

回生エネルギー有効活用による
直流電気鉄道システムの省エネルギー化に関する研究

2019年1月

千葉大学大学院 工学研究科
人工システム科学専攻 電気電子系コース
小林 宏 泰

(千葉大学審査学位論文)

回生エネルギー有効活用による
直流電気鉄道システムの省エネルギー化に関する研究

2019年1月

千葉大学大学院 工学研究科
人工システム科学専攻 電気電子系コース
小林 宏 泰

要旨

本論文は、直流電気鉄道システムの省エネルギー化を目的とし、直流き電ネットワークに接続される電力変換回路の制御法やその制御系設計法に焦点を当てた研究である。

一般的な直流電気鉄道システムはダイオード整流器による電力供給を行っているため、回生エネルギーは全て直流ネットワーク内で消費されなければならない。本研究では、上記の課題によって現状では十分に活用できていない回生エネルギーの有効活用による直流電気鉄道システムのエネルギー効率向上を目的とし、以下の2点について検討を行った。

- (1) 回生パワー向上を目的とした回生ブレーキ制御系設計法
- (2) 最大限の回生エネルギー吸収・再利用のための蓄電装置の電力制御法

直流電気鉄道では、負荷電力と回生電力をバランスさせるための回生ブレーキ制御が車両駆動用インバータに実装されている。この制御系のゲインについて、省エネルギー効果と主回路安定性のトレードオフ関係が知られており、列車の運動エネルギーを回生エネルギーとして最大限活用するためには、この制御ゲインを極力大きくすることが望ましい。そこで(1)では、安定性を保つ範囲内で最大のゲインを設計するため、安定性の観点からワーストケースとなる高速域に着目した新しいモデルに基づく制御ゲイン設計法を提案した。また、提案設計法について、実スケールの駆動システムを用いた実験検証を行うとともに、試運転によるゲインを上げた際の省エネルギー効果の検証を行った。

回生エネルギー有効活用のため、地上に設置した蓄電装置によって余剰の回生エネルギーを吸収・再利用するシステムが提案されている。しかし、そのシステムの電力制御法については、システムの電流を制御する方式と電圧を制御する方式が提案されており、これまで両者の比較は行われていなかった。そこで(2)では、システムの動特性の解析を行い、電圧制御方式が省エネルギー効果の観点から優位性を有することを明らかにするとともに、地上蓄電システムにおける電力制御法の設計指針を提案した。

本研究は、直流電気鉄道ネットワークに接続される電力変換回路の制御の改良に着目し、鉄道システムの省エネルギー性という価値を更に高めるものである。

Abstract

This paper deals with a control strategy or a method to design control system of power converters which are connected to DC-electrified railway network for the purpose of energy saving in DC-electrified railway system.

It is generally said that regenerative energy should be consumed in the DC network because substations which supply power to DC-electrified railway system consist of diode rectifier. Therefore, this study aims at effective utilization of regenerative energy which is wasted because of that technical issue in DC-electrified railway system. For this purpose, this study focused on 2 solutions which are shown below.

- (1) A method to design of regenerative brake control system for increase of regenerative brake power
- (2) A power control strategy of wayside energy storage system for maximum absorption / reuse of regenerative brake energy

In DC-electrified railway, regenerative brake control which regulates regenerative power corresponding to load power is generally applied. In terms of the proportional gain of this regenerative brake control system, a trade-off relationship between energy-saving effect and stability of the traction circuit is generally known. Considering this trade-off relationship, the proportional gain should be higher for effective utilization of kinetic energy of the vehicle as regenerative energy. In (1), a method to design the proportional gain based on a new model considering high speed region as a worst case from the viewpoint of stability of the traction circuit was proposed. The proposed method can design maximum gain which keeps the traction circuit stable. The proposed method was verified by experiment with real-scaled traction system. Furthermore, experimental running test was performed to verify energy saving effect of high proportional gain of regenerative brake control system.

“Wayside energy storage system (WESS),” which can absorb / reuse surplus regenerative brake energy by utilizing energy storage devices (ESDs) introduced along the wayside, is proposed. As a power control strategy for WESS, 2 control strategies have been proposed. One control strategy is current based control. and the other is voltage based control. However, there are no comparison between these 2 control strategies. In (2), characteristics of each control strategy was revealed from the viewpoint of energy saving through a dynamic analysis.

目次

第1章 緒論	1
1.1. 研究背景	1
1.1.1. 鉄道への期待と地球環境問題への取り組み	1
1.1.2. 電気鉄道システムの分類とその特徴	3
1.1.3. 直流電気鉄道システムの電気的特徴	6
1.1.4. 直流電気鉄道システムにおける回生ブレーキの位置付け	7
1.1.5. 回生エネルギーに着目した省エネルギー化手法	10
1.1.6. 軽負荷回生制御系設計	15
1.1.7. 地上蓄電システム	15
1.2. 研究目的	15
1.3. 本論文の構成	16
第2章 軽負荷回生制御と地上蓄電システムの概要	17
2.1. 直流電気車の駆動システム概要	17
2.1.1. 駆動回路	17
2.1.2. 車両駆動用インバータ制御	18
2.1.3. すべり周波数形ベクトル制御	21
2.1.4. 1パルスベクトル制御	32
2.1.5. 軽負荷回生制御系	33
2.1.6. ダンピング制御系	34
2.2. 地上蓄電システム	36
2.2.1. 想定システムと等価回路モデル	36
2.2.2. 電流制御方式	38
2.2.3. 電圧制御方式	40
2.2.4. 地上蓄電システムの実用例	41

第3章 軽負荷回生制御系のゲイン向上による省エネルギー化……45

3.1. 静特性解析……………	45
3.1.1. 軽負荷回生状態の静特性……………	45
3.1.2. 「遠負荷回生状態」の静特性……………	47
3.2. 軽負荷回生状態と遠負荷回生状態の比較……………	50
3.2.1. 想定車両及び線路条件……………	50
3.2.2. 動作点の導出……………	52
3.2.3. シミュレーションによる検証……………	54

第4章 高速域の安定性を考慮した軽負荷回生制御系設計法……57

4.1. 高速域を想定した軽負荷回生制御系のモデル化……………	57
4.1.1. 誘導電動機モデル……………	57
4.1.2. 1パルスベクトル制御……………	59
4.1.3. 駆動用インバータ……………	60
4.1.4. 車両主回路及びき電回路……………	60
4.1.5. 軽負荷回生制御器とダンピング制御……………	61
4.1.6. 1パルスベクトル制御を想定した軽負荷回生制御系……………	61
4.2. 導出モデルの妥当性検証……………	63
4.2.1. 実験条件……………	63
4.2.2. 実験条件下での軽負荷回生制御系モデルの理論解析……………	63
4.2.3. 導出モデルの検証……………	66
4.3. 提案する軽負荷回生制御系設計法……………	68
4.3.1. 極配置に基づく軽負荷回生制御系設計法……………	68
4.3.2. 実車両への提案設計法の適用……………	68
4.3.3. 実スケールモデルによる実験検証……………	70

第5章 高速域の安定性を考慮した軽負荷回生制御系設計法による

省エネルギー効果検証……………74

5.1. 現車試験条件……………	74
5.2. 小田急電鉄多摩線での試験結果……………	77
5.2.1. 試験結果の解析……………	77
5.2.2. 理論検討と試験結果の比較……………	81
5.2.3. 回生電力量に関する評価……………	83

5.3. 小田急電鉄全線での試験結果	84
第6章 地上蓄電システムの電力制御法に関する理論検討	85
6.1. 地上蓄電システムの電力制御法の動特性解析モデル	85
6.1.1. 電流制御方式における動特性解析モデル	85
6.1.2. 電圧制御方式における動特性解析モデル	86
6.2. 動特性解析結果	86
6.2.1. 動特性解析条件	86
6.2.2. 動特性解析結果	88
第7章 地上蓄電システムの電力制御法に関する	
理論検討結果の検証	91
7.1. ミニモデル実験条件	91
7.1.1. ミニモデル実験条件	91
7.1.2. ミニモデル実験結果	94
7.2. 省エネルギー効果に関する検証	99
7.2.1. 実スケールモデル概要	99
7.2.2. 実スケールモデルの動特性解析	101
7.2.3. 数値シミュレーション結果	103
第8章 結論	108
8.1. 本研究の成果	108
8.2. 今後の課題	110
参考文献	111
謝辞	116
発表論文等	118

第1章

緒論

1.1. 研究背景

1.1.1. 鉄道への期待と地球環境問題への取り組み

直流電気鉄道は、人やモノの大量輸送が可能であることから、世界中で普及している陸上輸送システムである。日本でも、明治5年に新橋・横浜間で初めて鉄道が運行を開始して以降、現在に至るまで、日本の主要な輸送手段としての地位を確固たるものにしていく。

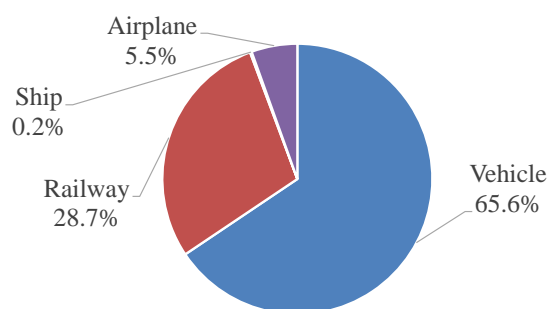


図 1-1. 日本の輸送手段別の旅客輸送量の内訳⁽¹⁾

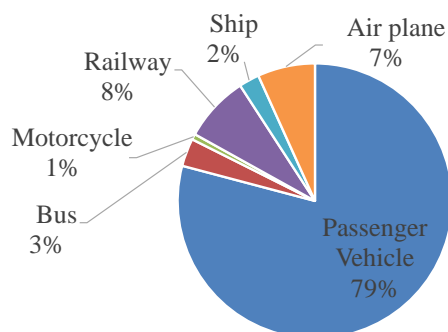


図 1-2. 旅客輸送部門の消費エネルギーの内訳⁽²⁾

一方、近年世界中で問題視されている化石燃料の枯渇や地球温暖化といった地球環境問題の解決という観点からも、鉄道システムは優位性を有している。図 1-1 に日本の輸送手段別の旅客輸送量の内訳を示す⁽¹⁾。これによると、旅客輸送の約 65.6%を自動車担っているのに対し、鉄道は 28.7%を担っている。一方、日本における旅客輸送部門の消費エネルギーの輸送手段毎の内訳を図 1-2 に示す⁽²⁾。このデータによると、旅客輸送部門の消費エネルギーの内、自家用車が 79%を占めているのに対し、鉄道はわずか 8%である。これらのデータから、鉄道は約 3 割近い旅客輸送量を担っているにも関わらず、そのエネルギー消費の割合が低いことが明らかである。これは、まさに鉄道の環境性能の高さを如実に示すデータである。鉄道システムがこのような特徴を持つ主な理由として、鉄のレール上を鉄の車輪で駆動するというシステム構成に起因する低走行抵抗という特徴と、電気鉄道システムにおける回生ブレーキ(車両駆動用電動機を発電機として作用させ、車両の運動エネルギーを電気エネルギーに変換することで得られる制動力)の積極的な活用が挙げられる。

地球温暖化問題に対しては、温室効果ガスの削減に向けて世界規模での取り組みが始まっている。1992 年に「気候変動に関する国際連合枠組条約 (United Nations Framework Convention on Climate Change)」が採択され、地球温暖化対策に世界全体で取り組んでいく枠組みが出来上がった。この条約に基づき、1995 年から気候変動枠組条約締約国会議(COP)が毎年開催されている。その中で、1997 年に京都で開催された気候変動枠組条約第 3 回締結会議(COP3)において、先進国の拘束力のある削減目標を明確に示した「京都議定書」が合意され、2005 年 2 月に発効された。2015 年 11 月 30 日から 2015 年 12 月 13 日にわたって行われた COP21 に先立ち、日本を含めた世界各国は新たな枠組みに対する約束草案を国連気候変動枠組条約事務局に提出した。その約束草案において日本は、2030 年までに 2013 年度比で 26.0%(2005 年度比で 25.4%)の温室効果ガスの削減を掲げ、エネルギー起源の二酸化炭素(CO₂)に関しては、2013 年度比で 25.0%(2005 年度比で 24.0%)の削減を目指している。

ここで、図 1-3 に日本の部門別 CO₂ 排出量の推移を示す⁽³⁾。図 1-3 より、2016 年度のエネルギー起源 CO₂ 排出量(産業部門・運輸部門・業務その他部門・家庭部門・エネルギー転換部門の総和)は 11 億 2800 万 t である。一方、2013 年度のエネルギー起源 CO₂ 排出量は 12 億 3500 万 t であるため、2013 年度比でその削減率は約 8.3%である。したがって、前述した約束草案で掲げる、2030 年度までに CO₂ 排出量を 2013 年度比で 26.0%削減するという目標達成のためには、今後さらなる省エネルギー化への取り組みが求められると考えられる。

ここで、二酸化炭素の排出量における部門毎のシェアを見てみると、運輸部門は産業部門に次ぐ排出量を占めている。このことから、日本が先進国として国際社会に対する責任を果たしていくためにも、運輸部門における更なる省エネルギー化の必要性がうかがえる。なお、2016 年 5 月には、上述の削減目標の達成に向けた具体的な方策を明示した「地球温暖化対策計画」を策定しており、その中で鉄道分野の省エネ化にも言及されている。

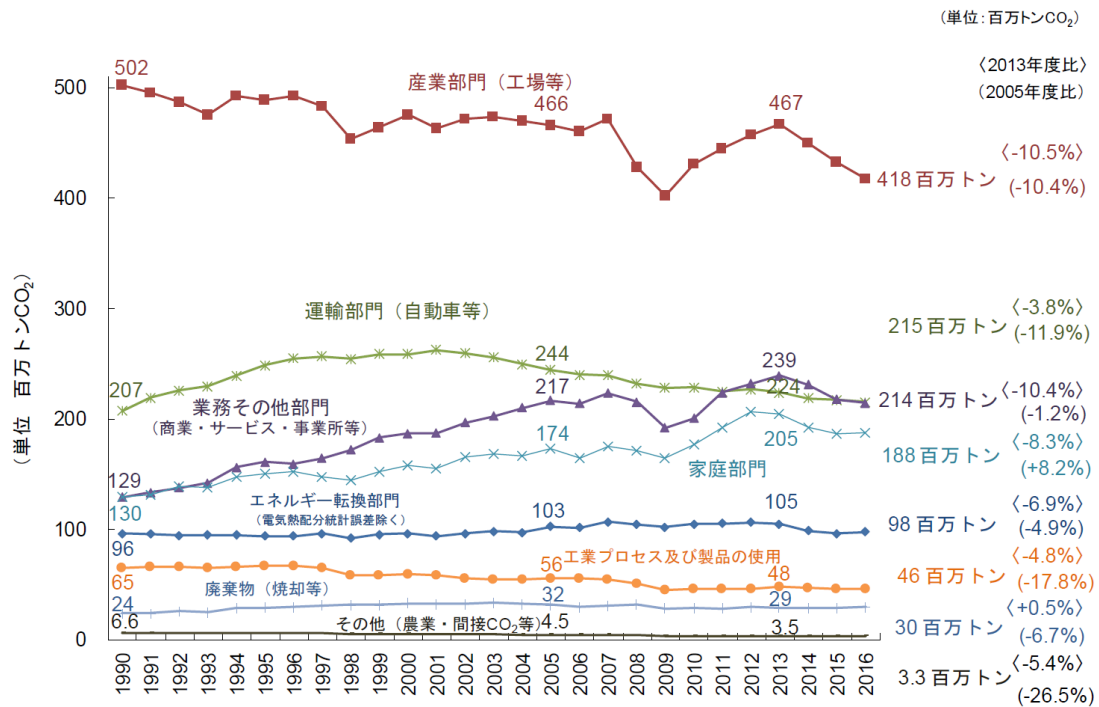


図 1-3. 日本の部門別 CO2 排出量の推移⁽³⁾

1.1.2. 電気鉄道システムの分類とその特徴⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾

電気鉄道システムは、車両への電力供給の方式によって、(a)直流き電方式、(b)交流き電方式に大別することができる。以下に各方式の概要を述べる。なお、表 1-1 に日本で導入されているき電方式の一覧とき電区間延長に対する比率を示す。表 1-1 より、日本では直流き電方式が約 64.5%を占める主要なき電方式であることが分かる。

(a) 直流き電方式

直流き電方式における一般的な回路構成例を図 1-4 に示す。直流き電方式では、一定距離ごとに設けられた変電所(SS: Substation)の整流器(シリコン整流器など)から、電車へ電力が供給される。変電所間隔はき電方式や線路条件(単線・複線など)、標準電圧、編成当たりの電気車パワー、運転間隔などによって異なるが、大都市圏の通勤区間では 3~5km 程度、都市間を結ぶ線区で 10~15km 程度である。一方、地方線区では 20km を超える場合もある。また、直流き電方式では、図 1-4 に示すように、複数の変電所から並列にき電されることが一般的で、このようなき電方式は並列き電方式と呼ばれている。変電所では直流高速度遮断器が用いられ、事故時または作業時のき電区分を行うことができる。

表 1-1. 日本で導入されているき電方式⁽⁶⁾

き電方式	電圧	区間延長比率
直流き電方式	600V	2.8%
	750V	1.7%
	1500V	60.0%
	3000V	0.0%
単相交流き電方式 (商用周波数方式)	20kV	21.0%
	25kV	14.3%
三相交流き電方式	600V	0.3%

(b) 交流き電方式

ここでは、特に単相交流で車両へ電気を送る方法について扱う。交流き電方式における一般的な回路構成例を図 1-5 に示す。交流き電方式では、一定間隔(数十 km)ごとに設けられた変電所のき電用変圧器からき電区分所までの間の電気車に対して電力が供給される。交流き電方式では、沿線に、き電用変電所以外に、き電区分するためのき電区分所 (Sectioning post: SP), 及び限定区分するために補助き電区分所(Sub-Sectioning post: SSP) が設けられている。なお、単相交流き電方式では、「片送りき電方式」と呼ばれる方式を採用しており、車両の運行に必要な電力は、常時 1 つの変電所のみから供給される。これは、変電所相互間の電圧位相が異なるためであり、直流き電方式で行われているような並列き電は行わず、境界となるき電区分所などにはデッドセクション(異相き電区分用セクション)が設けられる。

直流き電方式は、ドイツで初めて実用化され、日本では 1895 年に京都電気鉄道で採用された。その大きな理由は、低速域での起動トルクが大きく、速度制御も容易な直流直巻電動機を電車線電圧からそのまま利用でき、電気車の車上設備が簡単になるためであった。しかし、直流は交流よりも電流の遮断が容易ではないことから、遮断器の構造が複雑になることや、同様の理由で電圧を高くすることが難しく、電流が大きくなるため、短い間隔で変電所を設置する必要があることが課題である。また、直流き電方式では交流き電方式に比べて電圧が低いため、絶縁隔離を短く設定できることにより、トンネル断面を小さくできる等のメリットも有する。このことから、交流き電方式よりも早い時期から直流き電方式は普及し、現在は通勤輸送線区や地下鉄、路面電車では直流き電方式が用いられている。なお、加えて、後述するダイオード整流器による電力供給を行っていることに起因する回生電力利用率の低下といった課題もある。

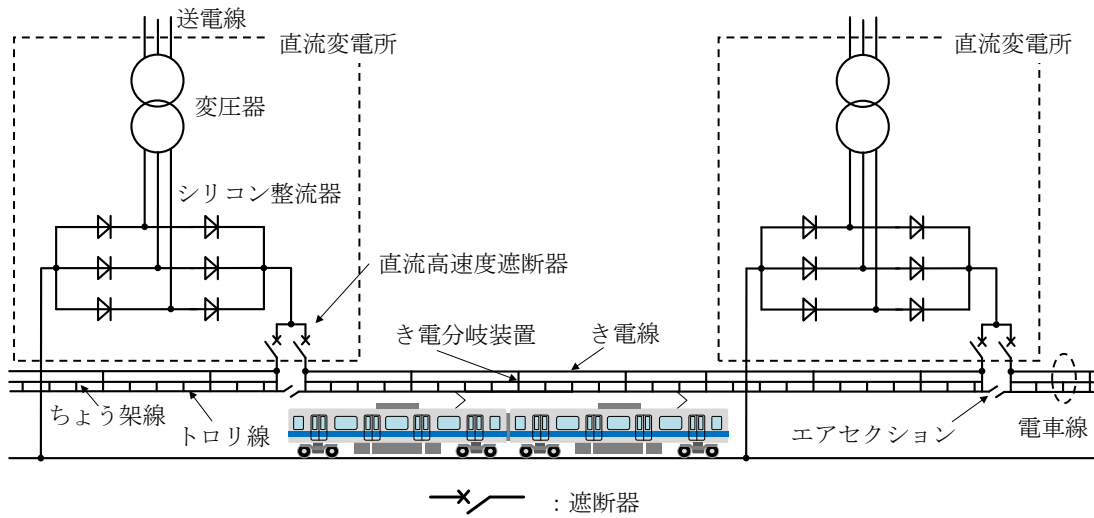


図 1-4. 直流き電方式の一般的な回路構成

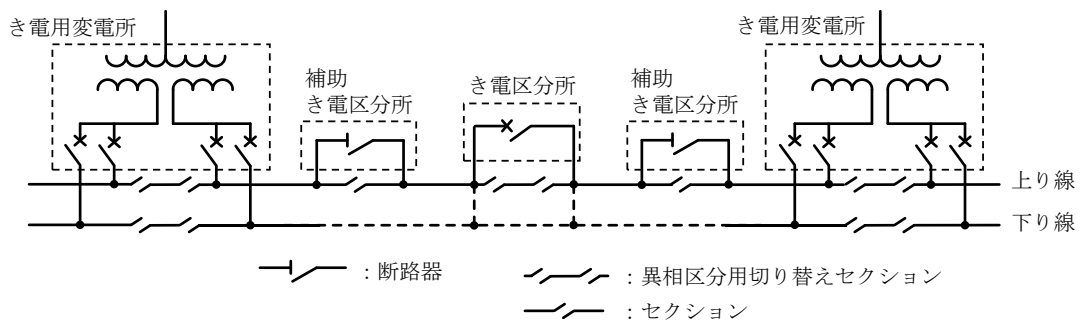


図 1-5. 交流き電方式の一般的な回路構成

一方、交流き電方式では、電力系統の送電線と電車線路を変圧器のみで結ぶ構成を採れるため、変電設備は簡単で、かつき電電圧を直流き電方式よりも高く設定できる。その結果、き電電流が小さく、変電所間隔も長くすることが可能である。上記の理由より、交流き電方式は都市間輸送や新幹線のような高速運転が必要な路線や、運行頻度がそれほど高くない地方路線に適したき電方式といえる。また、単相交流き電方式では、車両の走行に必要な電力を変電所の変圧器によって供給している。そのため、き電側で余剰となった回生電力は容易に系統側へ返すことが可能であり、直流き電方式で課題となる回生電力の利用率低下といった問題は発生しない。一方、車両に変圧器と整流器が必要なことに起因する車上設備の複雑化や重量化、電車線路の絶縁隔離が大きくなるなどの欠点がある。また、車両の単相負荷による三相電源の不均衡・電圧変動や、帰線電流の一部がレールから大地に流出することに起因する誘導障害に対する対策が必要になる。

ここで、直流き電方式及び交流き電方式における回生電力に着目する。これまで述べた通り、交流き電方式は、本質的に回生電力は全て有効活用される。一方、直流き電方式では、変電所がダイオード整流器で構成されているため、現状では回生電力が全て有効活用されているとは言えな

い。そこで本研究では、特に直流電気鉄道システムを対象に、更なる回生電力有効活用を実現する方法について研究を行う。また、表 1-1 に示したように、直流電気鉄道システムは日本で主流の電化方式であるとともに、利用者数が多い都市部において発達していることから、本研究による回生電力有効活用による省エネルギー化のインパクトは非常に大きい。

1.1.3. 直流電気鉄道システムの電気的特徴

本研究で着目する直流電気鉄道の電気的な特徴をまとめると、主に以下の 3 点が挙げられる⁽⁷⁾。

(1) 低電圧大電流:

鉄道負荷は、1 編成で数 MW の負荷をとる反面、直流電圧が 1.5kV と低いため、場合によっては 10kA にも及ぶ低電圧大電流のシステムである。なお、電車は頻繁な力行・回生を行うため、直流電気鉄道システムの電圧変動は非常に大きい。そのため、国交省は「鉄道に関する技術上の基準を定める省令」の第 41 条 5 項において、「電車線の電圧は、列車の適正な運行を確保するため十分な値に保たなければならない」と規定している。電車線路において、一般の送配電線路における「公称電圧」に相当する「標準電圧」を各鉄道事業者が設定している。例えば、JR では標準電圧 1500V、変動範囲の最高電圧を 1800V、最低電圧は主要線区で 1100V、その他では 900V としている⁽⁴⁾。

(2) 回生電力:

移動し、かつ負荷の都合で消費と発電を行う分散電源が直流ネットワーク内に多数存在する。

(3) 不可逆性:

直流 1.5kV は、多くの場合ダイオードによって整流されているため、回生電力は交流系統に逆流しない。すなわち、回生電力とそれを消費する力行車の電力は常にバランスしている必要がある。

