省エネルギー運転に対し 4.8 %の省エネルギー効果を得た。この結果をもって、加速度向上が省エネルギー運転において有効であることが実験的に確かめられた。このように、加速度向上のために駆動効率が悪化する場合でも省エネルギー化できることを実験的に確認した。一方で、加速度向上に際しエネルギー損失の増加がない、少ない手法をとることができる場合にはさらなる省エネルギー効果を得られると考えられる。本手法は、加速度向上のために車両機器の改修が必要であるために、省エネルギー化のために車両の性能を変化させる発想の実現が難しく行われていなかったが、本研究ではその困難を越えて走行試験を行ったことにより、手法の有効性を実証できた。加えて、本手法は、他の省エネルギー運転手法と競合せず同時に実行可能である有力な施策であることも有効性の一つである。

4.3 今後の課題，展望

今後の課題としては、実機実験として昇圧コンバータの 2 自由度制御を組み込みマイコンや FPGA などを実装し、実機についてオンライン計算で制御則を実現できることを示し、有用性を示すことがまず挙げられる。続いて、省エネルギーな電気鉄道車両の車両機器の制御の準備として、昇圧コンバータの出力電圧完全追従制御を完成させ、車両用電力変換器の 2 自由度制御に発

展させる。

電気鉄道の省エネルギー運転に関わる部分としては、加速度向上による省エネルギー運転を実証するに当たり、車両の消費電力のピーク値が増加する問題があることが判明した。電気鉄道においては、従前からピーク電力に対する平均電力の割合が低く、設備利用率が低くなりがちである問題が存在し、加速度向上はその傾向を大きくする問題を含むことが本論文を通して確かめられた。そこで、トレードオフ関係にあるピーク電力抑制と省エネルギー化の両立に資する検討として、車上に Energy storage system (ESS) を搭載し、利用する事を考える。具体的には、非常用車上 ESS の部分的利用の提案、定式化を行う。本研究で用いた列車運行シミュレーションモデルを基にして、車上 ESS を組み込んだ 1 列車の運行のシミュレーションモデルの構築と、シミュレーションの実施を行う。ESS の蓄電量 (SOC) に関して、運動エネルギー×回生効率の分だけ回生エネルギーを得られるので、SOC を利用しても良いという非常用車上 ESS の有効利用に関する仮定を導入する。特に鉄道車両の自動運転を想定し、現状では分散制御となっている列車運行の速度軌道設計、速度軌道への追従制御、速度制御のための電動機の電力変換器に対する電圧制御の各レイヤーの設計、制御について集中制御を目指し、統合的に最適化を行う。この際、鉄道車両運行に対する制御理論的アプローチの導入を行い、省エネルギー性と走行性能の集中的な制御を行う。

謝辞

本論文を執筆するにあたり、多くの方々からご助言とご助力を賜りました。

指導教員であり当研究室教授の古関隆章先生には研究の基礎からご指導頂きました。日常の議論を通して、研究の進め方、論理、思考の整理法、実験結果の解釈など、いつもの確なアドバイスをいただきました。また、至らない筆者の不手際により窮地に立たされた際にも、援助の手を差し伸べてくださりました。厚く感謝申し上げます。当研究室助教の大西亘先生にもまた、研究の基礎からご指導いただきました。日常の議論を通して、研究の進め方、実験計画、実験方法、ツールの使用方法、実験結果の解釈など、いつもの確なアドバイスをいただきました。また、内容の公私に亘り、いつも良き相談相手となってくださりました。厚く感謝申し上げます。

東洋電機製造株式会社の佐藤基様には、パワーエレクトロニクスの実装技術や、回路技術など、多くの助言を賜り、加えて常に熱心な姿勢で、シミュレーションや実機実験についてその理論、構成から実験結果まで活発な議論をさせていただきました。誠に感謝いたします。東洋電機製造株式会社の関係各位には、修士の研究である昇圧コンバータの出力電圧精密制御法の共同研究で大変お世話になりました。感謝いたします。