一般的な直流電気車は走行に必要なエネルギーは車両に搭載していないため、外部の変電所からき電線を介して電力を供給される必要がある。また、上記の直流電気鉄道システムの特徴でも述べた通り、一般的な変電所は変圧器とダイオード整流器によって構成されているため、直流から交流に変換することは原理的に不可能である。したがって、回生ブレーキによって生じた回生電力を変電所から電力系統へ返すことは不可能であるため、き電線を介して直流ネットワーク内の負荷で消費しなければならない。このためには、回生車が回生ブレーキを使用する際に、近傍に負荷となる他の力行車が在線している必要がある。また、直流電気鉄道システムは上述のように定電圧・大電流システムであることから、き電線のわずかな抵抗値による電圧降下がパワーフローに及ぼす影響が無視できない。すなわち、力行車の消費パワーが十分に大きいにも関わらず、回生車との距離が離れているために回生電力を十分に送ることができない状況も発生し得る。これは、き電線

の抵抗と、直流ネットワークに接続される機器の過電圧保護の観点からき電線の上限電圧が設定されていることに起因する。

もし回生車の近傍に負荷となる力行車が在線していない場合、回生車は回生ブレーキを使用することができず、機械ブレーキによる制動を行うため、車両の運動エネルギーは熱エネルギーとして消費されることになる。これを「回生失効」と呼ぶ。一方、力行車が在線しているが、その消費パワーが回生パワーに対して小さい場合を「軽負荷回生状態」と呼ぶ。両者ともに、回生エネルギーの減少による変電所出力エネルギーの増加、機械ブレーキの摩耗によるメンテナンスの増加等の問題が生じる。

また、力行車の消費パワーが十分に大きいにも関わらず、回生車との距離が離れているために回生電力を十分に送ることができない状況も発生し得る。これは、き電線の抵抗と、直流ネットワークに接続される機器の過電圧保護の観点からき電線の上限電圧が設定されていることに起因する。本論文では、この状況を「遠負荷回生状態」と定義し、上記の軽負荷回生状態と明確に区別して扱うこととする⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

1.1.4. 直流電気鉄道システムにおける回生ブレーキの位置付け⁽⁵⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾

ここでは、本研究で着目する回生ブレーキについて、直流電気鉄道システムの中での位置づけを明確化する。

まず、鉄道車両駆動において一般的に用いられる誘導電動機のすべりトルク特性を図 1-6 に示

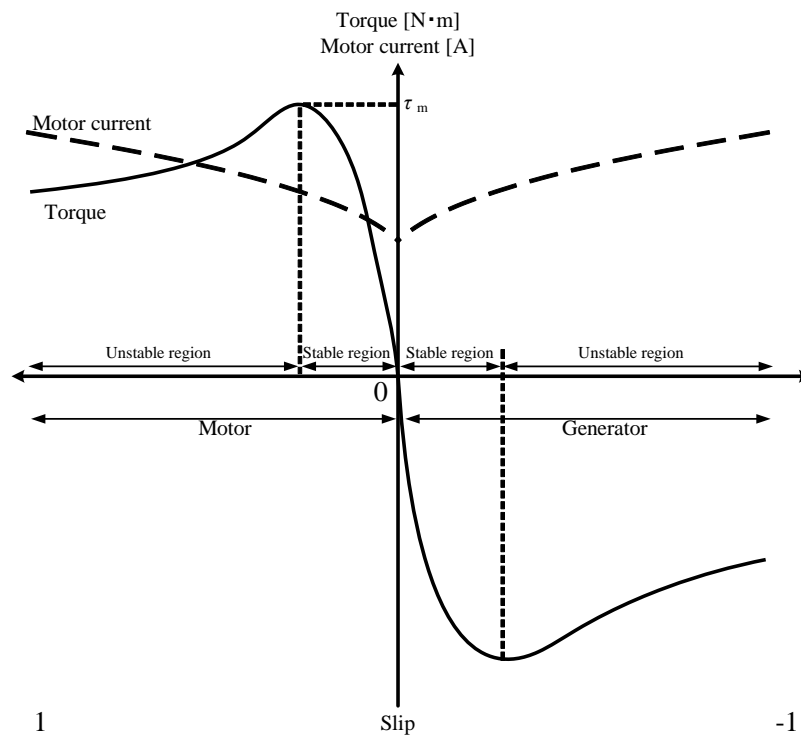


図 1-6. 誘導電動機のすべりトルク特性

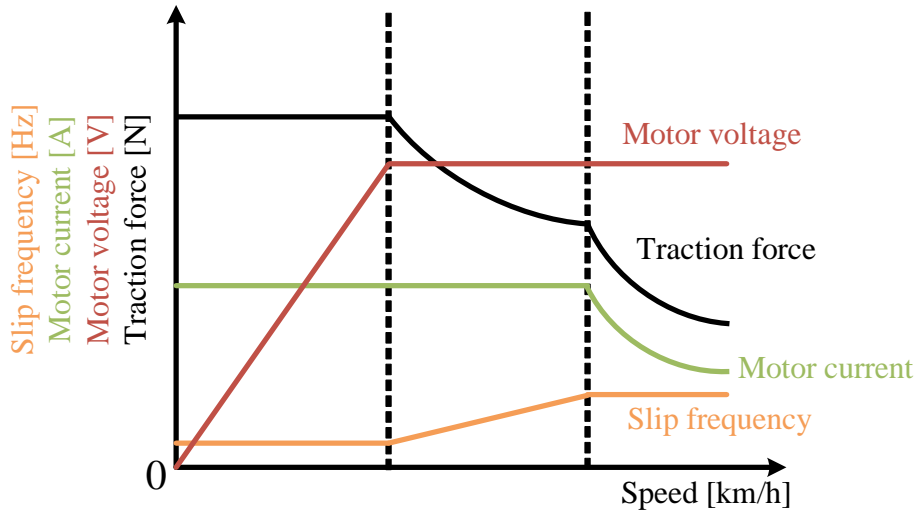


図 1-7. 誘導電動機駆動における速度に対する各種特性

す。停止状態となっていた回転子が回転を始める(すべり $s = 1$)と、すべり s が小さくなるとともにトルクが大きくなり、最大値 τ_m に達した後、 $s = 0$ に向かってトルクが減少する。このときの最大トルク τ_m を停動トルクと呼び、誘導電動機に印加される電圧及び周波数によって変化する。停動トルクの点を境に、すべりが 0 に近づく領域を安定領域、すべりが 1 に近づく領域を不安定領域と呼び、誘導電動機はすべりが小さい安定領域で運転される。なお、モータ回転周波数より小さい周波数を印加する($s < 0$)ことで、負のトルクが発生する領域での運転となる。この領域が発電機として動作する領域であり、力行時のトルク特性をほぼ逆向きにした特性になる。ただし、回生時にモータに印加される最大電圧は力行時よりも高いため、両者のトルク特性は正確には異なる。

図 1-7 に鉄道車両駆動における誘導電動機制御に一般的に用いられる、三相電圧形インバータ(VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) インバータ)による誘導電動機駆動システムの特性を示す。低速域では、すべり周波数を固定してモータに印加する電圧と周波数の比を一定に保つことで、モータ電流及び磁束を一定に制御する。この領域はトルクが一定になるように制御されることから、定トルク領域と呼ばれる。しかし、直流電気鉄道システムでは、インバータの直流入力電圧が架線電圧で制限されるため、定トルク領域の終端では、インバータの出力電圧が飽和する。この領域を定電力領域と呼び、すべり周波数を制御することで電流を一定に保つ制御を行い、トルクは速度に反比例して減少する。しかし、すべりは図 1-6 における停動トルクの点よりも大きくすることはできないため、何れかの速度ですべり周波数は上限に達する。この領域を特性領域と呼び、モータ電流は速度に反比例して減少し、モータトルクは速度の 2 乗に反比例して減少する。なお、図 1-7 の特性は力行時及び回生時に当てはまる特性であるが、回生時はインバータ入力電圧が力行時に比べて上昇するため、力行時よりも定トルク領域の終端速度は高くなる。また、図 1-7 から分かるように、モータは本質的に高速域でトルクが減少する特性を持つ。したがって、直流電気鉄道

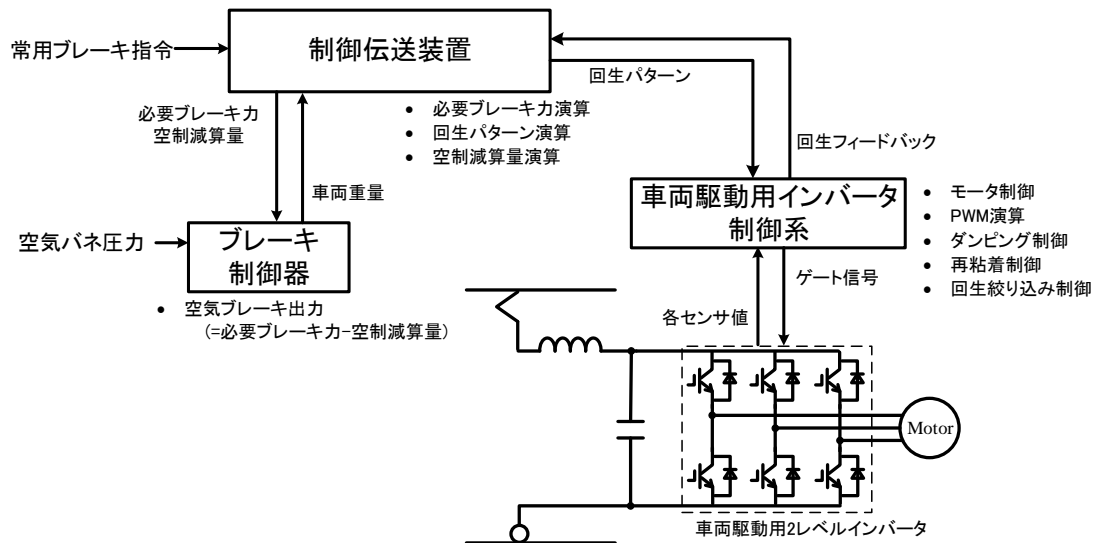


図 1-8. 常用ブレーキの構成と各機能

車両駆動において、特に高速域ではモータのみで列車全体の制動力をカバーすることは難しく、回生ブレーキでの不足分を他のブレーキで補う必要がある。

上記の理由から、近年の直流電気鉄道車両は、回生ブレーキで負担しきれない分を空気ブレーキで補足するという「電空協調制御」を採用している。さらに、制御伝送装置によって列車全体のブレーキ力を一括管理し、回生ブレーキを最大限に活用した制動を行うことで、更なる省エネルギー化を実現する。直流電気鉄道車両のブレーキには、常用ブレーキ・非常ブレーキ・保安ブレーキ・耐雪ブレーキ・抑速ブレーキ・留置ブレーキ等、用途に応じた様々なものがあるが、ここでは常用ブレーキについて解説する。

常用ブレーキとは、走行中の列車減速・停止のために常用するブレーキを指す。主な機能として、乗客の乗車率に依らず減速度を一定とするための「応荷重制御」と、回生ブレーキの優先制御がある。ここで、常用ブレーキ制御の概略図を図 1-8 に示す。制御伝送装置は、ブレーキ設定器(運転士のブレーキ扱い)や保安装置からの常用ブレーキ指令と、ブレーキ制御器からの車両質量情報を受け取り、列車全体の必要ブレーキ力と回生パターンを演算する。車両駆動用インバータ制御系では、受け取った回生パターンと他の各種制御を組み合わせた結果として、インバータのゲート信号を生成するとともに、作用したブレーキ量を回生フィードバックとして制御伝送装置に返す。制御伝送装置にて、この回生フィードバックを空制減算量に変換し、ブレーキ制御器に必要ブレーキ力と空制減算量を送信する。各車両のブレーキ制御器は、必要ブレーキ力から空制減算量を引いた分のブレーキ力を空気ブレーキとして作用させる。このように、常用ブレーキは回生ブレーキを優先的に用いる構成となっていることが分かる。また、付随車(T車)優先遅れ込め制御が一般的に行われている。これは、列車編成中の電動車(M車)の電気ブレーキを優先的に使用し、不足するブレーキ力を同一編成内のT車の空気ブレーキから補足し、編成ブレーキ力を分担する方式である。T車の空気ブレーキでも不足する場合は、M車の空気ブレーキが補足される。

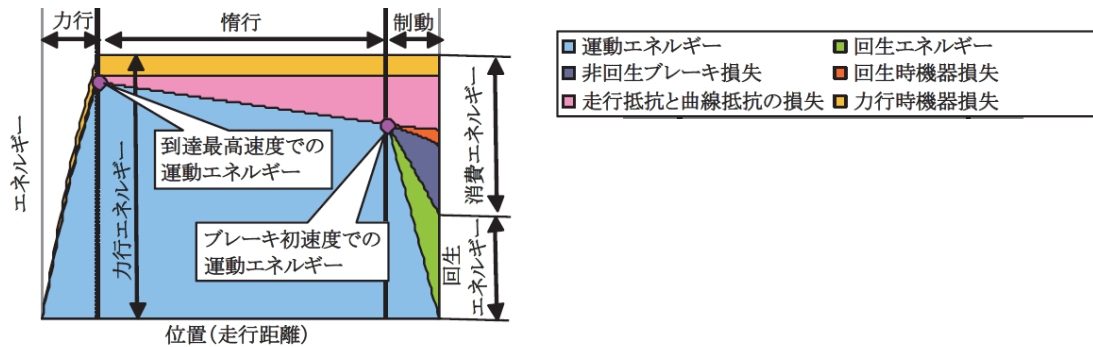


図 1-9. 車両走行時のエネルギー変化⁽¹¹⁾

図 1-9 に車両の運転パターンとその際の消費エネルギーの内訳の一例を示す⁽¹¹⁾。図 1-7 より、車両の走行に伴い、車両の運動エネルギーが変化するとともに、各電気機器における損失及び走行抵抗や曲線抵抗での損失が発生することが分かる。減速時には、前述の電空協調制御によって、回生ブレーキと空気ブレーキの併用による制動を行っており、車両が持つ運動エネルギーの一部を回生エネルギーとして活用していることが分かる。現状、車両の消費エネルギーに対する回生エネルギーの割合は概ね 30～40%程度と言われているが、これよりさらに回生ブレーキを活用することで省エネルギー化に繋がるとともに、ブレーキの制輪子の摩耗を抑えることによるメンテナンスコスト軽減も期待される。

1.1.5. 回生エネルギーに着目した省エネルギー化手法

1.1.3 項で述べたように、直流電気鉄道ネットワーク内で回生ブレーキによる回生電力を有効活用するためには、「回生失効」と「軽負荷回生状態」、及び「遠負荷回生状態」に対処することが必要である。また、1.1.4 項で述べたように、回生ブレーキの有効活用によって空気ブレーキの制輪子のメンテナンス軽減も期待できる。ここで現在、研究開発段階にある、電力変換回路を用いて回生エネルギー有効活用を実現する方策を以下に示す⁽¹²⁾。

- I) 変電所への PWM 整流器の導入⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾
- II) 車両駆動用モータの回生性能向上⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾
- III) 軽負荷回生制御の改良⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾
- IV) 蓄電装置の応用⁽²⁴⁾⁽⁴⁶⁾

方策 I では、変電所のダイオード整流器を双方向に電力変換が可能な PWM 整流器に変更し、回生電力を電力系統へ返すことで省エネルギー化が図られている(図 1-10)。しかし、ダイオード整流器と比較して、PWM 整流器は高価格であるため、全変電所に導入することは難しく、費用対効果の観点から純粋に省エネルギー化を目的とした導入例はわずかである。なお、つくばエクスプレス(2005 年 8 月開業)では路線内の全ての変電所が PWM 整流器で構成されているが、これは

ートの延長上に立地している気象庁の地磁気観測所(茨城県石岡市柿岡)において、直流電気鉄道からのレールから台地に漏洩する漏れ電流が地磁気擾乱を引き起こすのを防止する目的である⁽⁴⁸⁾。また、PWM 整流器では電力系統が回生電力を受け取ることができるかどうか重要であり、その可否は直流電気鉄道システムとは完全に独立した電力系統側の都合で決まる。すなわち、PWM 整流器による回生吸収効果は、系統側の負荷状態に依存するという不確定要素を持つ。

方策Ⅱの背景として、近年シリコンカーバイド(SiC)を用いた電界効果形トランジスタ(MOSFET)やショットキーバリアダイオード(SBD)の 3.3kV 耐圧のものが実用化され、両者を組み合わせたオール SiC の鉄道車両駆動用回路システムも登場していることが挙げられる⁽¹⁸⁾。SiC-MOSFET は IGBT に比べ高耐圧・低損失であることから、鉄道車両駆動用回路システムそのものの高効率化・小型化が実現可能である。さらに、SiC-MOSFET の低損失という特徴を生かすことにより、IGBT に比べ駆動用モータにより多くの電流を流す設計が可能になる。すなわち、IGBT を用いた主回路システムに対し、定トルク領域の延伸が可能となる(図 1-11)。ここで、1.1.3 項で述べた電空協調制御と考慮すると、図 1-11 の斜線部のように特に高速域で回生ブレーキ力が向上することによって、駆

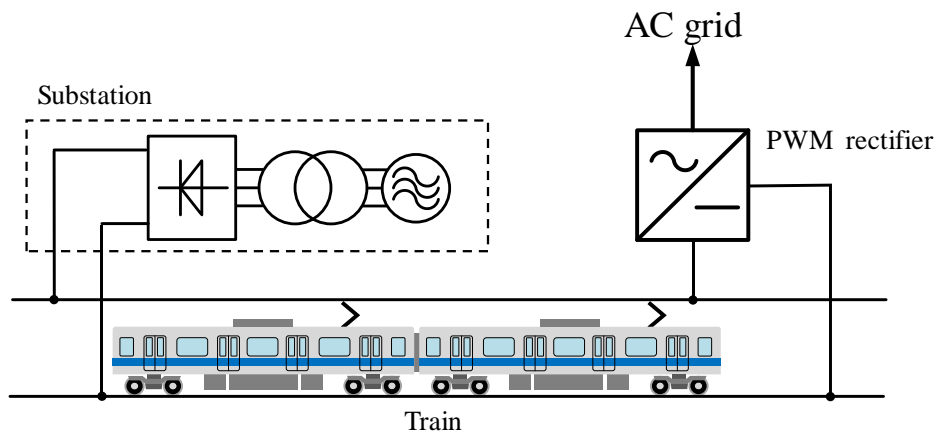


図 1-10. PWM 整流器の構成

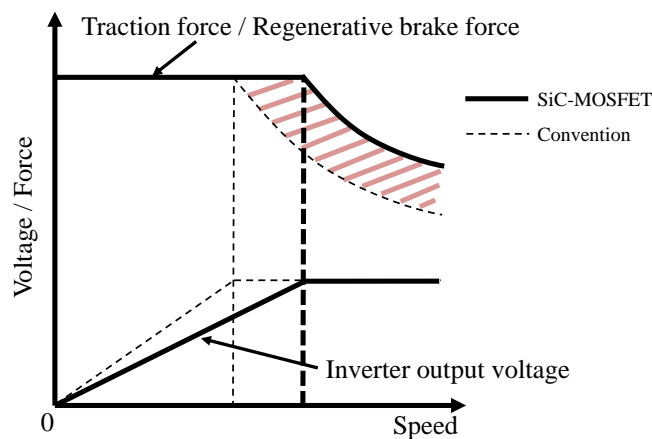


図 1-11. 回生性能向上のイメージ

動用モータの回生ブレーキ力を最大限活用した制動が可能となる。すなわち、鉄道車両のもつ運動エネルギーの内、より多くのエネルギーを電気エネルギーとして鉄道システム内で再利用することができる。しかし、上記の実現のためには、駆動用モータの設計も合わせて最適化することが必須である。すなわち、単にインバータの制御を変更するだけでは十分な回生パワー向上効果は得られず、モータの仕様変更も同時に行う必要がある。加えて、路線内の全ての車両に対して改造を施す必要があるため、導入に高いコストがかかるのが現状である。

方策Ⅲに関して、直流電気鉄道では一般的に回生パワーを負荷とバランスしたパワーに制御する軽負荷回生制御法が用いられる⁽²²⁾。一般的に用いられる軽負荷回生制御系の概略図を図 1-11 に、軽負荷回生制御におけるトルクパターンを図 1-13 に示す。図 1-13 において i_{1q}^* はモータの q 軸電流(トルク電流)指令値(負の値が回生の向き)、 v_{creg} は回生車の FC 電圧、 V_{clim} は回生絞り込み開始電圧、 V_{cmax} は回生絞り込み終端電圧である。図 1-13 に関して、絞り込み領域の傾き k_p を大きくすることで、回生時により高い電圧を保つことができ、その結果としてより遠くの負荷まで省エネルギー効果が向上することが知られている。しかし、図 1-12 に示すように k_p は軽負荷回生制御系のフィードバックゲインとなっているため、過大となった場合は系が不安定となる⁽¹⁸⁾。すなわち、 k_p について省エネルギー効果と主回路安定性のトレードオフ関係があるといえる。このように回生パワー増加を目的として k_p を大きくする方法は、他の手法と比べ省エネルギー効果は小さいが、全て

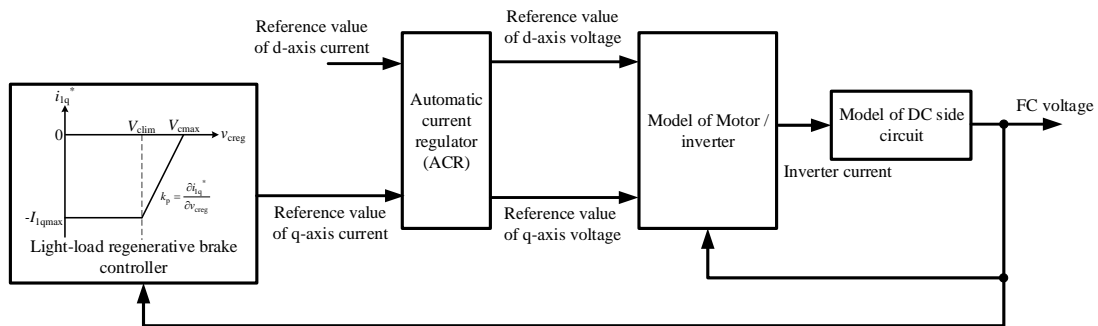


図 1-12. 回生ブレーキ制御系の構成

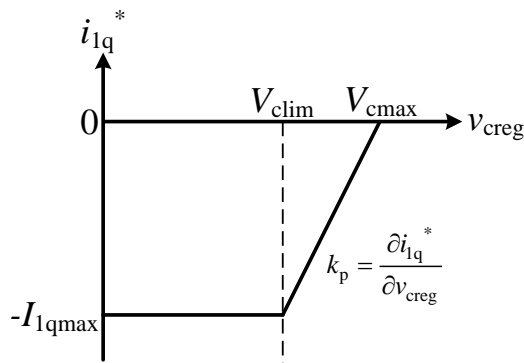


図 1-13. 回生ブレーキ制御パターンの一例

の直流電気車に実装されていることや、ソフトウェアの書き換えのみで実現できることから、低コストに省エネルギー化が実現可能な技術であるといえる。

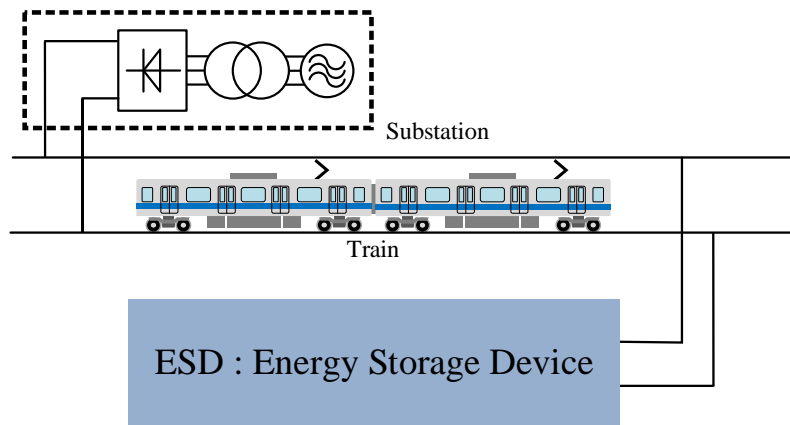
方策Ⅳでは、リチウムイオンバッテリー(Lithium-ion battery)や電気二重層キャパシタ(Electric Double layer capacitor: EDLC)等の蓄電装置を車上もしくは地上に設置することで、回生失効によって無駄になっていた回生エネルギーを一旦蓄電装置に蓄え、必要な時にそのエネルギーを供給することができ、回生エネルギーの有効利用を実現することができる。現在は蓄電装置のコストが高く、費用対効果の観点から導入例は少ないが、蓄電装置の価格が低下すれば、今後さらに導入例が増えてくると考えられる。蓄電応用の方式としては大きく分けて、地上に蓄電装置を設置し、き電系統に挿入する方式^{(24)・(40)}(以下、地上蓄電システム)と、蓄電装置を車上に搭載する方式^{(41)・(46)}(以下、車上蓄電システム)がある。両方式のシステム構成を図 1-13 に、両者のメリット及びデメリットを表 1-2 にまとめる。表 1-2 の通り、車上蓄電方式と地上蓄電方式にはそれぞれメリット・デメリットが存在し、目的に応じて使い分ける必要がある。首都圏の稠密線区では、回生電力は列車相互間で有効利用されるため、本研究では比較的回生失効が発生しやすい近郊線区において回生失効を防止し、回生エネルギーを有効利用するために地上蓄電装置を導入することを考える。また、両システムの導入実績を見ると、地上蓄電システムの方が車上蓄電システムよりも多い。したがって、現時点での蓄電装置の性能を考慮すると、地上蓄電システムの方が現実的な解であるといえる。

本論文では、回生エネルギーの有効活用に焦点を当て、直流電気鉄道システムの高エネルギー効率化を実現する方法を明らかにする。具体的には、直流ネットワークに接続される電力変換器の制御法に着目し、直流ネットワーク内で融通される回生エネルギーを最大化することを目的とする。そこで、本研究で扱うのは以下の2つの技術について検討を行うこととする。