交通安全環境研究所の渡邊翔一郎様には、走行試験の際の現場での行動や、論文をまとめるにあたり、原理、実験法や結果の考察に対するご教授、援助をいただき、活発な議論をさせていただきました。研究を始めるにあたり右も左も分からない状態から、学術的な事項は勿論、研究室の先輩としても様々なアドバイスを頂き、援助を賜りました。誠に感謝いたします。日本地下鉄協会の磯部栄介様には、リニア地下鉄の専門的な技術などのご教授、試験結果の解釈に関する議論から、人に伝えるための書類作成の技術までもご指導頂きました。また、研究の中休みには旅行に連れてくださり、公私共にお世話になりました。誠に感謝いたします。日本地下鉄協会の皆様には、試験結果の評価について技術的な見地からご助言を賜り、議論をさせていただきました。大阪市交通局（現大阪市高速電気軌道株式会社）の皆様には、現車試験の設定から、リニア地下鉄の技術や、現場に出る際の行動や心構えなどのご教授ご指導、試験結果の評価に関する事業者視点でのご助言を賜りました。三菱電機株式会社の皆様には、ATOの設計を行って頂いた他、ATO運転パターン設計におけるご指導、並びに走行試験結果についてATO技術の視点でのご助言、ご議論を賜りました。株式会社日立製作所の皆様には、LIMの特性、加速度の向上方法など、モータ並びに電力変換装置の視点からご助言、ご議論を賜りました。交通安全環境研究所、日本地下鉄協会、大阪市高速電気軌道株式会社の関係各位には、学部から修士にかけての研究であるリニア駆動鉄道の加速度向上による省エネルギー運転手法に関して筆者の初めての論文誌原稿を

まとめるに当たり、大変お世話になりました。感謝いたします。

修士課程の栗木一輝様には、実験結果の議論、数値計算や実験結果の処理の援助並びに書類や論文の書き方までご教示頂きました。大学院入試などのために筆者が動けなくなっている間、ピンチヒッターとして数値計算や走行試験計画作成を援助していただきました。誠に感謝いたします。

当研究室技術職員の高田康宏様には、現車試験や、電気機器の技術に関する的確なアドバイス並びに試験の手伝いまでもしていただきました。秘書の松崎由香子様、水木雅美様には相当数の出張手続きはじめとするサポートをいただきました。感謝いたします。

研究室の皆様には、日常のミーティングにおける議論や日々の雑談を通して、研究の進め方、まとめ方、論文の書き方、発表の仕方様々な有意義なアドバイスをいただきました。感謝いたします。

最後に筆者の研究生活を支えてくださった家族に感謝いたします。

参考文献

- [1] OGASA Masamichi. Energy Saving and Environmental Measures in Railway Technologies : Example with Hybrid Electric Railway Vehicles. IEEJ transactions on electrical and electronic engineering : official journal of the Institute of Electrical Engineering of Japan / = 電気学会, Vol. 3, No. 1, pp. 15–20, 2008.
- [2] 林屋均. 総論：鉄道とエネルギー. 電気学会誌, Vol. 137, No. 3, pp. 139–140, 2017.
- [3] 鉄道車両用主回路機器の高性能化技術調査専門委員会. 鉄道車両用主回路機器の高性能化技術. 電気学会技術報告, No. 1227, pp. 1–58, 2011.
- [4] 畑正. 通勤電車の省エネルギー. 電気学会誌, Vol. 123, No. 7, pp. 410–413, 2003.
- [5] 小川知行, 飯野友記, 田中弘毅. 鉄道電気利用における省エネルギー技術の賦存量算出に向けた消費エネルギー分析 (交通・電気鉄道 リニアドライブ合同研究会・電気鉄道・リニアドライブ一般). 電気学会研究会資料. TER = The papers of Technical Meeting on “Transportation and Electric Railway”, IEE Japan, Vol. 2017, No. 38, pp. 63–69, 2017.
- [6] 長谷部和則, 白木直樹, 滝口裕之. JR 東日本 EV-E301 系蓄電池駆動電車. 車両技術, Vol. 248, No. 9, pp. 28–44, 2014.
- [7] Michael Steiner, Markus Klohr, and Stanislaus Pagiela. Energy storage system with Ultracaps on board of railway vehicles. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2007.
- [8] 小林宏泰, 近藤圭一郎, 古関隆章, 宮武昌史. 架線・蓄電装置ハイブリッド鉄道車両における非常運転時の所要エネルギー容量とパワー容量に関する基礎検討 (交通・電気鉄道 マイクロマシン・センサシステム合同研究会鉄道、センサ技術一般). 電気学会研究会資料. MSS, Vol. 2019, No. 1, pp. 1–6, 2019.
- [9] 河村篤男. 現代パワーエレクトロニクス. 数理工学社, 2005.
- [10] Timothy A Burress, Steven L Campbell, Chester Coomer, Curtis William Ayers, Andrew A Wereszczak, Joseph Philip Cunningham, Laura D Marlino, Larry Eugene Seiber, and Hua-Tay Lin. Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System. Technical