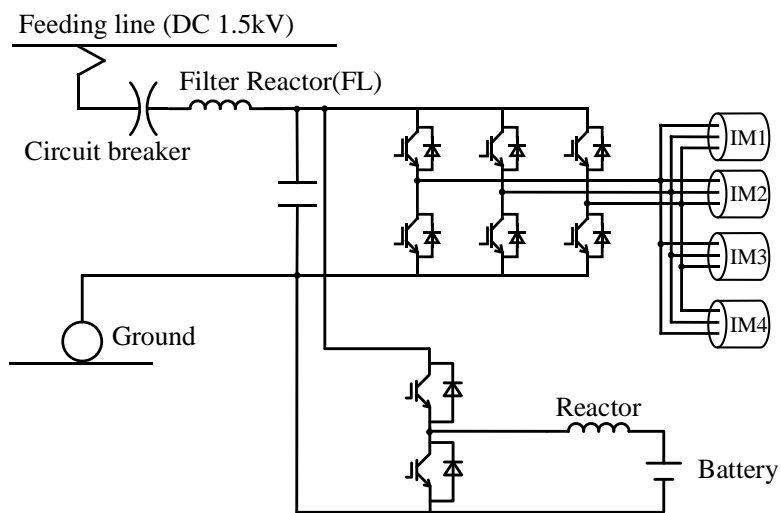
(1) 回生パワー向上に寄与する軽負荷回生制御系設計法の提案

(2) 最大限の回生エネルギー吸収・再利用のための地上蓄電装置の電力制御法の検討

(1)の技術は、車両側の改良に関する他の技術に対し車両駆動用インバータ制御の変更のみで実装可能である点が大きな利点である。したがって、低コストで、かつ従来設計法よりも大きな回生パワー向上効果を得ることが可能になる点で、(1)の検討は有用である。また、(2)の技術は、PWM整流器における系統の負荷といった不確定要素を考慮する必要がないため、回生吸収及び力行アシストにおける制約がPWM整流器に対して少ない。また、蓄電装置応用技術の中でも、現状の蓄電装置の性能を考慮して今後導入が進むと予想される地上蓄電システムについて、その充放電パワーを向上させるための電力制御法設計指針を新しく提案している点で、(2)はメリットを有する。上記の2つの技術について、本論文で解決する課題を1.1.4及び1.1.5項で述べる。



(a) 地上蓄電システム



(b) 車上蓄電システム

図 1-14. 蓄電システムの構成

表 1-2. 地上蓄電システムと車上蓄電システムの比較

	メリット	デメリット
地上蓄電システム	蓄電装置の設置場所の制約が少ない	き電抵抗での電圧降下により、回生吸収／力行アシスト可能範囲が限定される
車上蓄電システム	理論的に全ての回生パワーを吸収可能	蓄電装置搭載スペースが限定される

1.1.6. 軽負荷回生制御系設計

軽負荷回生制御系の制御ゲインに関して、その解析的な設計法が提案されている⁽⁴⁷⁾。文献(47)では、非同期 PWM 領域において、着目する周波数帯域を限定することで簡略化モデルを導出し、そのモデルに基づく軽負荷回生制御系設計法を提案している。しかし、非同期 PWM は主として低速域で用いられ、回生電力が大きくなる高速域では 1 パルスベクトル制御⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾が用いられることが一般的である。非同期 PWM 領域では、ベクトル制御によるモータ電流制御系(Automatic Current Regulator : ACR)の応答が十分早く、10ms 程度の応答が期待できる。一方、1 パルスベクトル制御適用時のモータ電流制御系の応答時定数は、非同期 PWM 領域での応答時定数よりも遅くなる懸念される。しかし、このような高速域の電流制御系の悪化は、文献(47)の設計法では考慮されていない。それに加え、高速域ではモータパワーが増加するため、直流側の振動拡大を招きやすくなることから、高速域を想定したゲイン設計法が実用上必要不可欠である。

1.1.7. 地上蓄電システム

表 1-1 に示した通り、地上蓄電システムのデメリットは、蓄電装置が地上に固定されているがために、回生吸収・力行アシストが可能な距離が限定されることである。本研究ではこのデメリットに着目し、より大きな充放電パワーを実現可能な電力制御法を模索する。

地上蓄電システムの電力制御法について、現状では蓄電装置の電流を直接制御する“電流制御方式(Current Based Control)⁽²⁸⁾⁻⁽³³⁾”と、電力変換器の高圧側電圧を制御する“電圧制御方式(Voltage Based Control)⁽³⁴⁾⁻⁽⁴⁰⁾”が提案されている。国内の導入例を見ると、その大部分が電流制御方式を採用しているが、省エネルギー効果の観点から両者の理論的・実験的な比較は行われていなかった。すなわち、現状では地上蓄電システムの電力制御法の体系的な整理がされていないため、直流電気鉄道の高エネルギー効率化に最大限に寄与するシステム設計において、最適な電力制御法の決定指針を確立することが必要である。

1.2. 研究目的

1.1 節で述べた背景から、本論文では回生エネルギーの有効活用による直流電気鉄道システムの省エネルギー化を目的とし、これの実現のために以下に示す研究を実施した。

- (1) 従来設計法における 1.1.6 項で述べた課題に対し、高速域の 1 パルスベクトル制御を想定した実用的な軽負荷回生制御系のゲイン設計法を提案するとともに、提案設計法による省エネルギー効果を実証した。本研究において、主回路制御の安定性の観点からワーストケースとなる、高速域の 1 パルスモードを想定した軽負荷回生制御系モデルを新たに導出し、そのモデルに基づいたゲイン設計法を提案している点で新規性を有する。なお具体的には、本研究で対象とするシステムは非線形要素を含むため、線形化を考慮した 1 パルスモ

ードにおける軽負荷回生制御系のモデルを提案した。

- (2) 1.1.7 項で述べた課題に対し、地上蓄電システムの電力制御法について電流制御方式と電圧制御方式の両者の特性を明らかにした。本研究は、省エネルギー効果の観点から、地上蓄電システムの電力制御法における電圧制御の優位性を明らかにするとともに、地上蓄電システムの電力制御系設計の指針を提案した点で新規性を有する。

以上(1)及び(2)に関する研究により、直流電気鉄道システムの高エネルギー効率化を実現するとともに、電気鉄道の更なる普及に貢献することが期待される。

1.3. 本論文の構成

第1章では、本研究の背景と目的を述べた。

第2章では、本研究で着目する直流電気鉄道ネットワークに接続される電力変換回路の制御法を中心に、その問題点を交えながら説明する。

第3章から第5章を通じて、提案する回生パワー向上を目的とした軽負荷回生制御系設計法の説明と実験検証結果を示す。まず第3章では、本論文で提案する軽負荷回生制御系設計法について説明する。そして、第4章で実スケールの主回路システムを用いた実験により、提案設計法の妥当性の検証を行った結果を示す。最後に、第5章で提案設計法を適用した際の回生エネルギー向上効果の検証のために、実車を用いた走行試験を行った結果を示す。

第6章から第7章では、最大限の回生エネルギー吸収・再利用のための地上蓄電システムの電力制御法に関する検討結果をまとめる。まず第6章では、地上蓄電装置システムの解析モデルを導出し、そのモデルを基に動特性を明らかにすることで、回生エネルギー吸収・再利用に有利な電力制御法を明らかにする。そして第7章では、実験検証により第6章で得られた理論解析結果の検証を行う。また、実スケールの直流電気鉄道システムを模擬した数値シミュレーションによって、省エネルギー効果についての評価も実施する。

第8章は本論文のまとめである。

第2章

軽負荷回生制御と地上蓄電システムの概要

本章では、潮流電気鉄道システムに接続される電力変換器の制御を中心に、鉄道システムの概要について述べる。まず、直流電気車の駆動システムの概要及び駆動用モータ制御技術について述べた後、本論文で着目する軽負荷回生制御系について説明する。そして、本論文で着目するもう一方のシステムである地上蓄電システムについても、実用例の紹介等を通じて“電流制御方式”“電圧制御方式”について説明する。

2.1. 直流電気車の駆動システム概要

2.1.1. 駆動回路⁽⁵¹⁾

電気鉄道車両駆動において、19世紀の実用当初より駆動用電動機として直流電動機が用いられてきた。その理由としては、直流電動機は印加電圧を変えることで可変速運転が可能であり、分圧抵抗のつなぎ替えなど、当時の技術で床下搭載可能な機器で駆動システムを構成できたことが挙げられる。しかし、直流電動機駆動方式固有の課題として、整流子とブラシのメンテナンスを要することや、フラッシュオーバーがあげられる。また、抵抗制御であれば、主回路の接触器のメンテナンスも必要となる。さらには、電気鉄道では起動トルクが大きくとれる直巻電動機が用いられるが、技術的に回生ブレーキが難しい等のデメリットもある。上記課題を解決する方法として、インバータを用いた誘導電動機の可変速運転技術を鉄道車両駆動に用いることが望まれていた。そんな中、逆導通サイリスタ (Reverse Conducting Thyristor, RCT) の適用を経て 1980 年代後半に直流 DC1.5kV 電化区間の車両の駆動用インバータに適用可能な 4.5kV 耐圧のゲート・ターンオフ・サイリスタ (Gate Turn Off Thyristor, GTO) が実用化されるに至り、誘導電動機による鉄道車両駆動が普及した。以来、鉄道車両駆動におけるパワーエレクトロニクスの本格適用が始まった。

直流電気車の一般的な駆動回路を図 2-1 に示す。インバータ直流側の直近には、スイッチングによる電流を平滑化して電圧を一定に保つためのフィルタキャパシタ (Filter Capacitor, FC) が並列接続され、その先にはインバータの短絡事故時などの際の事故電流の増加率を制限し、遮断器が作動するまでの時間を確保するためのフィルタリアクトル (Filter Reactor, FL) が直列接続されてい

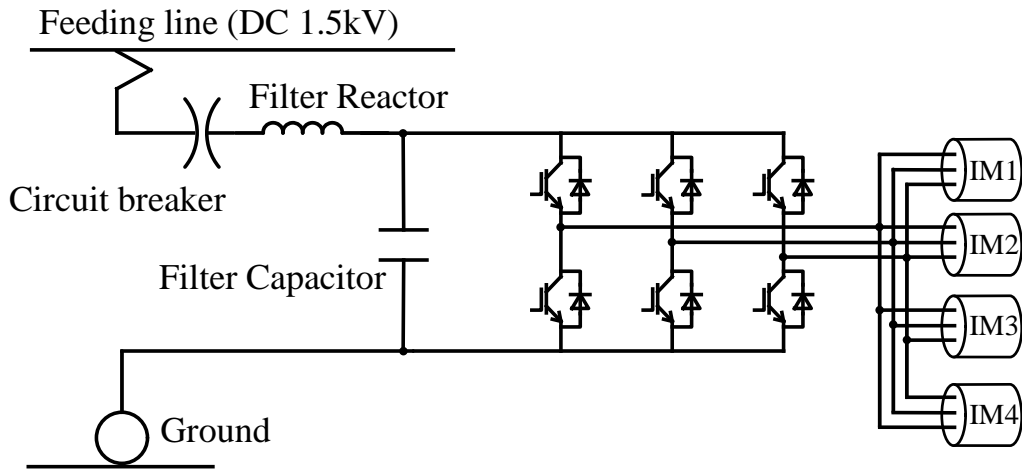


図 2-1. 直流電気車の一般的な駆動回路

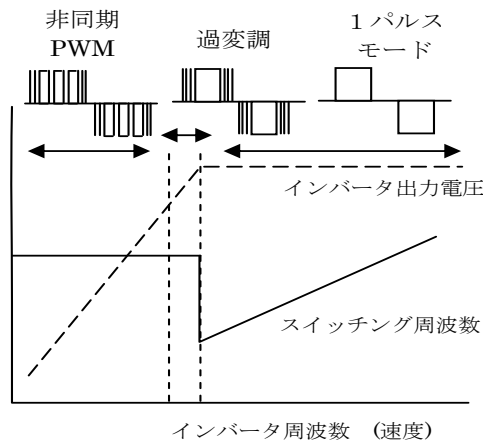


図 2-2. 直流電気車駆動に用いられるパルスモードの一例⁽⁵¹⁾

る。これらでローパスフィルタを形成することで、レールに流れる信号システムで用いる 25Hz や 30Hz の軌道回路電流を妨害することを防いでいる。パワー半導体デバイスとしては、1 組の 3.3kV-1.2kA の IGBT と逆導通ダイオードを一体にしたモジュールを用い、これら 6 個を冷却器に直結したアルミブロック上に配置する。1 台のインバータで定格 120~200kW の誘導電動機を 4 個並列に駆動するのが一般的である。一般的な鉄道車両駆動においては、回転子のスロットにアルミニウムなどの導体バーが埋め込まれ、端絡環で短絡された三相かご形誘導電動機が使われる。

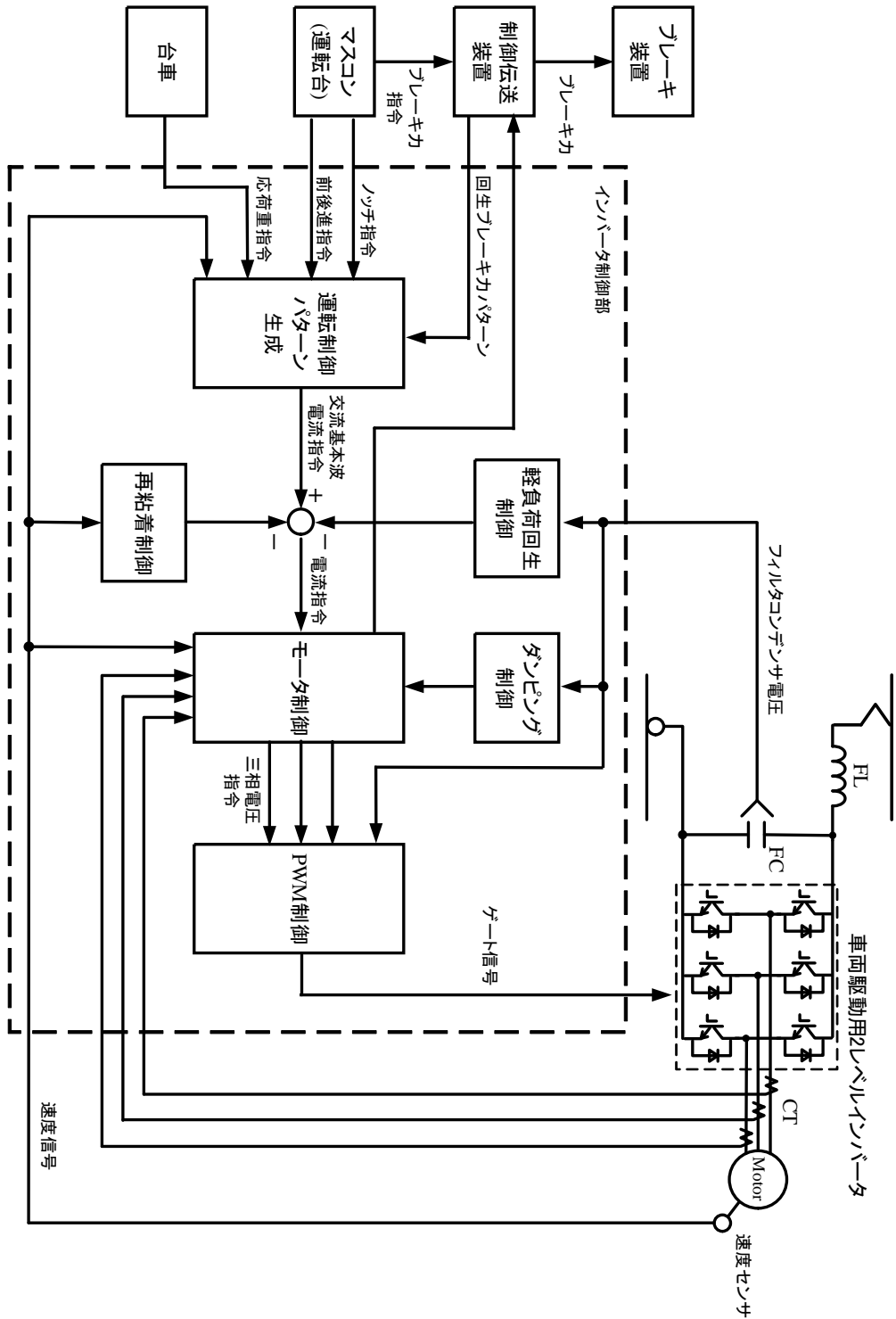
2.1.2. 車両駆動用インバータ制御⁽⁵¹⁾

図 2-2 に示すように、車両用インバータは、低速時には 1kHz 以下の三角波(搬送波)と、これと同期しない出力電圧指令値(信号波)を比較する非同期多パルス PWM で電圧・周波数を制御し、40-50km/h 以上で基本波周期に 1 回、1 つだけパルスを出力する 1 パルスモードに移行する。非

同期PWMから1パルスモードへ連続的な電圧変化となるよう、過変調モードや同期3パルスモードなどが用いられる。1パルスモードを採用する目的は、スイッチング回数の低減による損失低減と、インバータ出力最大電圧を入力電圧DC1.5kVに対して、非同期多パルスPWMの約950Vから1100Vまで向上し、インバータの電圧利用率を高めるためである。

図2-3に車両駆動用インバータ制御部の全体図を示す。誘導電動機のトルク制御には32bitのパワーエレクトロニクス制御用マイコンを使用し、回転センサであるパルスジェネレータ(60-90パルス/回転)を用いてすべり周波数形ベクトル制御を行う。すべり周波数形ベクトル制御については、2.1.3項で詳しく述べる。また、速度センサの故障による信頼度低下を防止する目的などにより速度センサレスベクトル制御を適用する場合もある。1インバータで4個の誘導電動機を並列に駆動するため、各軸の回転数差に起因するトルクアンバランスが生じるが、車輪径差3mm以内(車輪直径は860mmから780mm程度の間で使用)を管理することで、これを最小限にしている。鉄道車両駆動特有の制御機能としては、空転再粘着制御、2.1.5項で述べる軽負荷回生制御、2.1.6項で述べるダンピング制御などが特徴的である。

図2-3. 車両駆動用インバータ制御部の全体ブロック図⁽⁹⁾



2.1.3. すべり周波数形ベクトル制御⁽⁵²⁾

本項では、直流電気車駆動システムにおいて、誘導電動機駆動に用いられるすべり周波数形ベクトル制御について説明する。

モータトルクの発生原理はフレミングの左手の法則により、磁束と電流という二つの要素に起因する。直流電動機においては、磁束の向きとその電機子電流の向きは、ブラシと整流子により直交関係が保たれているため、基本的には相互干渉がなく、磁束を一定として電機子電流のみを制御するため発生トルクを瞬時に制御することが出来る。一方、誘導電動機においては、トルクを発生させる電流と磁束を発生させる電流が明確に分離されておらず、必ずしも磁束ベクトルと、トルクを発生させる直流機の電機子電流に相当するベクトルとの直交性が保たれておらず、両者の間に相互干渉があるので、発生トルクを線形かつ瞬時に制御するには工夫が必要である。

ベクトル制御は回転する主磁束を基準にした回転座標系で交流電動機の電流、電圧、磁束を表現し、モータトルクを発生原理から1次電流を磁束電流とトルク電流に分離してそれぞれ独立に

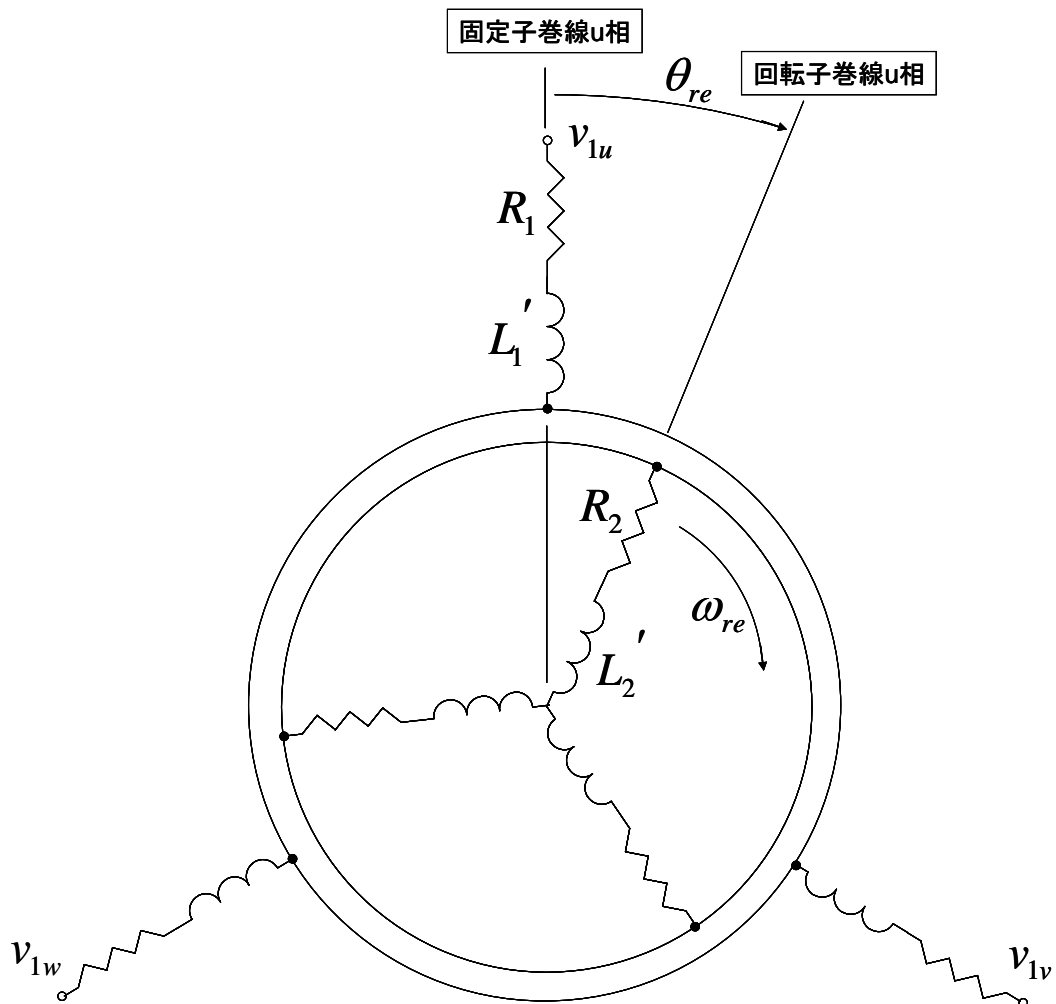


図 2-4. 三相かご形誘導電動機の等価回路

制御する方法である。これにより、誘導電動機のトルクについても直流電動機と同様に電流、磁束の積に比例するようにならされるため、精密なトルク制御が可能になる。

(1) 誘導電動機の電圧方程式

三相かご形誘導電動機の等価回路を図 2-4 に示す。この等価回路から回路方程式を求めると、(2-1)式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{1u} \\ v_{1v} \\ v_{1w} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1' & -p\frac{M'}{2} & -p\frac{M'}{2} \\ -p\frac{M'}{2} & R_1 + pL_1' & -p\frac{M'}{2} \\ -p\frac{M'}{2} & -p\frac{M'}{2} & R_1 + pL_1' \\ pM'\cos\theta_{re} & pM'\cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & pM'\cos(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \\ pM'\cos(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) & pM'\cos\theta_{re} & pM'\cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \\ pM'\cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & pM'\cos(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) & pM'\cos\theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \\ i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ここで v_{1u} , v_{1v} , v_{1w} は u, v, w 相固定子電圧, i_{1u} , i_{1v} , i_{1w} は u, v, w 相固定子電流, i_{2u} , i_{2v} , i_{2w} は u, v, w 相回転子電圧, R_1 は回転子巻線抵抗, R_2 は回転子巻線抵抗, L_1' は固定子巻線の自己インダクタンス, L_2' は回転子巻線の自己インダクタンス, M' は各巻線間の相互インダクタンス, θ_{re} は u 相固定子巻線を基準として時計回りにとった u 相回転子巻線の角度(電気角), p は微分演算子 ($=d/dt$) である。

固定子巻線, 回転子巻線にはそれぞれ漏れインダクタンス l_1 , l_2 があり, 以下の関係がある。

$$\left. \begin{aligned} L_1' &= l_1 + M' \\ L_2' &= l_2 + M' \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

また, ω_{re} を回転子の角速度(電気角)とすると, 以下の関係が導かれる。

$$\theta_{re} = \int \omega_{re} dt \quad (2.3)$$

(2) 座標変換(三相⇒二相変換・固定座標系への変換・回転座標系への変換)

ここで, (2.1)式は三相交流で表されているため, 電気的特性の把握や制御系の設計をするのに好ましい形ではない。そこで前述した座標変換を行うことによって, 三相交流で表されている電圧や電流を2軸直流で表現し, 取り扱いを容易にすることを考える。座標変換の過程を以下に示す。

まず, 二相交流に変換する。二相交流座標系($\alpha - \beta$ 系)への変換行列 $[c]$ は次のように与えられる。

$$[c] = -\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$\alpha - \beta$ 座標系は固定子, 回転子ともに u 相を α 相とし, α 相から $\pi/2$ 進んだ β 相をとっている。この変換行列を適用すると, (2.5)式の回路方程式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & 0 & pM\cos\theta_{re} & -pM\sin\theta_{re} \\ 0 & R_1 + pL_1 & pM\sin\theta_{re} & pM\cos\theta_{re} \\ pM\cos\theta_{re} & pM\sin\theta_{re} & R_2 + pL_2 & 0 \\ -pM\sin\theta_{re} & pM\cos\theta_{re} & 0 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