- Report March, Oak Ridge National Lab. (ORNL), Oak Ridge, TN (United States). Power Electronics and Electric Machinery Research Facility, 2011.
- [11] Masashi Takeda, Naoki Motoi, Giuseppe Guidi, Yukinori Tsuruta, and Atsuo Kawamura. Driving range extension by series chopper power train of EV with optimized dc voltage profile. *IECON Proceedings*, pp. 2936–2941, 2012.
- [12] Jongwon Heo, Kentaro Matsuo, Pisithkun Hen, and Keiichiro Kondo. Dynamics of a minimum DC link voltage driving method to reduce system loss for hybrid electric vehicles. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2017*, pp. 1–7, 2017.
- [13] 大山和伸, 松野澄和, 矢嶋龍三郎. エアコンにおけるパワエレ技術の変遷と最新動向. *パワーエレクトロニクス学会誌*, Vol. 32, No. 3, pp. 76–82, 2007.
- [14] Lukas Schwager, Arda Tuysuz, Christof Zwyssig, and Johann W. Kolar. Modeling and comparison of machine and converter losses for PWM and PAM in high-speed drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 2, pp. 995–1006, 2014.
- [15] Daisuke Takei, Hiroshi Fujimoto, and Yoichi Hori. Load Current Feedforward Control of Boost Converter for Downsizing the Output Filter Capacitor. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 135, No. 5, pp. 457–466, 2015.
- [16] Robert w. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics Second Edition*. Springer, 2001.
- [17] Aviti Mushi, Sakahisa Nagai, Hidemine Obara, and Atsuo Kawamura. Fast and Robust Non-linear Deadbeat Current Control for Boost Converter. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 5, pp. 311–319, 2017.
- [18] Gerben M. Scheepmaker, Rob M.P. Goverde, and Leo G. Kroon. Review of energy-efficient train control and timetabling. *European Journal of Operational Research*, Vol. 257, No. 2, pp. 355–376, 2017.
- [19] P. G. Howlett, P. J. Pudney, and Xuan Vu. Local energy minimization in optimal train control. *Automatica*, Vol. 45, No. 11, pp. 2692–2698, 2009.
- [20] Shuai Su, Xiang Li, Tao Tang, and Ziyou Gao. A subway train timetable optimization approach based on energy-efficient operation strategy. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, Vol. 14, No. 2, pp. 883–893, 2013.
- [21] 高聖英, 古関隆章, 宮武昌史. 動的計画法を用いた列車運転曲線最適化問題の求解法. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 125, No. 12, pp. 1084–1092, 2005.