ここで, インダクタンスについては(2.6)式によって再定義している。

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= l_1 + M \\ L_2 &= l_2 + M \\ M &= \frac{3}{2} M' \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

次に, 固定された直交2軸座標系(d' - q' 座標系)への変換を行う。この変換行列を以下に示す。誘導電動機の場合, 一般的には u 相を d' 軸とする。

$$[c] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta_{re} & -\sin\theta_{re} \\ 0 & 0 & \sin\theta_{re} & \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

これを適用すると次の回路方程式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{1d'} \\ v_{1q'} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_1 + pL_1 & 0 & pM \\ pM & \omega_{re}M & R_2 + pL_2 & \omega_{re}L_2 \\ -\omega_{re}M & pM & -\omega_{re}L_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d'} \\ i_{1q'} \\ i_{2d'} \\ i_{2q'} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

ここで、固定子電流 $i_{1d'}$ と $i_{1q'}$ は変換過程から明らかなように、 $i_{1\alpha}$ と $i_{1\beta}$ と等しい。そして $i_{1\alpha}$ と $i_{1\beta}$ は電源角周波数 ω_1 の交流である。つまり、 $i_{1d'}$ と $i_{1q'}$ は角周波数 ω_1 の交流である。また $i_{2\alpha}$ 、 $i_{2\beta}$ や i_{2u} 、 i_{2v} 、 i_{2w} は、各々の固定子電流によって生じる角周波数 ω_1 の回転磁界に起因する電磁誘導によって流れるものである。また、回転子は ω_{re} で回転していることから、(2.9)式で表される角周波数の交流であることが分かる。ここで ω_{se} はすべり角周波数である。

$$\omega_{se} = \omega_1 - \omega_{re} \quad (2.9)$$

また $i_{2d'}$ 、 $i_{2q'}$ も ω_{re} で回転し、 ω_{se} の角周波数をもつので、以下に示す角周波数の交流である。

$$\omega_1 = \omega_{re} + \omega_{se} \quad (2.10)$$

しかし、 d' - q' 座標系では固定子側の諸量は直流であるが、回転子側の諸量は交流である。そこで、回転子側の諸量を直流量で扱えるようにするために、さらに角速度 ω_1 で回転する座標系 (d - q 座標系) への変換 d - q を行う。 d - q 座標系への変換行列は $[c]$ は、次式のようになる。

$$[c] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

ここで、 d 軸は d' 軸から時計回りにとった角度 θ の位相にある軸を、 q 軸はそれより $\pi/2$ 進んだ位相にある軸と定義し、 θ は(2.12)式で表される。

$$\theta = \int \omega_1 dt \quad (2.12)$$

変換行列を適用すると(2.13)式の回路方程式が得られる。また、その等価回路を図 2.2 に示す。

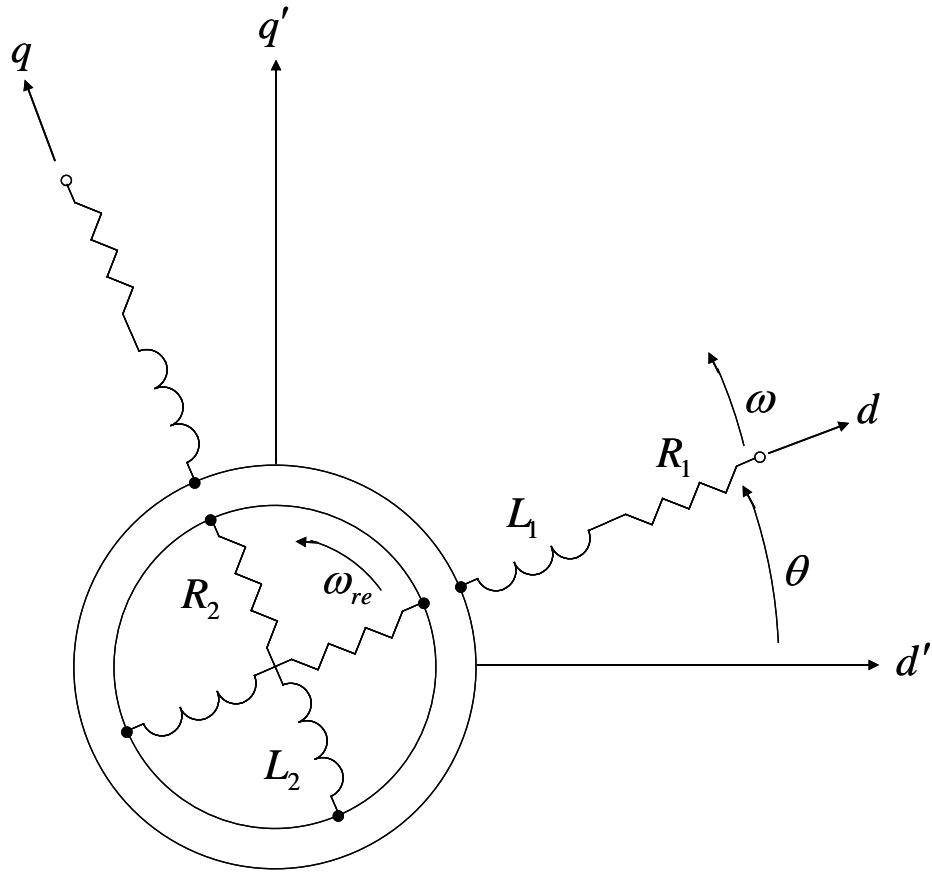


図 2-5. d-q 軸座標で表した誘導電動機の等価回路

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -\omega_1 L_1 & pM & -\omega_1 M \\ \omega_1 L_1 & R_1 + pL_1 & \omega_1 M & pM \\ pM & -(\omega_1 - \omega_{re})M & R_2 + pL_2 & (\omega_1 - \omega_{re})L_2 \\ (\omega_1 - \omega_{re})M & pM & (\omega_1 - \omega_{re})L_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

ここで、固定子電流 i_{1d} , i_{1q} と回転子磁束を状態変数として表現することを考える。回転子磁束は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \phi_{2d} &= M i_{1d} + L_2 i_{2d} \\ \phi_{2q} &= M i_{1q} + L_2 i_{2q} \end{aligned} \quad (2.14)$$

これを代入して整理すると次式の状態方程式が導かれる。

$$P \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{12}}{\sigma L_1} & \omega_1 & \frac{R_2 M}{\sigma L_1 L_2^2} & \frac{\omega_{re} M}{\sigma L_1 L_2} \\ -\omega_1 & -\frac{R_{12}}{\sigma L_1} & -\frac{\omega_{re} M}{\sigma L_1 L_2} & \frac{R_2 M}{\sigma L_1 L_2^2} \\ \frac{R_2 M}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \omega_s \\ 0 & \frac{R_2 M}{L_2} & -\omega_s & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

ここで σ は漏れ係数であり、次式で定義される。

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \quad (2.16)$$

さらに、式の簡単化のため、 R_{12} を次式のように定義した。

$$R_{12} = R_1 + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 R_2 \quad (2.17)$$

このように電流、電圧、磁束などの電氣的諸量はすべて直流量になるので、複雑な交流現象を直流現象として扱うことができる。

(3) 誘導電動機のトルクとすべり周波数形ベクトル制御

誘導電動機のトルクは、回転子磁束とこれに直交する固定子電流の積和として表される。よって、誘導電動機のトルク T_e は次式になる。

$$T_e = PM(i_{1q}i_{2d} - i_{1d}i_{2q}) \quad (2.18)$$

(2.14)式により、(2.18)式は以下ようになる。

$$T_e = P \frac{M}{L_2} (i_{1q}\phi_{2d} - i_{1d}\phi_{2q}) \quad (2.19)$$

ここで、 P は極対数を表す。

誘導電動機のトルクは(2.19)式で表されるので、トルク制御を簡便にするためには、 d 軸回転子磁束 ϕ_{2d} をある値に保ち、発生トルクが d 軸回転子磁束 ϕ_{2d} と直交する電流 i_{1q} に比例するように制御することが考えられる。そこで q 軸回転子磁束 ϕ_{2q} を 0 にすると、トルクは次式で表される。

$$T_e = P \frac{M}{L_2} i_{1q}\phi_{2d} \quad (2.20)$$

d 軸回転子磁束 ϕ_{2d} を一定に制御することで、トルクは q 軸固定子電流 i_{1q} に比例する。以下に q 軸回転子磁束 ϕ_{2q} を 0 に制御する方法について説明する。

まず, (2.15) 式を書き換えると次のようになる。

$$p \begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & \omega_1 - \omega_{re} \\ -(\omega_1 - \omega_{re}) & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + \frac{R_2 M}{L_2} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

ここで, すべり角周波数を次式で制御するとする。

$$\omega_{se} = \omega_1 - \omega_{re} = \frac{MR_2}{L_2} \frac{i_{1q}}{\phi_{2d}^*} \quad (2.22)$$

ただし, 回転子磁束の推定は次式を用いるものとする。

$$p\phi_{2d}^* = -\frac{R_2}{L_2}\phi_{2d}^* + \frac{MR_2}{L_2}i_{1d} \quad (2.23)$$

(2.21), (2.22)式を (2.20)式に代入することにより, 次式の微分方程式が得られる。

$$p \begin{bmatrix} \phi_{2d} - \phi_{2d}^* \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & \frac{R_2 M i_{1q}}{L_2 \hat{\phi}_{2d}} \\ -\frac{R_2 M i_{1q}}{L_2 \hat{\phi}_{2d}} & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{2d} - \hat{\phi}_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

上式より, $\phi_{2d} - \phi_{2d}^*$, ϕ_{2q} は任意の初期値から, 時定数 L_2/R_2 で 0 に収束することがわかる。従って, q 軸回転子磁束鎖交数を 0 に制御するためには, すべり角周波数を(2.22)式により制御すればよい。また, このとき ϕ_{2d} は ϕ_{2d}^* と一致し, (2.23)式より次式が成り立つ。

$$\phi_{2d}^* = M i_{1d} \quad (2.25)$$

これを(2.22)式に代入するとすべり角周波数は次式で表される。

$$\omega_{se} = \frac{R_2}{L_2} \frac{i_{1q}}{i_{1d}} \quad (2.26)$$

これまでで示したように, すべり周波数制御を用いることで q 軸回転子磁束を 0 に制御することが可能となる。そして, このときの回路方程式は次式で表される。

$$p \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & \omega_1 & \frac{R_2 M}{\sigma L_1 L_2^2} \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & -\frac{\omega_{re} M}{\sigma L_1 L_2} \\ \frac{R_2 M}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

(4) 非干渉化制御

すべり周波数形ベクトル制御を適用したときの回路方程式((2.27)式)において、d 軸に関する諸量と q 軸に関する諸量の間には干渉があるため、単純なフィードバック制御だけでは干渉成分が外乱となり、制御性能を悪化させる。そこで、外乱である干渉成分を推定し、これをフィードフォワード的に打ち消す非干渉化制御を行う。具体的には干渉成分を電流と回転子速度から推定して電圧を補正するもので、電流のフィードバックによって決定される v_{1d}' 、 v_{1q}' に以下に示すような補償を加えた v_{1d} 、 v_{1q} を電流制御器の出力とするものである。

$$\begin{aligned} v_{1d} &= v_{1d}' - \omega_1 \sigma L_1 i_{1q} \\ v_{1q} &= v_{1q}' + \omega_1 \left(\sigma L_1 i_{1d} + \frac{M}{L_2} \phi_{2d} \right) \end{aligned} \quad (2.28)$$

よって、(2.28)式を(2.27)式に代入すると、回路方程式は次式のように変形され、d 軸の変数と q 軸の変数を独立に制御できるようになる。

$$p \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & 0 & \frac{R_2 M}{\sigma L_1 L_2^2} \\ 0 & -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & 0 \\ \frac{R_2 M}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d}' \\ v_{1q}' \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

しかし、電流指令値を用いて非干渉化を行う場合、過渡時には電流指令値に対する実電流の遅れに起因して、電気子反作用起電力と補償電圧に相違が生じ、厳密な非干渉化とはならない。そこで、制御対象である誘導電動機が電気的には RL 回路であることに着目し、電流指令値に対する実電流の応答は、厳密にプロパーかつ最終値が 1 である遅れ要素の伝達関数 $G_p(s)$ になるとみなせる。つまり、実電流と電流指令値との関係式は次式で表せるとし、非干渉項にこの $G_p(s)$ を乗じる方法を考える。

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_p(s) & 0 \\ 0 & G_p(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

このような補償を行うことで、実電流の高調波成分による影響を受けずに、実電流による非干渉化と同様な効果が期待できる。このときのブロック線図を図 2-6 に示す。ここで、 $G_{Pid}(s)$ は電流制御器の伝達関数である。

(5) 電流制御系の設計

図 2-6 に示した電流制御系の具体的設計法を示す。設計に当たり、制御演算に要するむだ時間は無視し、インバータは理想的 21 に指令値通りの電圧が出力できるものと仮定した上で、連続

時間系にて設計を行う。図 2-6 より、制御演算の結果として得られる電圧ベクトルは(2.31)式のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{PI d}(s)(i_{1d}^* - i_{1d}) - \omega_1 \sigma L_1 G_p(s) i_{1q}^* \\ G_{PI q}(s)(i_{1q}^* - i_{1q}) + \omega_1 \sigma L_1 G_p(s) i_{1d}^* + \frac{\omega_1 M}{L_2} \phi_{2d} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

また、(2.30)式より以下の関係式が導かれる。

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{i_{1d}}{G_p(s)} \\ i_{1q}^* &= \frac{i_{1q}}{G_p(s)} \end{aligned} \quad (2.32)$$

この関係を用い、(2.31) 式から i_{1d}^* 、 i_{1q}^* を消去して整理すると、(2.33)式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{PI d}(s) \left(\frac{i_{1d}}{G_p(s)} - i_{1d} \right) - \omega_1 \sigma L_1 i_{1q} \\ G_{PI q}(s) \left(\frac{i_{1q}}{G_p(s)} - i_{1q} \right) + \omega_1 \sigma L_1 i_{1d} + \frac{\omega_1 M}{L_2} \phi_{2d} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

(2.33)式を(2.27)式の回路方程式に代入して整理すると次式を得る。

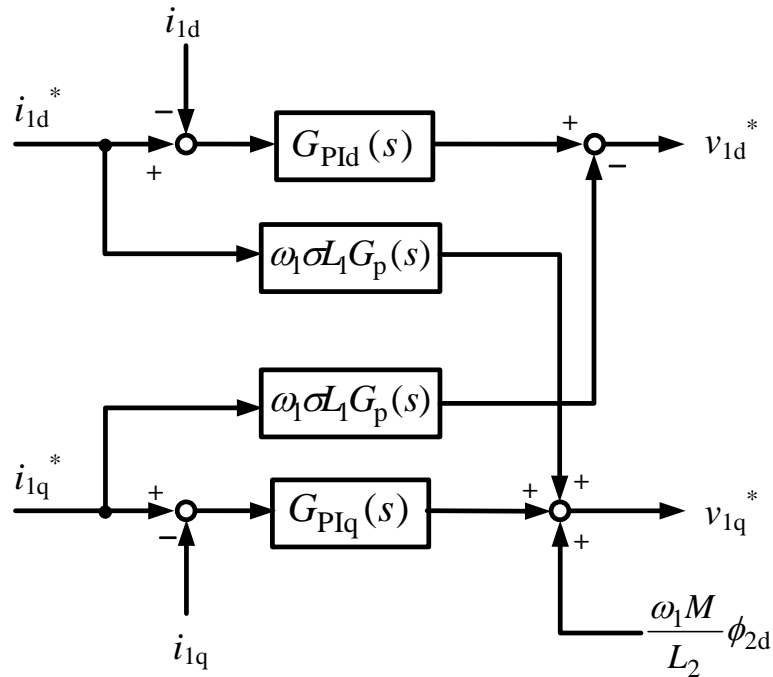


図 2-6. 非干渉化制御器の構成

$$\begin{bmatrix} R_1 + p\sigma L_1 + G_{PI d}(s) - \frac{G_{PI d}(s)}{G_p(s)} & 0 \\ 0 & R_1 + p\sigma L_1 + G_{PI q}(s) - \frac{G_{PI q}(s)}{G_p(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

ここで、電流ベクトル $[i_{1d} \ i_{1q}]^T$ は恒等的に0にならないので、(2.34)式が常に成立するためには左辺の 2×2 行列が恒等的に0行列とならなければならない。したがって、次式の関係を満たす制御器を構成する必要がある。

$$\begin{aligned} G_{PI d}(s) &= \frac{G_p(s)(R_1 + p\sigma L_1)}{1 - G_p(s)} \\ G_{PI q}(s) &= \frac{G_p(s)(R_1 + p\sigma L_1)}{1 - G_p(s)} \end{aligned} \quad (2.35)$$

電流制御系の伝達関数 $G_p(s)$ の分母の次数は極力低いほうが上位の制御系設計が簡単になることと、オーバーシュートが少なく、かつ指令値に高速に追従することが望ましいことから、 $G_p(s)$ を以下のように、時定数 T_d の一次遅れ要素とする。

$$G_p(s) = \frac{1}{1 + sT_d} \quad (2.36)$$

(2.35)式および(2.36)式から、電流偏差補償器は次式で表される。

$$\begin{aligned} G_{PI d}(s) &= \frac{\sigma L_1}{T_d} + \frac{R_1}{sT_d} = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \\ G_{PI q}(s) &= \frac{\sigma L_1}{T_d} + \frac{R_1}{sT_d} = k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \end{aligned} \quad (2.37)$$

ここで、 k_{pd} 、 k_{id} はd軸電流制御器の比例・積分ゲイン、 k_{pq} 、 k_{iq} はq軸電流制御器の比例・積分ゲインを示している。上式から分かるように、 $G_p(s)$ は一次遅れ要素であるから、補償器はPI補償器となる。ここでPI制御器の比例ゲインと積分ゲインは、電動機の回路定数と制御仕様である T_d から決まる。このことは電流指令値による非干渉化を行っても、制御仕様通りの制御系を実現できることを示している。具体的な電流制御系の構成を図2-7に示す。

これまでに述べた理論を実際の制御系に適用するにあたって、回転センサ付ベクトル制御系全体の構成を図2-8に示す。導電動機にはエンコーダ等の位置センサが取り付けられており、そのセンサからの信号を基に回転子位置および速度が演算される。その演算された位置に基づき、電流センサによって検出された三相の電流値はd-q軸座標系の電流値に変換され、これを電流制御器にフィードバックして、電流指令値とのPI演算から指令電圧が演算される。また、演算された速度とd-q軸座標系の電流値から、すべり角周波数と電源角周波数が演算される。そして、その演算された電源角周波数と電流指令値を用いた非干渉化補償が行われ、最終的な電圧指令値が生成される。そして、d-q軸座標系での指令電圧を、検出した回転子位置を用いて三相の指令値に変換してインバータへの入力としている。

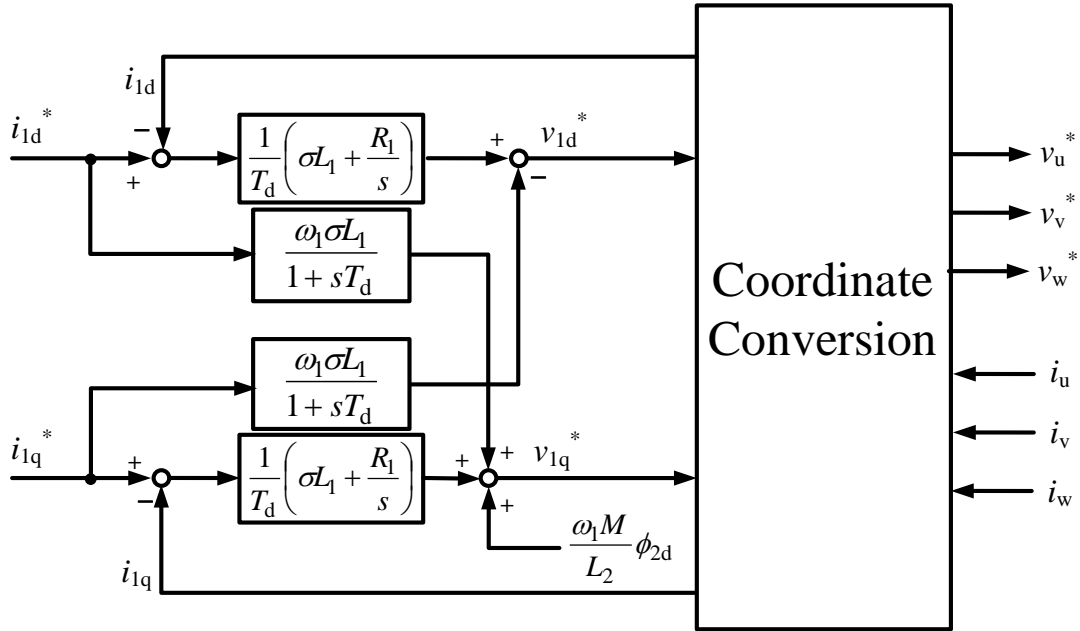


図 2-7. 電流制御系のブロック線図

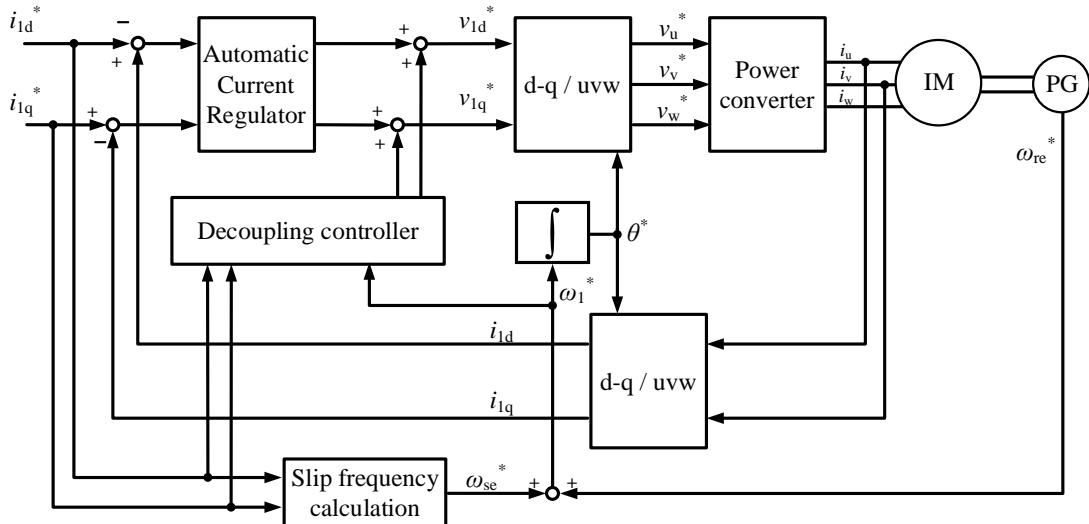


図 2-8. IM の間接形ベクトル制御系の全体構成

2.1.4. 1 パルスベクトル制御⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾

2.1.1 項で述べたように、鉄道車両システムに用いられるモータ駆動用インバータにおいては、高速域の運転では電圧利用率の向上やスイッチング損失の低減を目的とした 1 パルスモードを適用することが一般的である。1 パルスモードではインバータの出力電圧の大きさが一定となることから、電圧ベクトルの位相のみを操作することによる制御となる。また、d 軸と q 軸の電流関係が拘束され、2 軸の電流をそれぞれ独立に制御することが不可能となる。そのため、電圧ベクトルの長さ・位相という 2 つの自由度を有し、2 軸の電流をそれぞれ独立に制御することができるベクトル制御と比較すると、制御応答性は悪化する。

本研究にて車両駆動に適用する 1 パルスベクトル制御のブロック線図を図 2-9 に示す。図 2-9 では、電圧飽和状態で d 軸電流および q 軸電流のフィードバックによる電流制御が不可能となる代わりに、所望の電圧ベクトルの大きさと、インバータが出力できる最大の電圧ベクトルの大きさの偏差を基に、磁束指令値を補正するループが追加されている。このループにより、電圧飽和時にトルク変動に伴う磁束の変動を磁束指令値に反映することで、結果的に q 軸電流の調整が行われる。その結果、1 パルスベクトル制御時におけるモータのトルク制御が実現される。ここで、 v_s は電圧ベクトルの長さ、 θ は電圧位相角、 ω_s^* はすべり角周波数指令値、 ω_1 はインバータ出力角周波数、 ω_{re} はモータ回転子角周波数を表す。

$$v_{1dFF}^* = R_1 i_{1d}^{**} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1q} \quad (2.38)$$

$$v_{1qFF}^* = R_1 i_{1q}^* + \left(\sigma L_1 + \frac{M^2}{L_2} \right) \omega_1 i_{1d} \quad (2.39)$$

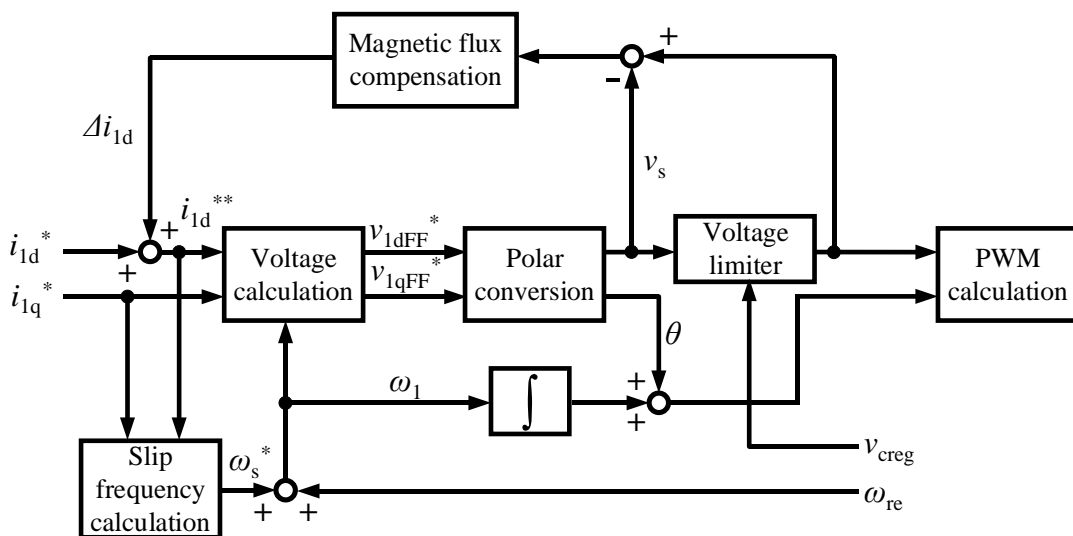


図 2-9. 1 パルスベクトル制御のブロック線図

$$v_s = \sqrt{(v_{1dFF}^*)^2 + (v_{1qFF}^*)^2} \quad (2.40)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_{1qFF}^*}{v_{1dFF}^*}\right) \quad (2.41)$$

$$\omega_s^* = \frac{R_2}{L_2} \frac{i_{1q}^*}{i_{1d}^*} \quad (2.42)$$

$$v_{1d}^* = \frac{\sqrt{6}}{\pi} v_{creg} \cos \theta \quad (2.43)$$

$$v_{1q}^* = \frac{\sqrt{6}}{\pi} v_{creg} \sin \theta \quad (2.44)$$

$$\Delta i_{1d} = \frac{k_\phi}{s} \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} v_c - v_s \right) \quad (2.45)$$

ここで、 k_ϕ は次式で定義する。

$$k_\phi = \frac{MR_2}{\alpha\Omega_{10}L_2} \quad (2.46)$$

1 パルスベクトル制御では、(2.38)式及び(2.39)式を用いてモータへ印加する電圧をフィードフォワード的に演算する。また、(2.40)式と(2.41)式を用いて極座標変換を行い、電圧ベクトルの長さにリミッタをかけている。(2.42)式は 1 パルスベクトル制御におけるすべり周波数指令値の決定式を表し、(2.43)および(2.44)式は 1 パルスベクトル制御適用時の d-q 軸電圧指令値をそれぞれ表す。また、1 パルスベクトル制御では、(2.45)式に示すように、所望の電圧ベクトルの大きさと実際値の偏差に基づいた磁束補償ループを設けている。

2.1.5. 軽負荷回生制御系

本項では、一般的な直流電気車に実装されている軽負荷回生制御について説明する。図 2-10 に軽負荷回生制御系の構成を示す。軽負荷回生制御の目的は主として以下の 2 点である。

- 回生時の過電圧防止
- 負荷電力とバランスした回生電力に制御

負荷電力とバランスした回生電力に制御することで、軽負荷時にも回生ブレーキを最大限活用することが可能となる。ここで、図 2-10 におけるトルク電流指令値のパターンを数式で表すと(2.46)のようになる。

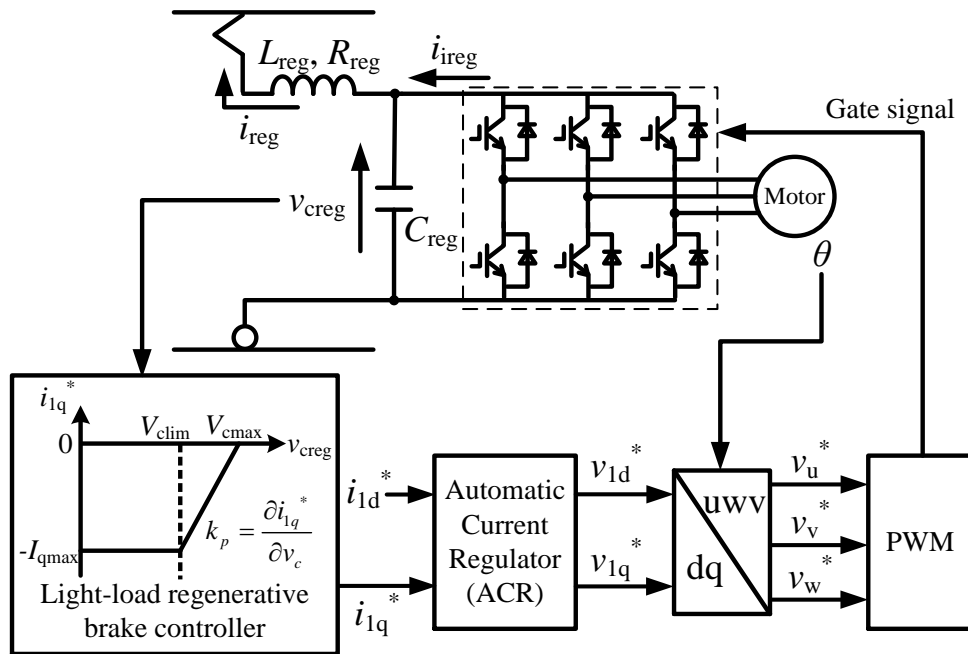


図 2-10. 軽負荷回生制御系の構成

$$i_{lq}^* = \begin{cases} I_{lqmax} & \dots & (v_{creg} < V_{clim}) \\ k_p (V_{cmax} - v_{creg}) & \dots & (V_{clim} \leq v_{creg} < V_{cmax}) \\ 0 & \dots & (V_{cmax} \leq v_{creg}) \end{cases} \quad (2.46)$$

本研究では、(2.46)式における k_p の設計法について焦点を当て、主回路安定性を保つ範囲で最大の k_p を設計することを目指す。

2.1.6. ダンピング制御

鉄道車両主回路の制御には、ベクトル制御によるトルク制御に加え、上位制御系として、各種の主回路制御機能がある。ここではその一つであるダンピング制御について説明する。

2.3.3 項でも述べたように、インバータ制御車などのスイッチングを伴う車両の主回路機器は、軌道回路電流の妨害を防ぐために、インバータの直流側に LC フィルタ回路を構成する。この LC フィルタ回路は構成しているリアクトルとコンデンサの内部抵抗が小さく、共振周波数付近の周波数成分に対して、先鋭度(Q 値)の高い特性を示す。このため LC フィルタ回路の共振周波数付近の振動を引き起こす。これを防止するためにフィルタコンデンサ電圧の位相進み補償器出力に比例して、電動機トルクを補正するダンピング制御が用いられる⁽⁵³⁾。図 2-11 にダンピング制御系の構成を示す。位相進み補償にはカットオフ周波数 $1/T_{da}$ の擬似微分を用い、ダンピング制御の効きはダンピング制御ゲイン k_{da} を用いて調整する。

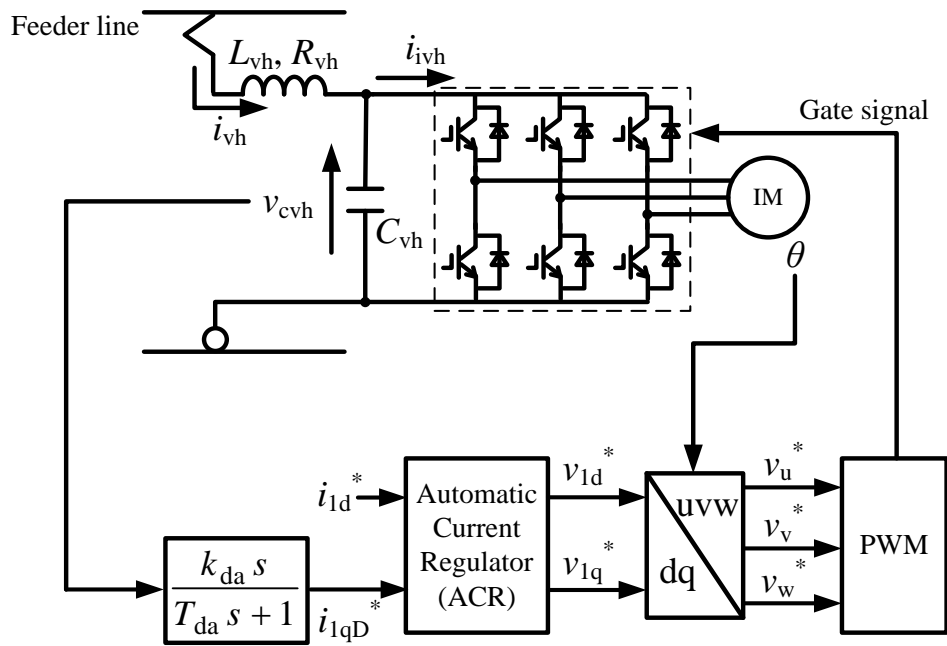


図 2-11.ダンピング制御系の構成

2.2. 地上蓄電システム

2.2.1. 想定システムと等価回路モデル

本論文で想定する地上蓄電システムの構成を図 2-12 に示す。また、表 2-1 に図 2-12 における各変数の詳細を示す。地上蓄電システムの構成として、蓄電装置の充放電制御のための DC-DC コンバータがあり、その高圧側には車両と同様に FL と FC で構成される LC フィルタ、低圧側には FL と蓄電装置が接続されている。なお、車両の主回路構成はこれまで述べたものと同様である。第 1 章に述べた通り、蓄電システムの制御方式については、電流制御方式と電圧制御方式が一般的に用いられる。電流制御方式では i_s を直接制御するのに対し、電圧制御方式では v_{cs} を制御することで、蓄電装置の充放電制御を行う。

車両駆動用インバータ制御において、2.1.3 項に述べた通り駆動用モータの電流制御を行うことが一般的である。したがって、図 2-12 における車両のインバータ・モータ部分は等価的に電流源としてみなすことができる。一方、蓄電システムはその制御方式によってモデルが異なる。電流制御方式では、蓄電システムは電流源モデルとしてみなすことができるのに対し、電圧制御方式では電圧源モデルとしてみなすことができる。上記のようなモデル化を施した等価回路モデルの概要を図 2-13 に示す。

ここで、図 2-13 における電流制御方式と電圧制御方式の特性を考える。電流源としてあらわされる車両モデルとの間のパワーフロー制御の観点では、地上蓄電システムも電流源モデルとする

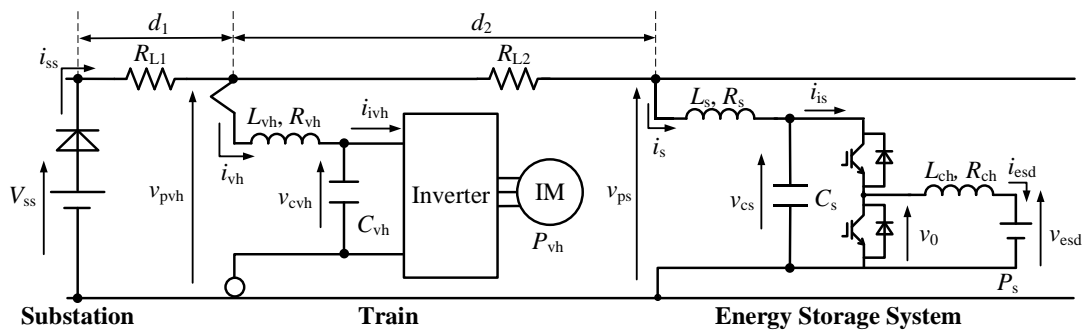


図 2-12. 本研究で想定する地上蓄電システム

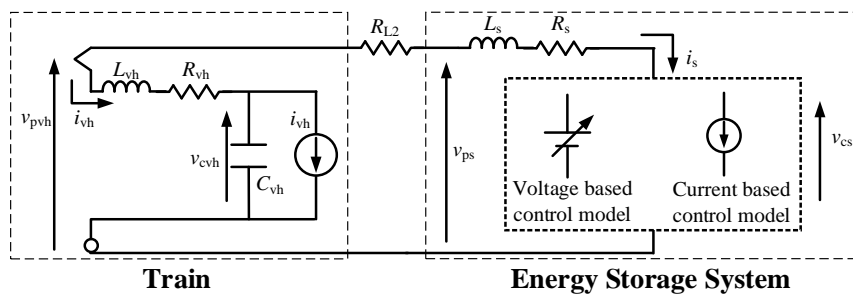


図 2-13. 等価回路モデル

と両者が電流を制御することになり、パワーフロー制御における自由度がなくなってしまうことが考えられる。一方、電圧制御方式を適用した場合、車両側は電流源モデル、地上蓄電システム側が電圧源モデルとして動作するため、両者間のパワーフロー制御を適切に行うことができると考えられる。上記の特性については、第6章及び第7章にて検証を行う。

表 2-1. 図 2-12 における変数の詳細

Symbol	Quantity
v_{ss}	Output voltage of the SS
v_{pvh}	Output voltage of the vehicle
v_{ps}	Output voltage of the ESS
v_{cvh}	FC voltage of the vehicle
v_{cs}	FC voltage of the ESS
v_{esd}	Terminal voltage of the ESD
i_{ss}	Output current of the SS
i_{vh}	Output current of the vehicle
i_s	Output current of the ESS
i_{ivh}	Current of the traction inverter of the vehicle
i_{is}	Current of the DC/DC converter of the ESS
i_{esd}	Current of the ESD
v_{cs}^*	Reference value of FC voltage of the ESS
i_{esd}^*	Reference value of current of the ESD
v_0	Collector-emitter voltage
d_1	Distance between the SS and the vehicle
d_2	Distance between the vehicle and the ESS
P_{vh}	Power of the vehicle
P_s	Power of the ESS
α	Duty of DC/DC converter
R_{vh}	FL resistance of the vehicle
R_s	FL resistance of the ESS (High voltage side)
R_{ch}	FL resistance of the ESS (Low voltage side)
L_{vh}	FL inductance of the vehicle
L_s	FL inductance of the ESS (High voltage side)
L_{ch}	FL inductance of the ESS (Low voltage side)
C_{vh}	FC capacitance of the vehicle
C_s	FC capacitance of the ESS
R_{L1}	Feeder resistance between the SS and the vehicle
R_{L2}	Feeder resistance between the vehicle and the ESS

2.2.2. 電流制御方式

図 2-14 に、蓄電装置電流 i_{esd} の制御系の構成を示す。電流制御系は PI 制御器とし、電流制御系の比例ゲインを k_{cp} 、積分ゲインを k_{ci} とする。ここで、図 2-14 における i_{esd} 制御系のゲイン設計法について述べる。 i_{esd} 制御系において、 i_{esd}^* から i_{esd} までの開ループ伝達関数 $G_{iOPEN}(s)$ は (2.47) 式で表される。

$$G_{iOPEN}(s) = \frac{k_{cp}s + k_{ci}}{L_{ch}s^2 + R_{ch}s} \quad (2.47)$$

ここで、(2.48), (2.49) 式のように k_{cp} , k_{ci} を設計することで、電流制御ループを時定数 T_{acr} の一次遅れとすることができる。

$$k_{cp} = \frac{L_{ch}}{T_{acr}} \quad (2.48)$$

$$k_{ci} = \frac{R_{ch}}{T_{acr}} \quad (2.49)$$

図 2-15 に、 i_{esd} 制御系に上記設計法を適用することにより、 i_{esd}^* から i_{esd} までの 1 次遅れの応答が実現された場合の電流制御方式の制御系モデルを図 2-15 に示す。図 2-15 において、 α は 2 象限チョップパの通流率を表す。また、図 2-15 における電流指令値 i_{esd}^* の決定法を図 2-16 に示す。図 2-16 のパターンに基づき、(2.50) 式に従って i_{esd}^* を決定する。

$$i_{esd}^* = k_{Cref}(v_{ps} - V_{pmax}) + I_{cmax} \quad (2.50)$$

なお、 k_{Cref} は図 2-15 における指令値決定パターンの傾きを表す。

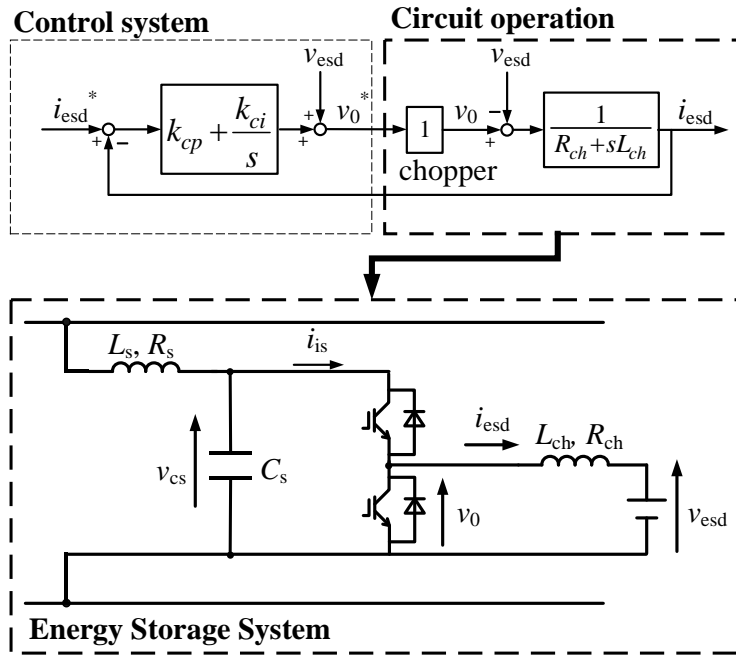


図 2-14. 電流制御系(ACR)の構成

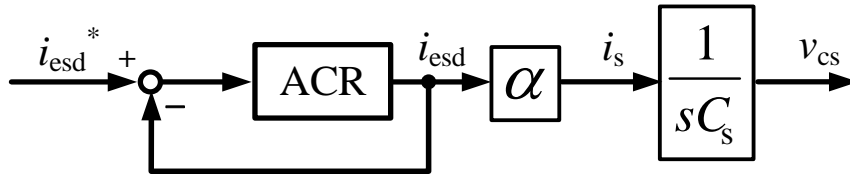


図 2-15. 電流制御方式の制御系モデル

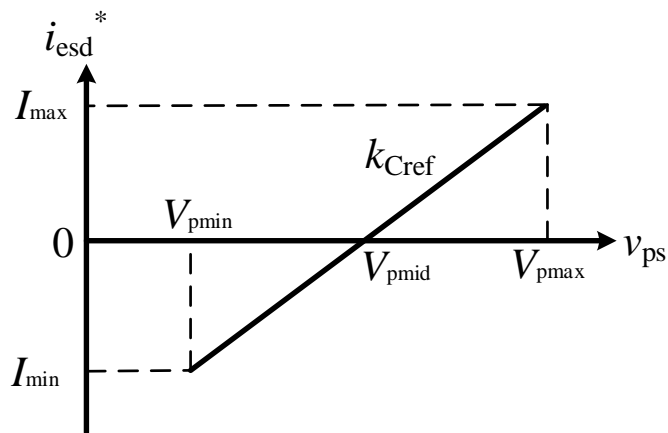


図 2-16. 電流指令値決定法

2.2.3. 電圧制御方式

図 2-17 に電圧制御方式の制御系モデルを示す。2.2.2 項で述べた電流制御系のアウトーループに電圧制御ループを追加している。ここで、電圧制御系の設計法について述べる。ここで、電圧制御ループに FC モデルが含まれることを考慮し、電圧制御系のコントローラには P 制御を適用することとし、比例ゲインを k_{vp} とする。図 2-17 において、電流制御系の応答が電圧制御系の応答に比べて十分速いと仮定すると、 v_{cs}^* から v_{cs} までの閉ループ伝達関数 $G_{vCLOSED}(s)$ は (2.51) 式で表される。

$$G_{vcl}(s) = \frac{1}{1 + \frac{C_s}{\alpha k_{vp}} s} \quad (2.51)$$

(2.51)式より、応答時定数 T_{avr} の電圧制御系を実現するためには、 k_{vp} は(2.52)式に従って決定すればよい。

$$k_{vp} = \frac{C_s}{\alpha T_{avr}} \quad (2.52)$$

また、図 2-17 における電流指令値 v_{cs}^* の決定法を図 2-18 に示す。図 2-18 のパターンに基づき、(2.53)式に従って v_{cs}^* を決定する。

$$v_{cs}^* = V_{mid}^* + k_{Vref}(v_{ps} - V_{mid}^*) \quad (2.53)$$

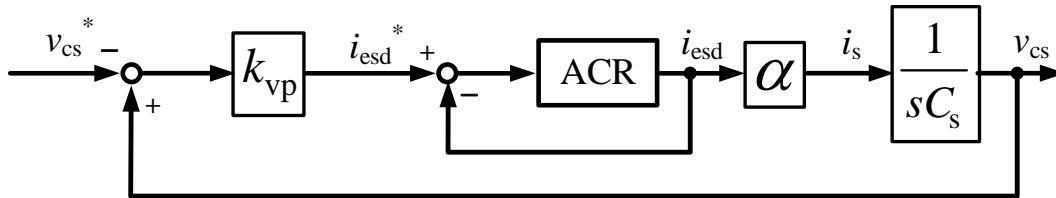


図 2-17. 電圧制御方式の制御系モデル

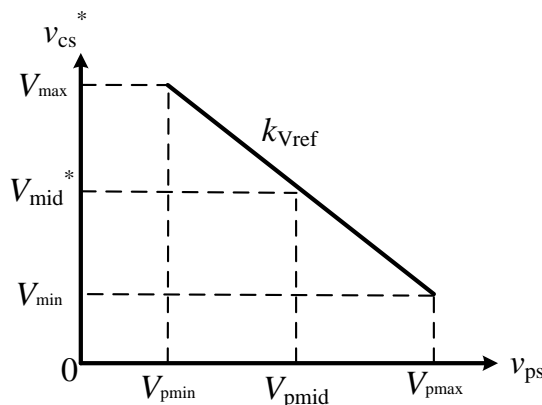


図 2-18. 電圧指令値決定法

なお、 k_{Vref} は図 2-18 における指令値決定パターンの傾きを表す。

2.2.4. 地上蓄電システムの実用例⁽⁵⁴⁾⁽⁵⁵⁾⁽⁵⁶⁾

本項では、日本国内で実用化されている地上蓄電システムの例を示し、各ケースで用いられている電力制御方式を見ていく。

(a) 京浜急行電鉄・フライホイール(逗子線)⁽⁵⁵⁾

京浜急行電鉄・逗子線は本線から分岐する 5.9km の支線であり、本線の変電所から方送り電を行っている。そのため、輸送力増強を冷房車の導入による支線末端での電圧降下が問題となっていた。そこで、本線分岐から 5.0km の地点にフライホイールポストを設置し、1988 年から稼働を開始した。

フライホイールの外観を図 2-19 に、仕様を表 2-2 に示す。蓄電装置本体は横型構造とな



図 2-19. 逗子フライホイールの外観⁽⁵⁵⁾

表 2-2. 逗子フライホイールの仕様⁽⁵⁵⁾

Flywheel	Energy	25kWh
	Rotation speed	2100~3000 rpm
Motor	Type	Three-phase squirrel cage
	Power	Charge: 1800kW Discharge: 3000kW

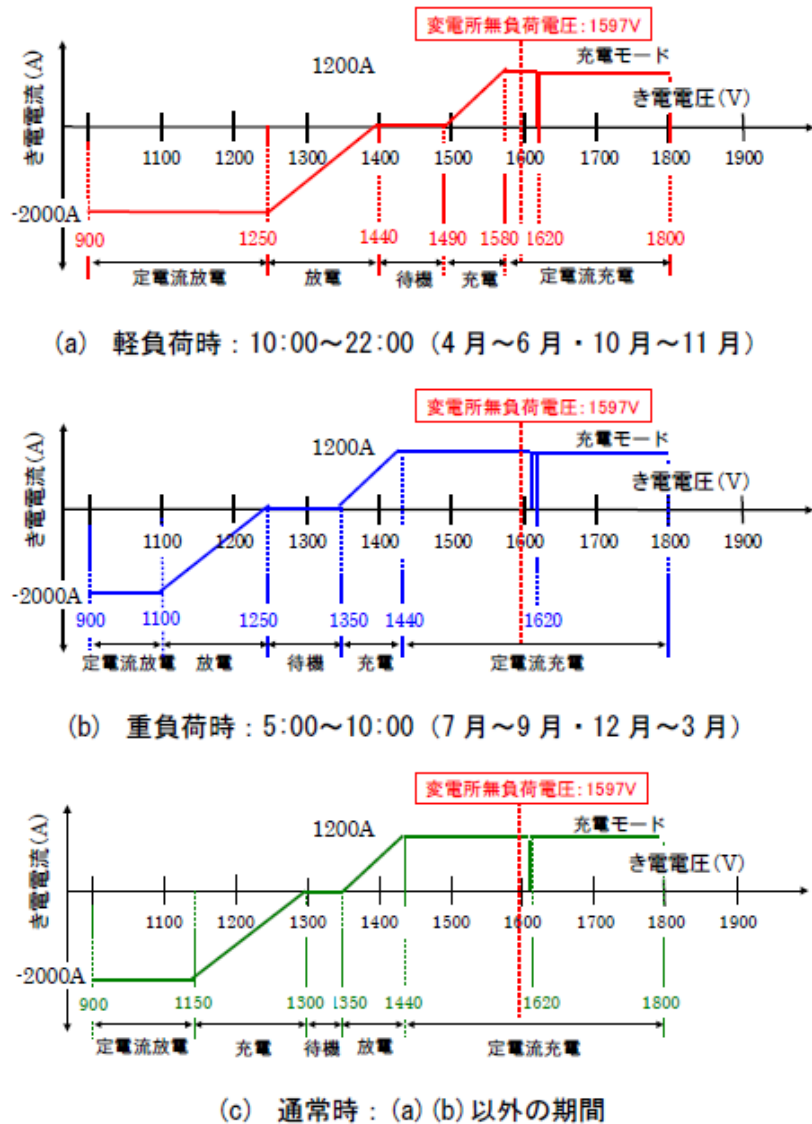


図 2-20. 逗子フライホイールで用いられている充放電制御パターン⁽⁵⁵⁾

っており、三相交流かご形誘導電動機とフライホイールが格納されている。フライホイールの充放電制御パターンを図 2-20 に示す。3 種類の制御モードを使用し、時刻・季節に応じて切り替え運転を行っている。なお、逗子線における車両の軽負荷回生制御パターン(図 2-10)は、 $V_{\text{clim}}=1700\text{V}$ 、 $V_{\text{max}}=1780\text{V}$ である。図 2-20 から、蓄電装置の充放電制御においては、2.2.2 項に示した電流制御方式が採用されていることが分かる。