- [22] Ning Zhao, Clive Roberts, Stuart Hillmansen, Paul Western, Lei Chen, Zhongbei Tian, Tingyu Xin, and Shuai Su. Train trajectory optimisation of ATO systems for metro lines. *2014 17th IEEE International Conference on Intelligent Transportation Systems, ITSC 2014*, pp. 1796–1801, 2014.
- [23] Youneng Huang, Huazhen Yu, Jiateng Yin, Helei Hu, Shuai Bai, Xianhong Meng, and Mingzhu Wang. An integrated approach for the energy-efficient driving strategy optimization of multiple trains by considering regenerative braking. *Computers and Industrial Engineering*, Vol. 126, No. October 2017, pp. 399–409, 2018.
- [24] Pengling Wang and Rob M.P. Goverde. Multi-train trajectory optimization for energy-efficient timetabling. *European Journal of Operational Research*, Vol. 272, No. 2, pp. 621–635, 2019.
- [25] Ignacio Villalba Sanchis and Pablo Salvador Zuriaga. An Energy-efficient Metro Speed Profiles for Energy Savings: Application to the Valencia Metro. *Transportation Research Procedia*, Vol. 18, No. December, pp. 226–233, 2016.
- [26] 渡邊翔一郎, 佐藤安弘, 古関隆章, 水間毅, 田中龍治, 宮路佳浩, 磯部栄介. 自動列車運転装置を用いた省エネルギー運転制御手法の実証試験. 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol. 137, No. 12, pp. 924–933, 2017.
- [27] 木村幸男, 古賀澄夫. エネルギー最小を考慮した列車運転曲線の作成. 計測と制御, Vol. 19, No. 10, pp. 972–978, 1980.
- [28] 熊澤一将, 佐藤圭介, 小川知行. 局所的な省エネ運転操作を組み合わせた省エネ運転支援システムの開発. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 135, No. 4, pp. 368–375, 2015.
- [29] 小川知行, 熊澤一将, 杉田憲亮, 今村洋一, 美濃部晋吾, 川村淳也, 岩崎正憲. ブレーキノッチ選択による省エネ運転の検証試験. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 134, No. 12, pp. 1022–1030, 2014.
- [30] 高木亮, 曾根悟. 列車群制御のための省エネルギー運転パターンに関する研究. 電気学会研究会資料. TER = The papers of Technical Meeting on "Transportation and Electric Railway", IEE Japan, Vol. 1992, No. 43, pp. 61–66, 1992.
- [31] 藤森英男. 運転電力の省エネルギー技術. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 117, No. 1, pp. 4–7, 1997.
- [32] 影山真佐富, 平松英, 杉本祥一. 実践的な省エネ運転方法の効果検証. *R&M : Rolling stock & machinery*, Vol. 23, No. 11, pp. 38–42, 2015.

- [33] 美浦健. 省エネルギーと速達性を両立する電気鉄道車両の運転設計法. PhD thesis, 東京大学, 2017.
- [34] 宮武昌史. 省エネルギーな列車ダイヤ作成のための簡易数理モデル. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 131, No. 6, pp. 860–861, 2011.
- [35] Wataru Ohnishi, Thomas Beauduin, and Hiroshi Fujimoto. Preactuated Multirate Feedforward Control for Independent Stable Inversion of Unstable Intrinsic and Discretization Zeros. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 24, No. 2, pp. 863–871, 2019.
- [36] R. Middlebrook and Slobodan Cuk. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34, 1976.
- [37] 原島博, 堀洋一. 工学基礎ラプラス変換と z 変換. 数理工学社, 2004.
- [38] Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori, and Atsuo Kawamura. Perfect Tracking Control Method Based on Multirate Feedforward Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 3, pp. 636–644, 2001.
- [39] Santosh Devasia, Degang Chen, and Brad Paden. Nonlinear inversion-based output tracking. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 41, No. 7, pp. 930–942, 1996.
- [40] Takuya Sogo. On the equivalence between stable inversion for nonminimum phase systems and reciprocal transfer functions defined by the two-sided Laplace transform. *Automatica*, Vol. 46, No. 1, pp. 122–126, 2010.
- [41] Guomin Li, K. M. Tsang, and S. L. Ho. A novel model-following scheme with simple structure for electrical position servo systems. *International Journal of Systems Science*, Vol. 29, No. 9, pp. 959–969, 1998.
- [42] 電気鉄道ハンドブック編集委員会. 電気鉄道ハンドブック. コロナ社, 2007.
- [43] 堀内俊夫. リニア地下鉄—東京都営地下鉄12号線—. 電気学会誌, Vol. 119, No. 3, pp. 144–147, 1999.
- [44] 渡邊翔一郎, 古関隆章, 磯部栄介. リニア駆動鉄道の効率測定結果に基づく省エネルギーATOの設計と性能評価. 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 137, No. 6, pp. 460–468, 2017.

発表文献

論文誌

1. 三好正太・古関隆章・渡邊翔一郎・磯部栄介・川下潤：「リニア駆動鉄道の加速度向上による省エネルギー自動運転手法とその評価」，電気学会論文誌 D，一般社団法人電気学会（査読有，採録決定済）

国際会議論文

1. T.Koseki, S.Miyoshi, S.Watanabe, E.Isobe T.Mizuma: Technical Efforts for Energy-Saving Operation of Linear Metros in Japan" in Proc. The 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Neuchâtel, Switzerland, Jul. 2019. (査読有，口頭)

国内会議論文

1. 三好正太・古関隆章・磯部栄介・川下潤：「リニア駆動鉄道の加速度向上による省エネルギー自動運転の性能評価」，平成 30 年交通・電気鉄道/フィジカルセンサ合同研究会資料，TER-18-029, PHS-18-004, pp.21-26, 愛知，2018 年 3 月。(査読無，口頭)
2. 三好正太・古関隆章・磯部栄介・川下潤：「リニア駆動鉄道の加速度向上による省エネルギー自動運転」，NU-Rail2018，東京，2018 年 3 月。(査読無，口頭)
3. 三好正太・古関隆章・渡邊翔一郎・磯部栄介：「電気鉄道の省エネルギー運転手法の評価に有用な駅間走行時分と消費電力量の実測値の可視化」，平成 30 年交通・電気鉄道研究会資料，TER-18-062, pp.1-6, 愛知，2018 年 7 月。(査読無，口頭)
4. 三好正太・古関隆章・磯部栄介・川下潤：「リニア駆動鉄道の加速度向上による省エネルギー自動運転の性能評価」，平成 30 年第 55 回鉄道サイバネ・シンポジウム，一般社団法人日本鉄道技術協会，大阪，2018 年 11 月（学生優秀論文受賞に伴う招待講演）

5. 三好正太・大西亘・古関隆章・佐藤基：「昇圧型 DC-DC コンバータの Preactionation による出力電圧過渡応答の精密制御法」，令和元年半導体電力変換/モータドライブ合同研究会資料 SPC-19-124, MD-19-090, 岩手, 2019 年 9 月（査読無，口頭）
6. 三好正太・古関隆章・水間毅・渡邊翔一郎・磯部栄介：「列車加速度性能向上による省エネルギー自動列車運転と路線全体の省エネルギー戦略策定法」，令和元年第 26 回鉄道技術連合シンポジウム, 東京, 2019 年 12 月.（査読無，ポスター）
7. 三好正太・大西亘・古関隆章・佐藤基：「修正非因果的フィルタを用いたマルチレートフィードフォワード制御による昇圧コンバータの出力電圧過渡応答改善」，令和元年半導体電力変換/モータドライブ合同研究会資料 SPC-20-034, MD-20-034, 大阪, 2020 年 1 月（査読無，口頭）

特許

1. 佐藤基，大西亘，三好正太，古関隆章，電気機械装置を小型化する発明（申請中）

受賞

1. 「学生優秀論文」三好正太・古関隆章・磯部栄介・川下潤：「リニア駆動鉄道の加速度向上による省エネルギー自動運転の性能評価」，平成 28 年交通・電気鉄道/フィジカルセンサ合同研究会資料，TER-18-029, PHS-18-004, pp.21-26, 『一般社団法人日本鉄道技術協会鉄道サイバネ・シンポジウム』，2018 年 11 月.