(b) JR 西日本・リチウムイオン電池(北陸線・新正田変電所)⁽⁵⁶⁾

新正田変電所は、日本でも有数のループ線を用いた勾配区間への給電を行う。そこで、2006 年 9 月に電圧降下対策として地上蓄電システムの運用を開始した。新正田変電所に設置された地上蓄電システムは、IGBT を用いた双方向 DC/DC コンバータとリチウムイオン

バッテリー(178セル直列)を1ユニットとし、合計3ユニットで構成されており、その仕様を表2-3に示す。新疋田蓄電装置には、「電圧補償モード」と「回生吸収モード」があり、両モードの制御パターンを図2-22に示す。図2-22から、本ケースにおいても2.2.2項に示した電流制御方式が蓄電装置の充放電制御として採用されていることが分かる。



図 2-21. 新疋田蓄電装置の外観⁽⁵⁶⁾

表 2-3. 新疋田蓄電装置の仕様⁽⁵⁶⁾

Energy Storage System	Storage device	Lithium-ion battery
	Rated voltage	650V
	Energy capacity	115kWh
Power converter	Maximum current	Charge: 390A Discharge: 740A
	Main circuit system	Bidirectional DC/DC converter
Power converter	Control	PWM control (Carrier: 700Hz)
	Power device	IGBT

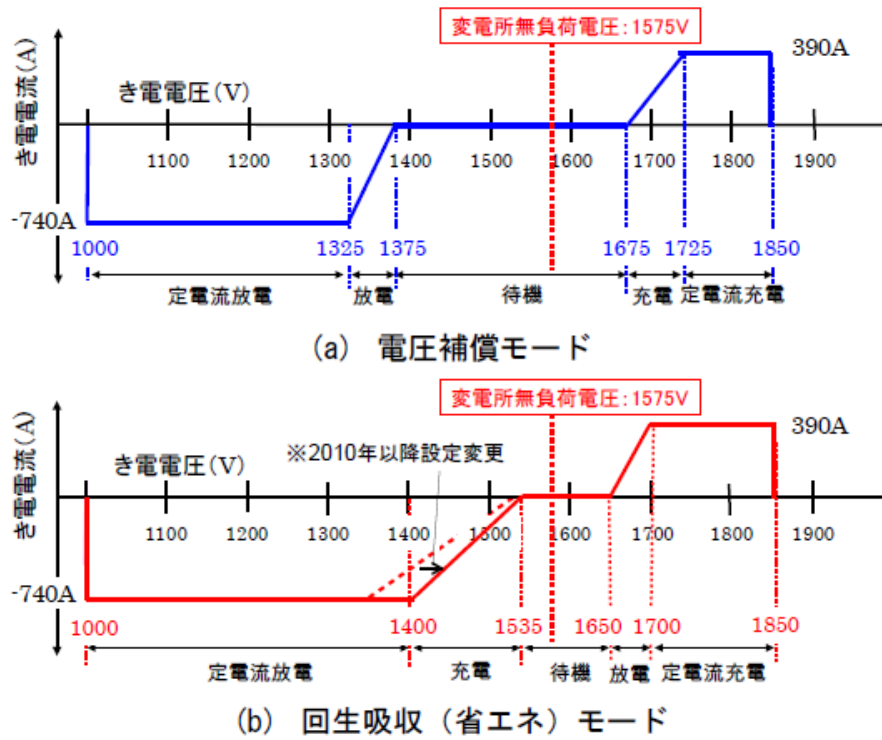


図 2-22. 新厩田蓄電装置の制御パターン⁽⁵⁶⁾

第3章

軽負荷回生制御系のゲイン向上による省エネルギー化

本章では、まず静特性解析により、「遠負荷回生状態」において k_p を大きくすることによる回生パワー向上効果を検証する。また、その結果を数値シミュレーションによって検証を行う。

3.1. 静特性解析

3.1.1. 軽負荷回生状態の静特性

ここでは、ベクトル制御された誘導電動機(Induction Motor : IM)を駆動用モータとして用いるインバータ車を想定する。なお、本検討では力行時と回生時それぞれについて静特性の導出を行う。その際、インバータでの損失を無視すると、図 2-10 に示した車両主回路におけるインバータの直流側電力と交流側電力について(3.1)式が成り立つ。なお、 v_{1d} 、 i_{1d} はそれぞれ d 軸の電流及び電圧を、 v_{1q} 、 i_{1q} は q 軸の電流及び電圧である。

$$v_{c\text{reg}}i_{i\text{reg}} = v_{1d}i_{1d} + v_{1q}i_{1q} \quad (3.1)$$

ここで、 v_c は FC 電圧、 i_{inv} はインバータ入力電流を表す。さらに、固定子での d 軸電流による銅損 $v_{1d}i_{1d}$ は、 $v_{1q}i_{1q}$ に比べ十分小さいとすると、(3-1')式が成り立つ。

$$v_{c\text{reg}}i_{i\text{reg}} \cong v_{1q}i_{1q} \quad (3.1')$$

また、想定するき電回路図を図 3-1 に示す。図 3-1 で用いられている記号の意味を表 3-1 に示す。ここでは、(1)力行車の静特性、(2)回生車の静特性、(3)軽負荷回生状態の静特性の順に導出を行う。

(1)力行車の静特性

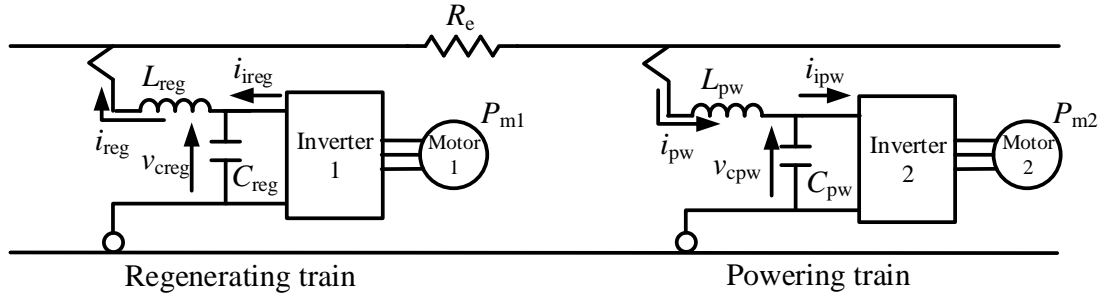


図 3-1 想定するき電回路

表 3-1 図 3-1 における記号の意味

記号	意味	単位
v_{creg}	回生車の FC 電圧	[V]
V_{cpw}	力行車の FC 電圧	[V]
i_{ipw}	力行車のインバータ直流側電流	[A]
i_{ireg}	回生車のインバータ直流側電流	[A]
P_{m1}	回生車モータ出力	[kW]
P_{m2}	力行車モータ出力	[kW]
C_{pw}	力行車 FC 静電容量	[F]
C_{reg}	回生車 FC 静電容量	[F]
L_{pw}	力行車 FL インダクタンス	[H]
L_{reg}	回生車 FL インダクタンス	[H]

定トルク領域および定出力領域では、モータトルク電流 i_{1q} は一定に制御される。また、ベクトル制御状態での q 軸電圧 v_{1q} は、定常状態では(3.2)式で表される。

$$v_{1q} = \omega_1 \sigma L_1 i_{1d} + (R_1 + \sigma L_1 \frac{d}{dt}) i_{1q} + \omega_1 (\frac{M}{L_2}) \phi_{2d} \quad (3.2)$$

ただし、 R_1 は一次抵抗、 L_1 および L_2 は一次および二次自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 σ は漏れ係数、 ω_1 は回転子角周波数、 ϕ_{2d} は二次磁束である。ここで、 i_{1d} 、 i_{1q} および ϕ_{2d} が一定と仮定すると、 ω_1 も一定であることから、 v_{1q} も一定とみなせる。したがって、力行時にはインバータは v_c に依らず一定の電力 $v_{1q} i_{1q}$ をモータに供給する。ここで、モータへの入力電力を $P_m = v_{1q} i_{1q}$ とおくと、力行時のインバータの静特性は、(3.3)式で表される。

$$i_{ipw} = v_{1q} i_{1q} v_c^{-1} = P_m v_c^{-1} \quad (3.3)$$

(2)回生車の静特性

回生時については、第2章で導出された軽負荷回生制御系におけるトルク電流指令値のパターンを数式表現した(2.46)式を(3.1')式に代入すると、回生車の静特性を表す(3.4)式を得る。

$$i_{inv} = \begin{cases} v_{1q} I_{1qmax} v_c^{-1} & \cdots & (v_c < V_{clim}) \\ k_p v_{1q} (V_{cmax} v_c^{-1} - 1) & \cdots & (V_{clim} \leq v_c < V_{cmax}) \\ 0 & \cdots & (V_{cmax} \leq v_c) \end{cases} \quad (3.4)$$

(3)軽負荷回生状態のき電回路の静特性

図3-1に示すき電回路において、回生車が軽負荷回生制御を行っている状態(軽負荷回生状態)におけるインバータの静特性を導出する。なお、各部電圧・電流の正方向は矢印の向きにとり、図3-1では、力行車と回生車が在線し、その間のき電抵抗が R_c [Ω]であると想定している。このとき、回生車の回生電力より軽負荷な力行車に対し、回生車が軽負荷回生を行った場合、FC電圧の動作点は図3-2のように決まる。図3-2において v_{creg} および v_{cpw} は回生車及び力行車のFC電圧、 i_{ireg} および i_{ipw} は回生車および力行車のインバータ直流側電流であり、全て図3-1の矢印の方向を正としている。

図3-2において、回生車の静特性 (i_{ireg}) は(3.4)式より得られ、FC電圧が回生絞り込み電圧より低い領域では i_{ireg} は等パワー曲線となる。一方、力行車の静特性 (i_{ipw}) は(3.3)式から得られる等パワー曲線となる。回生電力が力行車の消費電力より大きい場合(軽負荷回生制御状態)は、(3.3)式に従い v_{creg} に伴って i_{ireg} が絞り込まれ、最終的に回生電力と力行車の消費電力が等しい点、すなわち i_{ireg} 曲線と i_{ipw} 曲線の交点で平衡する。ここで、Pattern 2はPattern 1に比べ、 $V_{clim}(k_p)$ を高めた場合である。図3-2より、 $V_{clim}(k_p)$ を高めた場合、FC電圧の動作点はより高くなることがわかる。

3.1.2. 「遠負荷回生状態」の静特性

本研究では、軽負荷回生制御ゲイン k_p を大きくすることによる省エネルギー化の余地として、「遠負荷回生状態」に着目している。これは、回生車に対する力行車負荷が軽い軽負荷回生状態に対し、回生車に対する力行車負荷は重い、回生車と負荷の間の距離が離れているため、力行車パンタ点電圧に対するき電抵抗の電圧降下分だけFC電圧の上昇を許容しつつ、回生を行わなければならない状態を指す。以降、本論文ではこのような状況を便宜的に「遠負荷回生状態」と呼ぶ。

ここでは、比較的大きな負荷が回生車の遠方に在線している「遠負荷回生状態」の場合の、き電回路の静特性を導出する。3.1.1項(3)で導出した軽負荷回生状態におけるき電回路の静特性(図3-2)では、回生車の静特性に対して、力行車のパワーが制約条件となって、動作点が決定していた。一方、「遠負荷回生状態」では、力行車のパワーは回生車のパワーよりも大きいため、力行車のパワーは制約条件とはならず、その代わりに力行車と回生車の間のき電抵抗による制約を受け

ることになる。

図 3-1 をもとに、「遠負荷回生状態」において、き電回路から受ける制約を求めると、(3.5)式を得る。

$$i_{ireg} = R_e^{-1}(v_{creg} - V_{cpw}) \quad (3.5)$$

ここで、 R_e は回生車と力行車の間のき電抵抗である。なお、定常状態を仮定していることから、回生車の FC に流れ込む電流を 0 としていることに注意されたい。(3.4) 式と (3.5) 式より、「遠負荷回生状態」におけるき電回路の静特性を図示すると図 3-3 を得る。ここで、図 3-3 の回生車の静特性は図 3-2 と同様 (3.4) 式から得られる。一方、き電回路から受ける制約条件は (3.5)式で表される直線となる。軽負荷回生状態におけるき電回路の静特性(図.3-2)では、 k_p を大きくしても、動作点は力行車の等パワー曲線上を移動するのみであるため、回生パワー自体は増加することはない。それに対し、「遠負荷回生状態」におけるき電回路の静特性(図.3-3)では、 k_p を大きくすることで、動作点が (3.5) 式の直線上を移動し、回生パワーが増加することが分かる。

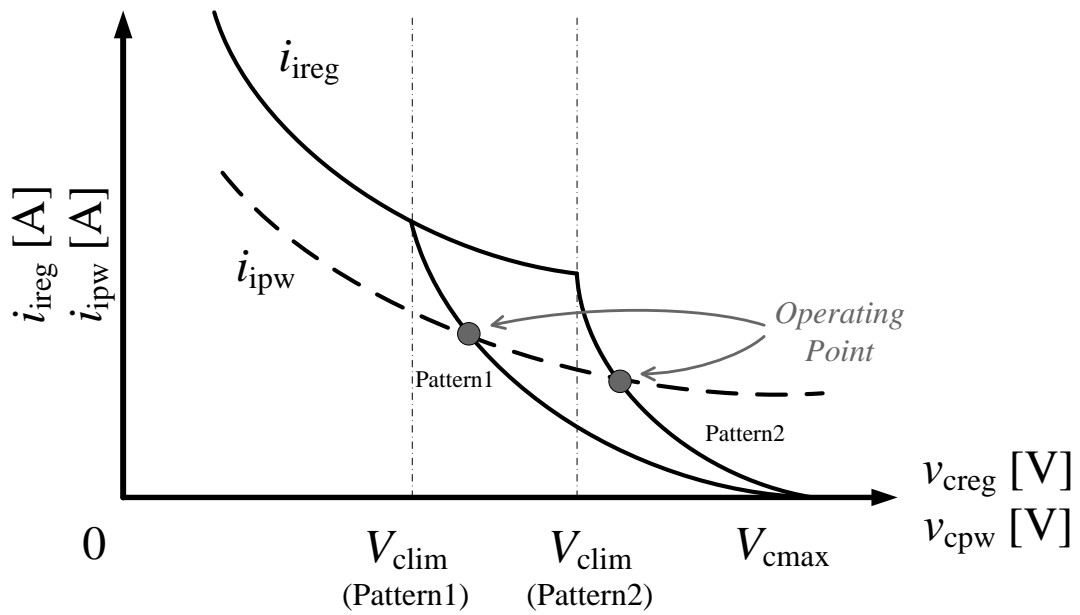


図 3-2 軽負荷回生状態におけるき電回路の静特性

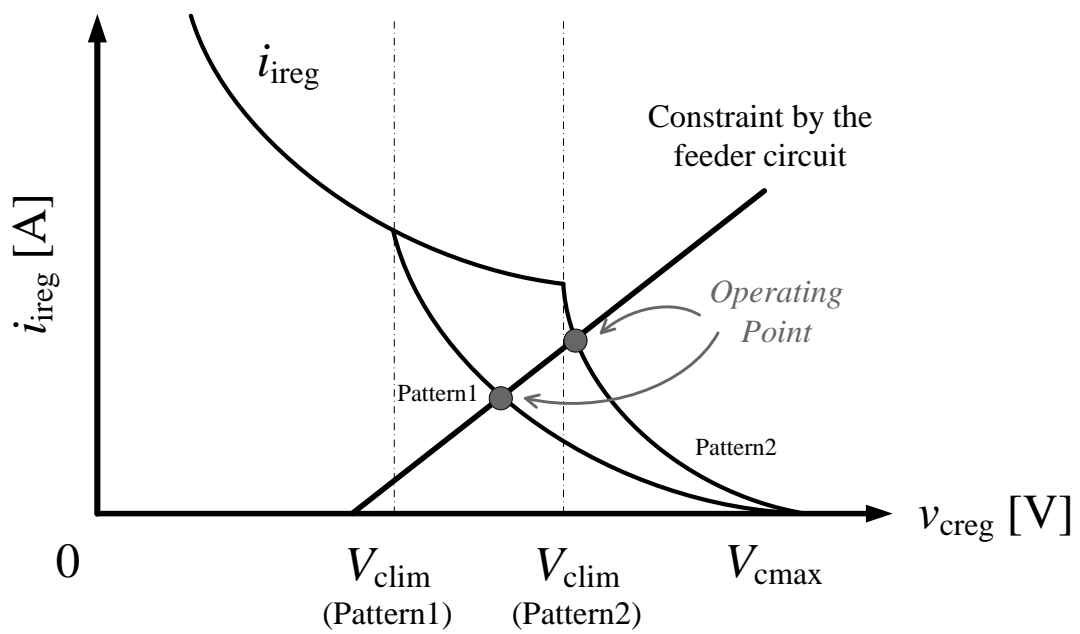


図 3-3. 「遠負荷回生状態」におけるき電回路の静特性

3.2. 「軽負荷回生状態」と「遠負荷回生状態」の比較

3.2.1. 想定車両及び線路条件

本節で想定する列車の性能及び主回路定数を表 3-2 及び表 3-3 にそれぞれ示す。なお、本検討で想定する車両は、小田急電鉄 60000 形とする。また、60000 形の速度-引張力特性を図 3-4 に

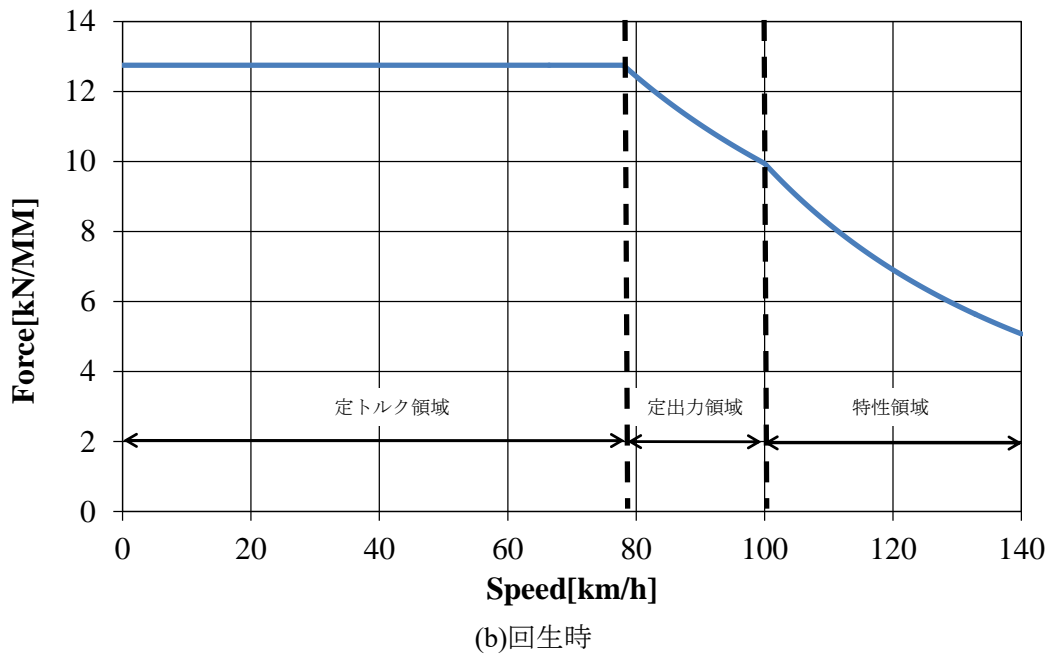
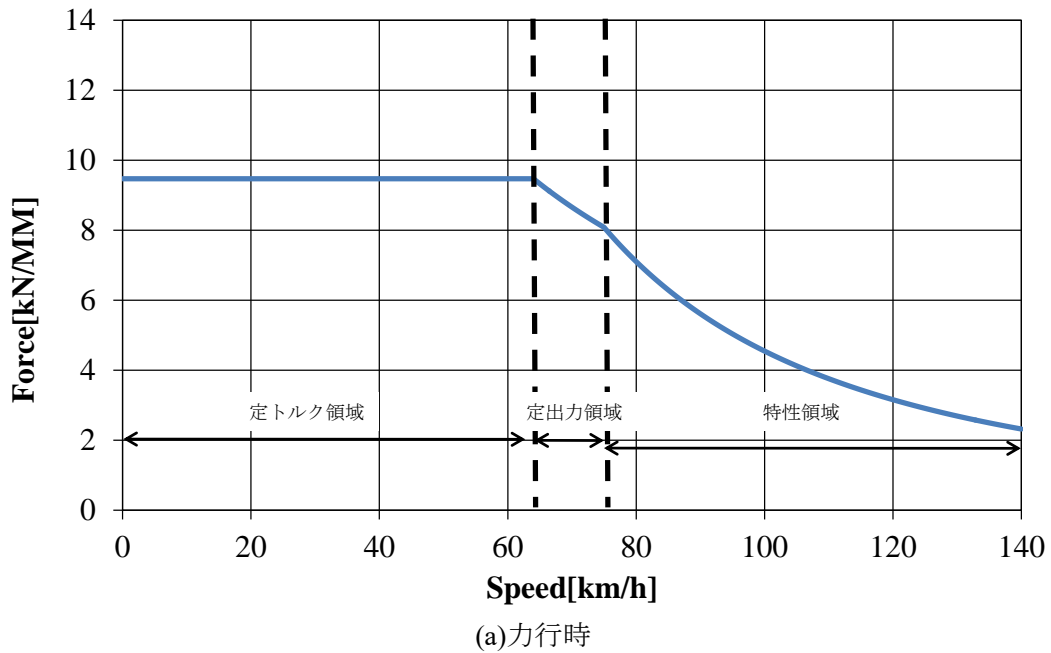


図 3-4 想定車両の速度-引張力特性

示す。なお、図 3-4(a)は力行時、図 3-4(b)は回生時の特性である。動作点の導出及びその検証のための数値シミュレーションでは、小田急電鉄多摩線を対象とした。多摩線の駅(□)および変電所位置(○)を図 3-5 に示す。また、小田急多摩線における各変電所のパラメータを表 3-4 に、き電抵抗値を表 3-5 にそれぞれ示す。

表 3-2. 想定車両の諸元

Specifications	Values
編成	4M2T
モータ数	16
M 車全質量	64.4 [t]
T 車全質量	153.2 [t]
ギア比	4.16
ギア効率	0.98
最大引張力	9.47 [kN/MM]
最大減速度	4.0 [km/h/s]

表 3-3. き電回路の諸元

Specifications	Values
FC 静電容量	3.75 [mF]
FL 巻線抵抗	0.025 [Ω]
FL インダクタンス	4.75 [mH]

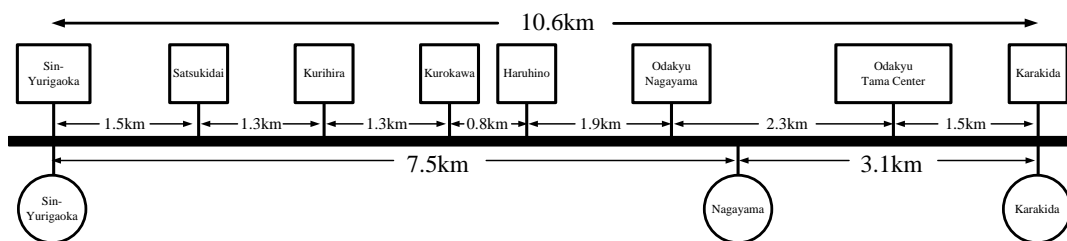


図 3-5 小田急多摩線路線図

表 3-4 各変電所のパラメータ

	新百合ヶ丘	永山	唐木田
無負荷時出力電圧	1620 [V]	1620 [V]	1620 [V]
定格電流	2000 [A]	2000 [A]	2000 [A]
電圧変動率	5.69 [%]	6.67 [%]	7.89 [%]

表 3-5 き電抵抗値

	き電抵抗値
新百合ヶ丘-永山変電所間	0.033 [Ω /km]
永山-唐木田変電所間	0.037 [Ω /km]

3.2.2. 動作点の導出

表 3-2 および表 3-3 と、(3.3) 式、(3.4) 式および (3.5) 式をもとに導出したき電回路の静特性を図 3-6 および図 3-7 に示す。ここで、図 3-6 は軽負荷回生状態の静特性、図 3-7 は「遠負荷回生状態」の静特性である。なお、Pattern 2 は V_{clim} を 1780V に設定した場合である。また、静特性の導出に用いたパラメータを表 3-6 に示す。ここで、表 3-6 に示した回生車の定格モータパワー P_{m1} および力行車の定格モータパワー P_{m2} は編成全体のパワーであることに注意されたい。また、静特性解析において v_{cpw} は定数 V_{cpw} として扱っている。

図 3-6 より、Pattern 1 から Pattern 2 へ軽負荷回生パターンを変更した場合、動作点は A_1 から A_2 へ移る。しかし、 A_1 および A_2 での回生パワーは力行車のパワーと等しい 1520.0 [kW] であるため、軽負荷回生制御における k_p を大きくしても回生パワーは変化しないことが分かる。一方、図 3-7 では、動作点は B_1 から B_2 へ移動する。動作点 B_1 から、「遠負荷回生状態」での Pattern 1 の回生パワーは 1585.7 [kW]、同様に動作点 B_2 より Pattern 2 での回生パワーは 1886.0 [kW] である。以上の結果から、本検討における条件下において、「遠負荷回生状態」では k_p を大きくすることにより、回生パワーが約 18.9 [%] 増加することが分かる。

表 3-6 動作点の導出に用いたパラメータ

Parameters	Pattern 1	Pattern 2
V_{clim}	1700 [V]	1780 [V]
V_{cmax}	1830 [V]	1830 [V]
P_{m1}	3040 [kW]	
P_{m2}	1520 [kW]	
R_e	0.2525 [Ω]	
V_{cpw}	1535 [V]	

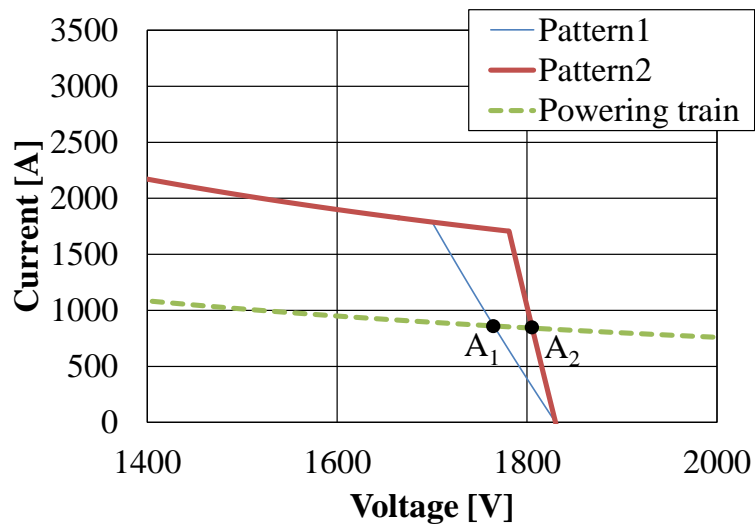


図 3-6 軽負荷回生状態の動作点

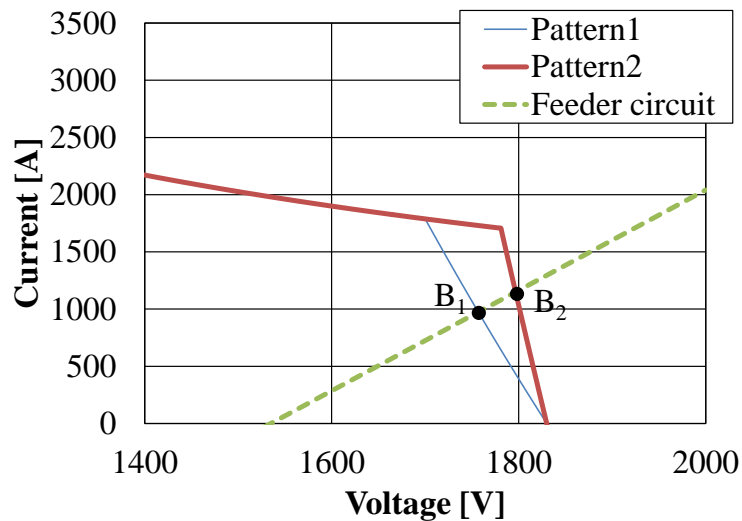


図 3-7 「遠負荷回生状態」の動作点

3.2.3. シミュレーションによる検証

本シミュレーションにおける列車ダイヤを図 3-8 に、列車のランカーブを図 3-9 にそれぞれ示す。本シミュレーションでは、図 3-8 のダイヤに従って列車を走行させた際の車両運動方程式、車両主回路方程式およびき電回路方程式を数値計算した。なお、車両運動方程式は車両質量等の車両性能、主電動機の世界-引張力特性等のモータ性能、線路の勾配等の線路条件をもとに演算している。また、車両主回路方程式及びき電回路方程式は試験列車の主回路定数や変電所 V-I 特性、き電抵抗値等を用いて数値計算した(数値シミュレーションの詳細なアルゴリズムについては付録 1 を参照)。なお、 V_{clim} については 3.2.2 項(2)と同様、Pattern 1($V_{clim} = 1700[V]$)および Pattern 2($V_{clim} = 1780[V]$)の 2 通りについてシミュレーションを行った。なお、3.2.2 項 (2)の検討との整合性をとるため、モータパワー等の車両諸元や回生車と力行車の間のき電抵抗といったパラメータは 3.2.2 項 (2)の検討条件と合わせることにする。

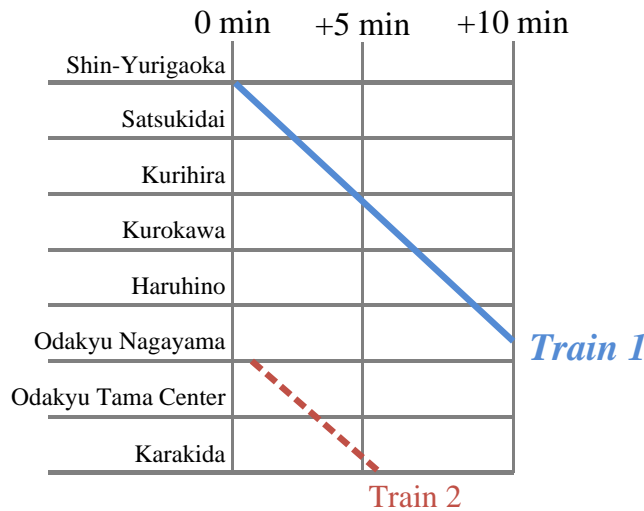


図 3-8 シミュレーションにおける列車ダイヤ

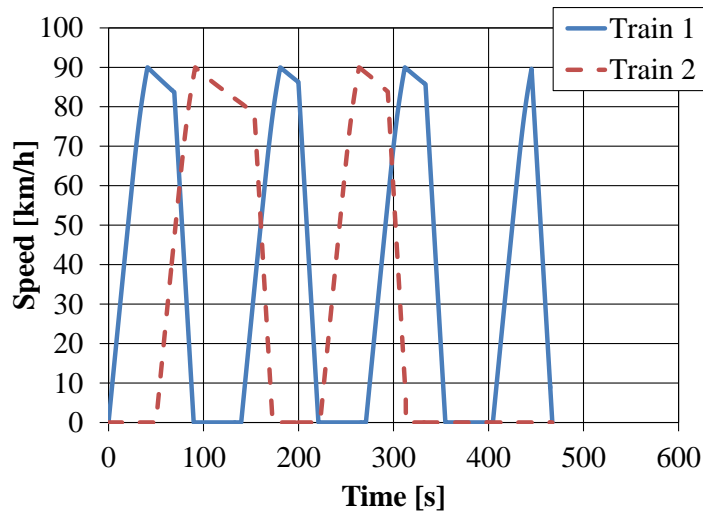


図 3-9 列車ランカーブ

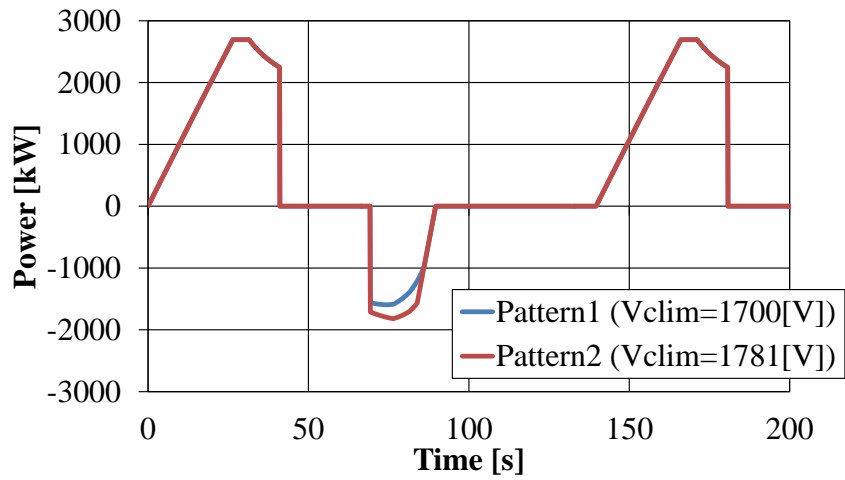


図 3-10 列車パワー波形

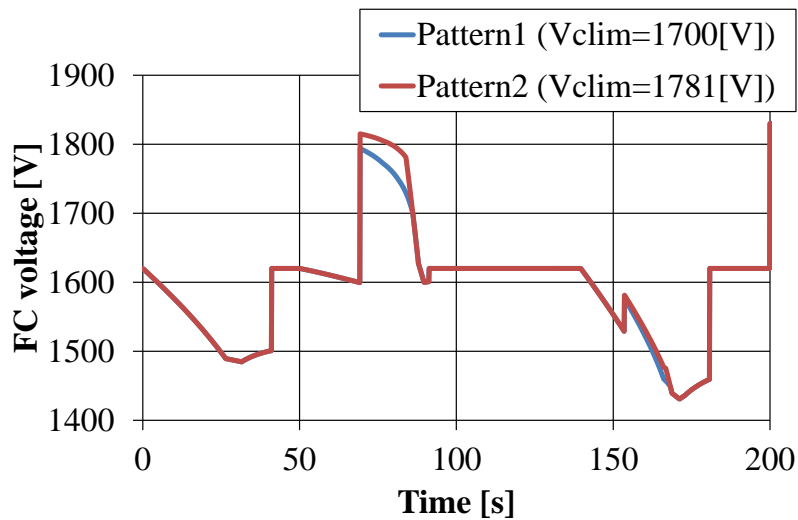


図 3-11 列車 FC 電圧波形

表 3-7 回生パワーの理論値とシミュレーション結果の比較

	Theoretical value	Simulation results
Pattern1	1585.7 [kW]	1594.5 [kW]
Pattern2	1886.0 [kW]	1819.6 [kW]

表 3-8. 回生エネルギーおよび変電所出力エネルギー

	Pattern1 ($V_{clim}=1700[V]$)	Pattern2 ($V_{clim}=1780[V]$)
Regenerative energy of train1 [kWh]	7.34	8.42
Output energy of substations [kWh]	111.8	109.6

図 3-8 及び図 3-9 より, 50[s]~100[s]にかけては train 1 が五月台駅付近でブレーキをかけた時に, train 2 が五月台駅から約 7.6km 離れた小田急永山駅付近で加速中であることから, 「遠負荷回生状態」が発生していると考えられる。そこで, この区間を拡大した列車パワー波形および FC 電圧波形を図 3-10 および図 3-11 に示す。なお, この時の Train1 と Train2 の間のき電抵抗の値は, 理論検討で用いた値 (表 3-6) と等しい。また, 図 3-10 の回生パワー波形は, 正が力行, 負が回生を表している。

まず, 図 3-10 より, Pattern 1 では最大回生パワーが 1594.5 [kW] であるのに対し, 軽負荷回生制御の k_p を大きくした場合である Pattern 2 では, 最大回生パワーは 1819.6 [kW] である。また, Pattern 1 から Pattern 2 への増加率を算出すると, 14.1 [%] である。これらの値を理論検討結果と比較したものを表 3-7 に示す。表 3-7 より, シミュレーション結果とほぼ一致していることが分かる。また, 軽負荷回生制御の改良における最終目標である省エネルギー効果についてのシミュレーション結果を表 3-8 に示す。表 3-8 より, Pattern 1 に対して Pattern 2 では, 変電所出力エネルギーが約 2.0%減少していることが分かる。

第4章

高速域の安定性を考慮した軽負荷回生制御系設計法

本章では、これまで説明してきた従来の軽負荷回生制御系設計における課題に対し、本研究で提案する設計法を説明する。提案手法では、高速域の1パルスモードを考慮した軽負荷回生制御系モデルを導出し、そのモデルの極配置を基に、安定性の範囲内で最大の制御ゲイン k_p を設計する。

4.1. 高速域を想定した軽負荷回生制御系のモデル化

前節では、 $k_p (V_{clim})$ を大きくすることによる回生パワー増加効果および変電所出力エネルギーの低減効果を明らかにした。しかし、第1章でも述べたように、 k_p はインナーループに遅れ要素を含む軽負荷回生制御系のフィードバックゲインであり、 k_p が過大となると系の不安化をまねく。そこで本節では、主回路安定性を保つ範囲で最大の k_p の設計法を提案する。まず、動特性解析に用いる軽負荷回生制御系全体のモデル化を4.1.1項~4.1.6項で行う。なお、図4-1に本章で想定する回路構成を示し、図中の諸元の詳細を表4-1に示す。

4.1.1. 誘導電動機モデル

鉄道車両駆動に一般的に用いられる誘導電動機のモデル化を行う。d-q軸上での誘導電動機の状態方程式は(2.15)式で表され、そこから直ちに以下の式が導かれる。

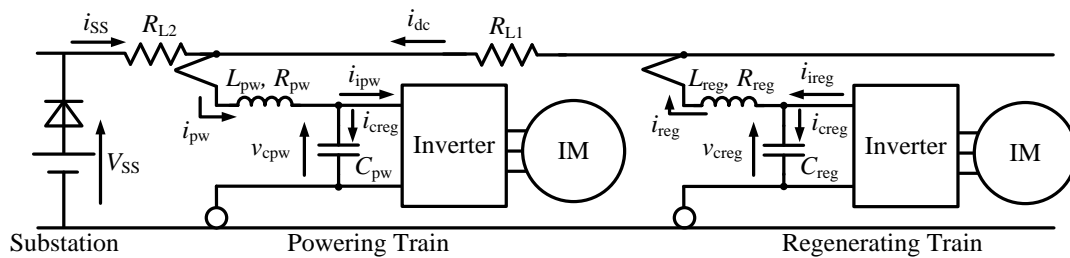


図4-1 想定するき電回路

$$i_{1d} = \frac{1}{R'+s} (\omega_1 i_{1q} + \varepsilon \frac{R_2}{L_2} \phi_{2d} + \varepsilon \omega_{re} \phi_{2q} + \frac{1}{\sigma L_1} v_{1d}) \quad (4.1)$$

$$i_{1q} = \frac{1}{R'+s} (-\omega_1 i_{1d} - \varepsilon \omega_{re} \phi_{2d} + \varepsilon \frac{R_2}{L_2} \phi_{2q} + \frac{1}{\sigma L_1} v_{1q}) \quad (4.2)$$

$$\phi_{2d} = \frac{1}{R_2/L_2 + s} (\frac{MR_2}{L_2} i_{1d} + \omega_s \phi_{2q}) \quad (4.3)$$

$$\phi_{2q} = \frac{1}{R_2/L_2 + s} (\frac{MR_2}{L_2} i_{1q} - \omega_s \phi_{2d}) \quad (4.4)$$

ここで、 ε と R' は以下のように定義する。

表 4-1 き電回路および駆動システムの諸元

Symbol	Quantity	Values
R_1	Stator resistance	0.0985 [Ω]
R_2	Rotor resistance	0.0471 [Ω]
L_1	Stator inductance	0.0174 [H]
L_2	Rotor inductance	0.0174 [H]
M	Mutual inductance	0.0164 [H]
T_f	Time constant of the filter for calculation of modulation ratio	0.1 [s]
T_{da}	Time constant of filter in the damping control	0.036 [s]
k_{da}	Gain of the damping control	0.0015
-	Rated power of the traction motor	190 [kW]
C_{reg}, C_{pw}	Capacitance of FC	60.0 [mF]
L_{reg}, L_{pw}	Inductance of FL	4.8 [mH]
R_{reg}, R_{pw}	Resistance of FL	0.025 [Ω]
T_p	Time constant of the LPF of P controller	0.042 [s]
T_d	Time constant of D controller	0.126 [s]
k_d	Gain of the D controller	0.0615

表 4-2. 線形化における平衡点の値

Symbol	Quantity	Values
V_{1d0}	d-axis voltage	330 [V]
V_{1q0}	q-axis voltage	1432 [V]
I_{1d0}	d-axis current	110 [A]
I_{1q0}	q-axis current	225 [A]
Φ_{2d0}	d-axis magnetic flux	1.80 [Wb]
Φ_{2q0}	q-axis magnetic flux	0.0 [Wb]
Ω_{re0}	Rotor angular frequency	762 [rad/s]
Ω_{s0}	Slip angular frequency	5.55 [rad/s]
Ω_{10}	Inverter angular frequency	756 [rad/s]
V_{c0}	FC voltage	1800 [V]
θ_0	Phase of voltage vector	1.34 [rad]

$$\varepsilon = \frac{M}{\sigma L_1 L_2} \quad (4.5)$$

$$R' = \frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{(1-\sigma)R_2}{\sigma L_2} \quad (4.6)$$

(4.1)-(4.4)式は非線形項を含むため、平衡点近傍での線形化を行った結果を(4.7)-(4.9)式に示す。ここで、平衡点との偏差を δ をつけて表すこととし、想定した平衡点における各パラメータの値を表 4-2 に示す。

$$\delta \tilde{i}_{1d} = \frac{1}{R'+s} (I_{1q0} \delta \omega_1 + \Omega_{10} \delta \tilde{i}_{1q} + \varepsilon \frac{R_2}{L_2} \delta \phi_{2d} + \varepsilon \Omega_{re0} \delta \phi_{2q} + \frac{1}{\sigma L_1} \delta v_{1d}) \quad (4.7)$$

$$\delta \tilde{i}_{1q} = \frac{1}{R'+s} (-I_{1d0} \delta \omega_1 - \Omega_{10} \delta \tilde{i}_{1d} - \varepsilon \Omega_{re0} \delta \phi_{2d} + \varepsilon \frac{R_2}{L_2} \delta \phi_{2q} + \frac{1}{\sigma L_1} \delta v_{1q}) \quad (4.8)$$

$$\delta \phi_{2d} = \frac{1}{R_2/L_2 + s} \left(\frac{MR_2}{L_2} \delta \tilde{i}_{1d} + \Phi_{2q0} \delta \omega_s + \Omega_{s0} \delta \phi_{2q} \right) \quad (4.8)$$

$$\delta \phi_{2q} = \frac{1}{R_2/L_2 + s} \left(\frac{MR_2}{L_2} \delta \tilde{i}_{1q} - \Phi_{2d0} \delta \omega_s - \Omega_{s0} \delta \phi_{2d} \right) \quad (4.9)$$

4.1.2. 1 パルスベクトル制御

2.2 節で述べたように、高速域の運転では電圧利用率の向上やスイッチング損失の低減を目的とした 1 パルスモードを適用することが一般的である。また、インバータやモータは非線形モデルであり、よりパワーが大きくなる高速域が安定性の観点からは厳しい条件といえる。そこで提案設計法では、この高速域で用いられる 1 パルスモードを想定したモデル化を行う。

1 パルスモードで成立する数式は(2.38)~(2.46)に示す通りである。これらの式のうち、(2.38)~(2.45)式は非線形項を含んでいるため、表 3-9 に示した平衡点の近傍で線形化を行った結果を(4.10)-(4.16)式に示す。

$$\delta v_{1dFF}^* = R_1 \delta \tilde{i}_{1d}^{**} - \sigma L_1 I_{1q0} \delta \omega_1 - \Omega_{10} \sigma L_1 \delta \tilde{i}_{1q} \quad (4.10)$$

$$\delta v_{1qFF}^* = R_1 \delta \tilde{i}_{1q}^* + \left(\sigma L_1 + \frac{M^2}{L_2} \right) \left(I_{1d0} \delta \omega_1 + \Omega_{10} \delta \tilde{i}_{1d}^{**} \right) \quad (4.11)$$

$$\delta v_s = \frac{1}{\sqrt{V_{1d0}^2 + V_{1q0}^2}} \left(V_{1d0} \delta v_{1dFF}^* + V_{1q0} \delta v_{1qFF}^* \right) \quad (4.12)$$

$$\delta \theta = \frac{1}{1 + (V_{1q0}/V_{1d0})^2} \left(-\frac{V_{1q0}}{V_{1d0}^2} \delta v_{1dFF}^* + \frac{1}{V_{1d0}} \delta v_{1qFF}^* \right) \quad (4.13)$$

$$\delta \omega_s^* = \frac{R_2}{L_2} \left(\frac{1}{I_{1d0}} \delta \tilde{i}_{1q}^* - \frac{I_{1q0}}{I_{1d0}^2} \delta \tilde{i}_{1d}^{**} \right) \dots \quad (4.14)$$

$$\delta v_{1d}^* = \frac{\sqrt{6}}{\pi} (\cos \theta_0 \delta v_{\text{creg}} - V_{c0} \sin \theta_0 \delta \theta). \quad (4.15)$$

$$\delta v_{1q}^* = \frac{\sqrt{6}}{\pi} (\sin \theta_0 \delta v_{\text{creg}} + V_{c0} \cos \theta_0 \delta \theta). \quad (4.16)$$

4.1.3. 駆動用インバータ

ここでは、鉄道車両駆動用インバータのモデル化を行う。変調率の計算に用いる1次遅れフィルタ、d軸及びq軸の出力電圧に関して、(3.17)-(3.19)式が成り立つ。また、インバータにおける損失を無視した交流・直流電力変換に関する(3.1)式より、(4.20)式が導出される。

$$v_{\text{cregF}} = \frac{1}{1 + sT_f} v_{\text{creg}} \quad (4.17)$$

$$v_{1d} = \frac{v_{1d}^*}{v_{\text{cregF}}} v_{\text{creg}} \quad (4.18)$$

$$v_{1q} = \frac{v_{1q}^*}{v_{\text{cregF}}} v_{\text{creg}} \quad (4.19)$$

$$i_{\text{ireg}} = \frac{v_{1d} i_{1d} + v_{1q} i_{1q}}{v_{\text{creg}}} \quad (4.20)$$

ここで、(4.18)-(4.20)式は非線形項を含むため、表4-2に示した平衡点の近傍で線形化を行った結果を(4.21)-(4.23)式に示す。

$$\delta v_{1d} = \delta v_{1d}^* + \frac{V_{1d0}}{V_{c0}} \delta v_{\text{creg}} - \frac{V_{1d0}}{V_{c0}} \delta v_{\text{cregF}} \quad (4.21)$$

$$\delta v_{1q} = \delta v_{1q}^* + \frac{V_{1q0}}{V_{c0}} \delta v_{\text{creg}} - \frac{V_{1q0}}{V_{c0}} \delta v_{\text{cregF}} \quad (4.22)$$

$$\delta i_{\text{ireg}} = \frac{V_{1d0}}{V_{c0}} \delta i_{1d} + \frac{I_{1d0}}{V_{c0}} \delta v_{1d} + \frac{V_{1q0}}{V_{c0}} \delta i_{1q} + \frac{I_{1q0}}{V_{c0}} \delta v_{1q} - \frac{V_{1d0} I_{1d0} + V_{1q0} I_{1q0}}{V_{c0}^2} \delta v_{\text{creg}} \quad (4.23)$$

4.1.4. 車両主回路及びき電回路

ここでは、き電回路を含む車両駆動用インバータの直流側回路のモデル化を行う。なお、本論文では回生時に関する解析を行うため、図4-1における変電所のダイオード整流器はオフ状態であると仮定する。図3-1における直流側の回路方程式は(4.24)-(4.26)式で表される。

$$Ri_{\text{dc}} + (L_{\text{reg}} + L_{\text{pw}}) \frac{di_{\text{dc}}}{dt} = v_{\text{creg}} - v_{\text{cpw}} \quad (4.24)$$

$$i_{\text{ireg}} - i_{\text{dc}} = C_{\text{reg}} \frac{dv_{\text{creg}}}{dt} \quad (4.25)$$

$$i_{\text{dc}} - i_{\text{ipw}} = C_{\text{pw}} \frac{dv_{\text{cpw}}}{dt} \quad (4.26)$$

ここで、(3.30)式における R はき電抵抗，力行車及び回生車それぞれの FL 巻線抵抗の和を表す。(3.30)-(3.32) 式に対してラプラス変換を適用すると，(4.27)-(4.29) 式を得る。なお，(4.27)-(4.29)式は線形であるため，微小変化量についても成立する。

$$Ri_{\text{dc}} + (L_{\text{reg}} + L_{\text{pw}})i_{\text{dc}}s = v_{\text{creg}} - v_{\text{cpw}} \quad (4.27)$$

$$i_{\text{ireg}} - i_{\text{dc}} = C_{\text{reg}}v_{\text{creg}}s \quad (4.28)$$

$$i_{\text{dc}} - i_{\text{ipw}} = C_{\text{pw}}v_{\text{cpw}}s \quad (4.29)$$

4.1.5. 軽負荷回生制御器とダンピング制御

軽負荷回生制御に用いる制御器 $C(s)$ は，(4.30)式で表される PD 制御器を想定する。なお，実際には比例器の入力に高域のノイズカットのためのローパスフィルタを加えている。

$$C(s) = k_p + \frac{k_d s}{1 + T_d s} \quad (4.30)$$

また，ダンピング制御は(4.31)式で表される。

$$i_{\text{1qD}}^* = \frac{s k_{\text{da}}}{1 + T_{\text{da}} s} v_{\text{creg}} \quad (4.31)$$

4.1.6. 1 パルスベクトル制御を想定した軽負荷回生制御系

これまで導出した各部モデルを統合した，本論文で提案する軽負荷回生制御系設計の基礎となる対象システムモデルを図 4-2 に示す。提案設計法では，図 4-2 に基づいて軽負荷回生制御ゲインを設計することで，安定性の観点からワーストケースである高速域の 1 パルスベクトル制御適用時でも，系を安定に保つ軽負荷回生ゲインの最大値が設計可能である。

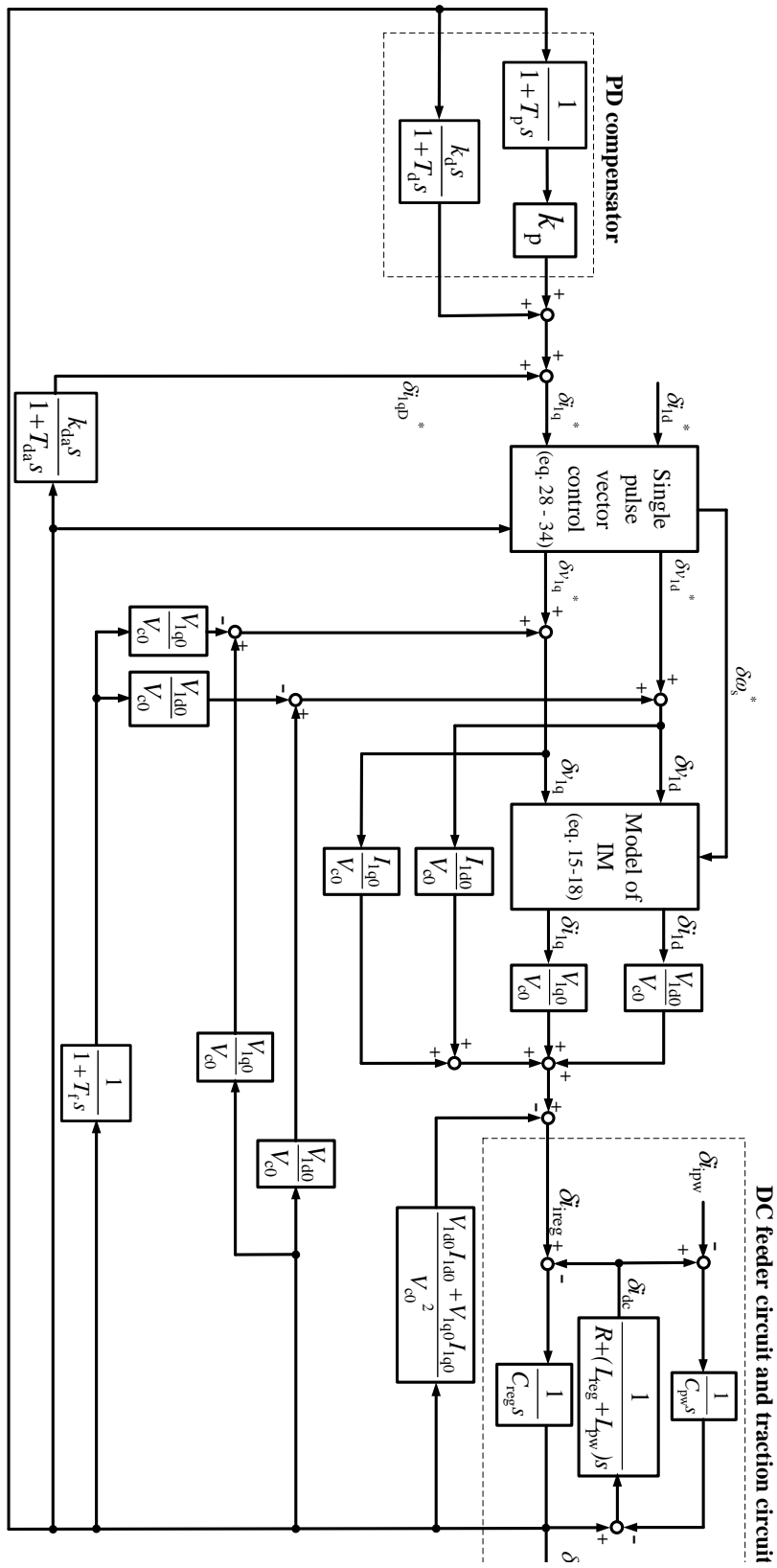


図 4-2 線形化後の回生ブレーキ制御系全体のブロック線図

4.2. 導出モデルの妥当性検証

4.2.1. 実験条件

本項では、導出された軽負荷回生制御系モデルの妥当性を検証する。実験システム構成と各パラメータの値を図4-3及び表4-1にそれぞれ示す。実験システムとしては、小田急電鉄60000形の車両主回路を使用する。軽負荷回生制御系のパラメータとしては、 $V_{clim}=1700[V]$, $V_{cmax}=1830[V]$, $I_{qmax}=225[A]$ と設定した。実験条件として、回生中のある時点で負荷が急峻に減少する負荷急変を想定する。なお、本試験は本論文で着目している1パルスベクトル制御が適用される高速域(90km/h)で実施した。実験システムにおいては、負荷急変は負荷抵抗 R_{load} の値が急峻に変化させることで模擬する。

4.2.2. 実験条件下の軽負荷回生制御系モデルの理論解析

実験条件において、直流側の回路方程式は(4.32)-(4.33)式で表される。

$$R_{load}i_{dc} + L_{reg} \frac{di_{dc}}{dt} = v_{creg} \quad (4.32)$$

$$i_{ireg} - i_{dc} = C_{reg} \frac{dv_{creg}}{dt} \quad (4.33)$$

上式において、 R_{load} が R_0 から $R_0 + \delta R_L$ に変動する負荷急変時において、微小変化分 δR_L に対する軽負荷回生制御系の安定性を検証する。ここで、(4.32)式の左辺第1項は非線形項であ

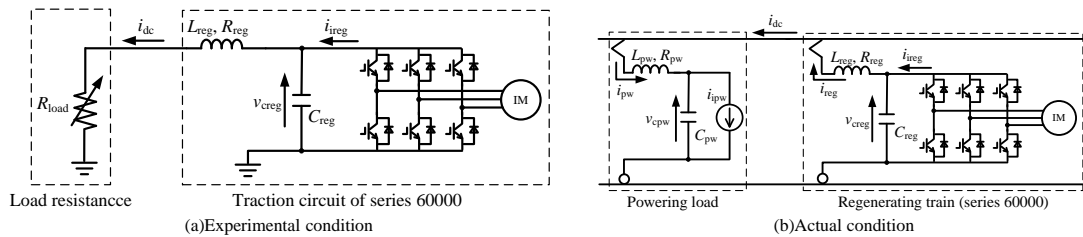


図4-3. 実験における回路構成

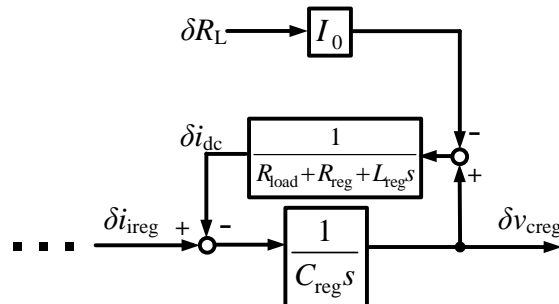


図4-4. 実験条件における直流回路モデルのブロック線図

るため、平衡点の近傍で線形化を行うと(4.34)式を得る。

$$R_0 \delta \tilde{i}_{dc} + I_0 \delta R_L + L_{reg} \frac{d\delta \tilde{i}_{dc}}{dt} = \delta v_{creg} \quad (4.34)$$

ここで、 I_0 および R_0 は平衡点における値を表し、本検討ではそれぞれ $I_0=100[\text{A}]$ 、 $R_0=3.0[\Omega]$ とする。(4-33)式および(4-34)式にラプラス変換を施すと(4.35)-(4.36)式を得る。また(4.35)-(4.36)式に基づいた直流側回路モデルを図4-4に示す。

$$R_0 \delta \tilde{i}_{dc} + I_0 \delta R_L + L_{reg} \delta \tilde{i}_{dc} s = \delta v_{creg} \quad (4.35)$$

$$i_{ireg} - i_{dc} = C_{reg} v_{creg} s \quad (4.36)$$

ここで、 δR_L から δv_{creg} までの閉ループ伝達関数の極配置を図4-5に示す。図4-5より、システムの応答を決める代表根は極A及びBであることが分かる。ここで、極A及び極Bの値を以下に示す。

$$\text{Pole A: } -4.16 + j59.6$$

$$\text{Pole B: } -4.16 - j59.6$$

それぞれの極の値より、極A及び極Bの固有角周波数は 59.8rad/s 、減衰係数は 0.0696 である。一方、表4-1に示したFCとFLの値から計算したLC共振周波数は 59.0rad/s であり、図4-5の代表根の固有周波数と近い値になっていることが確認できる。以上より、対象とする系の挙動においてはLC共振による振動が支配的であることが分かる。

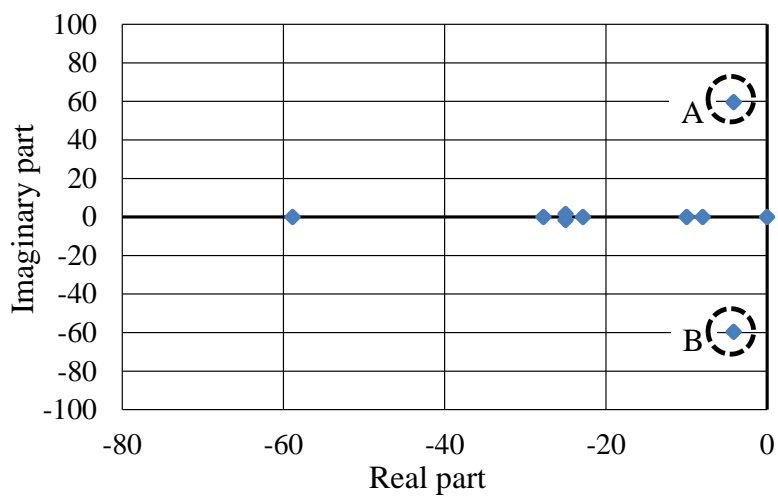


図 4-5. 実験モデルの閉ループ伝達関数の極配置($\delta R_L \rightarrow \delta v_{creg}$)

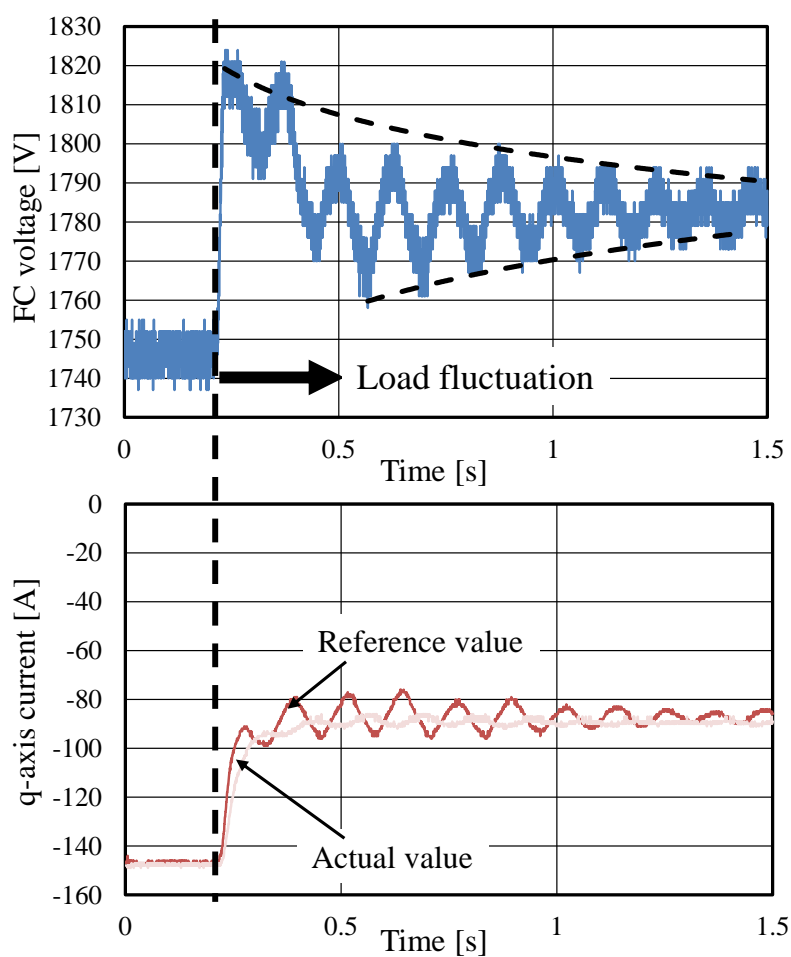


図 4-6. 負荷急変時の実験結果

4.2.3. 導出モデルの検証

実スケールの主回路装置を用いた実験システムにより、本論文で導出した軽負荷回生制御モデルの妥当性を検証する。実験におけるFC電圧波形及びq軸電流波形を図4-6に示す。図4-6では、0.2 sec付近で負荷抵抗の値が $3.0\ \Omega$ から $7.0\ \Omega$ へ急峻に変化する負荷急変が発生している。図4-6より、FC電圧及びq軸電流共に、負荷急変直後は振動がみられるが、その後は収束している。したがって、この条件下では系は安定であると言え、これは4.2.2項の理論検討結果と一致している。また、振動周波数についても、図4-6では約 $50\ \text{rad/s}$ でFC電圧及びq軸電流が振動しており、図4-5の代表根の固有周波数に近い振動が現れることを確認した。なお、実験結果の振動周波数が、LC共振周波数及び図4-5の代表根の固有周波数と $10\ \text{rad/s}$ 程度異なっているが、これは配線のインダクタンスなど理論検討では考慮していない要素によって共振周波数がずれたことによるものと考えられる。ここで、理論検討において考慮されていない直流側のインダクタンスによる影響について考察する。直流側のインダクタンス変動は、(4.24)式の左辺第2項の係数 $L_{\text{reg}}+L_{\text{pw}}$ および(4.35)式の左辺第2項の係数 L_{reg} に影響を与える。図4-7に直流側のインダクタンス L_{reg} が変動した際の極配置の変化を示す。なお、ここでは $4.8\ \text{mH}$ の L_{reg} に対して $+1.0\ \text{mH}$ (Case 1)、 $+2.0\ \text{mH}$ (Case 2)の変動がそれぞれ生じた場合を考察する。図4-7より、代表根 $A \cdot B$ がインダクタンス変動に従って移動することが分かる。このとき、共振周波数と減衰係数の変化を表4-3に示す。表4-3より、Case 1で約9.6%、Case 2で15.8%の共振周波数の変動が確認できる。なお、Case 2の共振周波数が実験結果とよく一致していることから、本実験では $2.0\ \text{mH}$ (L_{reg} に対して約40%)のインダクタンス変動が生じていたと推測される。本実験では L_{reg} のインダクタンスが小さい主回路システムを使用していたため、直流側のインダクタンス変動の影響を受けやすい条件になっていたと考えられる。

また、図4-6からFC電圧の振動の減衰時定数(図4-6の包絡線の時定数)は約 $0.43\ \text{sec}$ と算出できる。なお、ここでは図4-6のステップ応答後のFC電圧波形(約 $0.2\ \text{sec}$ 以降)において直流成分を取り除いた後、包絡線の時定数を算出している。一方、表4-3におけるCase 2の代表根から算出した減衰時定数は $0.38\ \text{sec}$ であり、実験結果の減衰時定数と概ね一致していることが分かる。なお、図4-6では $50\ \text{rad/s}$ の振動が持続することが確認できる。このようなq軸電流とFC電圧の振動は、最終的にはモータトルクの振動を引き起こすことが懸念されるが、提案手法は鉄道車両という非常に大きい慣性負荷を駆動するシステムを対象としているため、このようなトルクの振動は問題にならないと考える。

以上の結果より、導出モデルが実際のシステムの挙動とよく一致していることから、本論文で提案する軽負荷回生制御系設計法に用いるモデルの妥当性が示された。

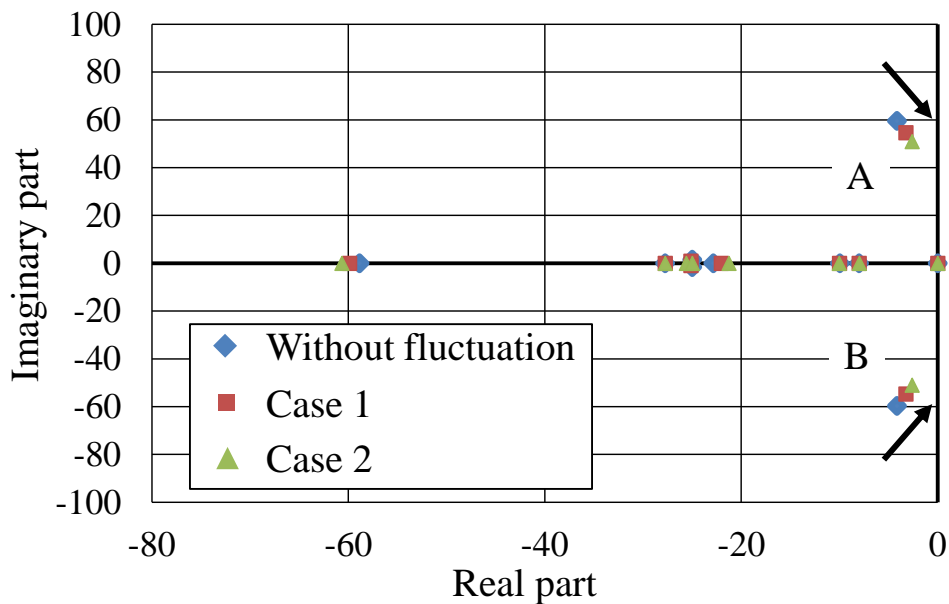


図 4-7. 直流側のインダクタンス変動による極配置への影響

表 4-3. インダクタンス変動による共振周波数と減衰係数の変化

		Coordinate of Pole A and B	Resonance frequency [rad/s]	Damping factor
Without fluctuation		A (-4.16, 59.6), B (-4.16, -59.6)	60.6	0.0696
With fluctuation	Case 1 (+1.0mH)	A (-3.24, 54.8), B (-3.24, -54.8)	54.8	0.0592
	Case 2 (+2.0mH)	A (-2.61, 50.0), B (-2.61, -50.0)	51.0	0.0512

4.3. 提案する軽負荷回生制御系設計法

4.3.1. 極配置に基づく軽負荷回生制御系設計法

4.2.6 項で導出された系のモデル(図 4-2)に基づいた軽負荷回生制御系のゲイン設計法を提案する。なお、提案設計法では高速域で適用される 1 パルスベクトル制御を想定しており、第 1 章で述べたように電流制御系の性能の観点からはワーストケースとなる。したがって、提案設計法により、系の安定性を保つ最大の軽負荷回生制御ゲイン $k_p(V_{\text{clim}})$ を設計することが可能となる。なお、図 4-2 の軽負荷回生制御器は PD 制御器で構成されているが、微分器は理論検討で考慮していない実システムにおける高周波のノイズを増幅する可能性があるため、本論文では微分ゲインには手を加えず、比例ゲインのみを設計対象とする。

提案設計法では、車両の回生中に負荷が急峻に変動する負荷急変を想定する。したがって、図 4-2 において δi_{ipw} から δv_{creg} までの閉ループ伝達関数 $G(s)$ に着目し、系の安定性を保障するため、 $G(s)$ の極配置に基づく設計法を提案する。すなわち、対象の伝達関数の極の実部が全て負となる範囲内で最大のゲイン $k_p(V_{\text{clim}})$ を選択すればよい。具体的な手順としては、線形化を施したシステム(図 4-2)について、軽負荷回生制御ゲイン k_p を変化させながら $G(s)$ の極配置を描き、全ての極が左半面に位置する範囲で最大の k_p を試行錯誤的に探索することで、安定性を保つ最大の $k_p(V_{\text{clim}})$ を設計する。

上記の提案設計法により、主回路安定性を損ねない範囲で最大の $k_p(V_{\text{clim}})$ を設計することができる。

4.3.2. 実車両への提案設計法の適用

5.1 節で述べた提案設計法を実車両に適用し、最大の軽負荷回生制御ゲインを設計する。図 4-8 に表 4-1 の条件下での小田急電鉄 60000 形の駆動システム (図 4-2) の極配置を示す。なお、図 4-8 では $V_{\text{clim}}=1700[\text{V}]$, $1790[\text{V}]$, $1800[\text{V}]$ の 3 つのパターンについて極配置を示している。なお、1700V は現状の軽負荷回生制御系で V_{clim} として適用されている値である。図 4-8 より、 $k_p(V_{\text{clim}})$ を上げていくにしたがって、対象システムの代表根(Pole A, Pole B)が右半面に移動することが分かる。その結果、 V_{clim} が 1700 V および 1790 V のパターンでは、全ての極は左半面(極の実部が負となる領域)に位置しており、軽負荷回生制御系が安定であることを示している。一方、 $V_{\text{clim}}=1800[\text{V}]$ の場合は一部の極が右半面(極の実部が正となる領域)に位置しているため、系が不安定となることがわかる。したがって、小田急電鉄 60000 形の場合、主回路安定性を保つ範囲内で最大のゲインとして $V_{\text{clim}}=1790[\text{V}]$ と設計できる。

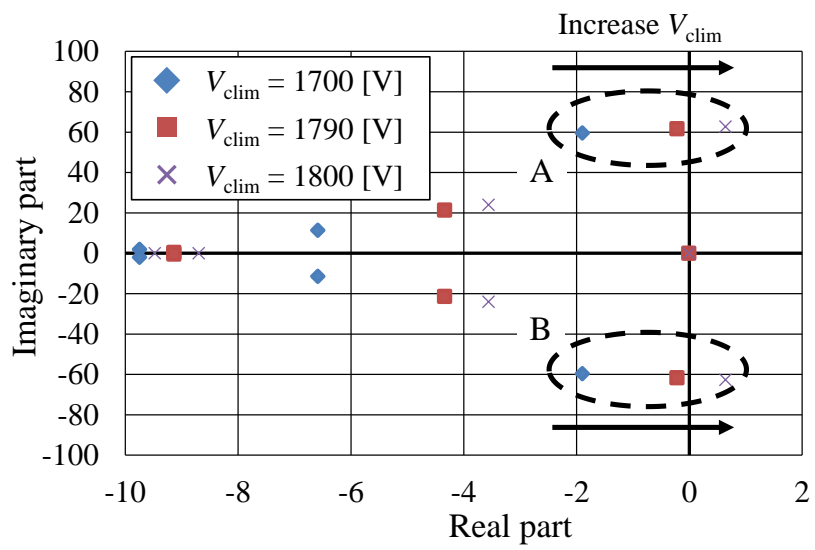


図 4-8. k_p を変化させたときの極配置

4.3.3. 実スケールモデルによる実験検証

図4-8に基づく小田急電鉄60000形の設計結果の妥当性を実証するため、図4-3(a)に示す実験システムによる検証を行う。なお、実験条件は第4.2節と同様であるが、 V_{clim} は1700[V], 1781[V], 1800[V]の3つのパターンを実験に用いた。

図4-9～図4-11に、 $V_{\text{clim}}=1700[\text{V}], 1781[\text{V}], 1800[\text{V}]$ を用いた場合のそれぞれの実験結果を示す。図4-9および図4-10より、 $V_{\text{clim}}=1700[\text{V}], 1781[\text{V}]$ においては負荷急変後にFC電圧・q軸電流の振動が生じているものの、収束する傾向にあることから系は安定である。また、図4-10では、FC電圧及びq軸電流波形がほぼ持続振動に近い状態になっていることから、提案設計法により安定性の限界までゲインを高めることが可能であるといえる。一方、図4-11より、 $V_{\text{clim}}=1800[\text{V}]$ の場合はFC電圧及びq軸電流の振動が発散することから、系が不安定になっていることが確認された。この実験結果は、図4-8の極配置による安定性解析結果と一致している。したがって、本実験結果により、提案設計法によって得られた安定性限界値($V_{\text{clim}}=1790[\text{V}]$)の妥当性が確認された。

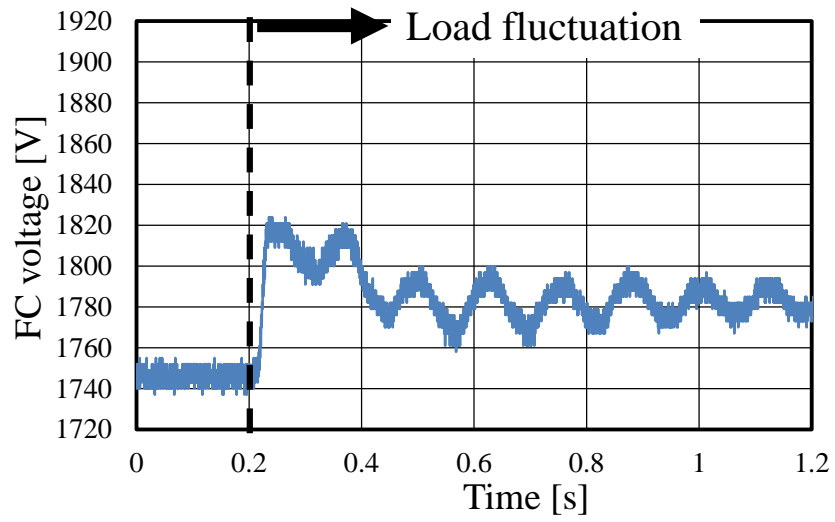
なお、図4-9～図4-11の各実験結果について、振動角周波数 ω_n と減衰係数 ζ を以下に示す。なお、図4-11のFC電圧及びq軸電流は発散しているため、減衰係数は負の値をとっている。

$$V_{\text{clim}}=1700[\text{V}] \cdots \omega_n = 50.0 [\text{rad/s}], \zeta = 0.047$$

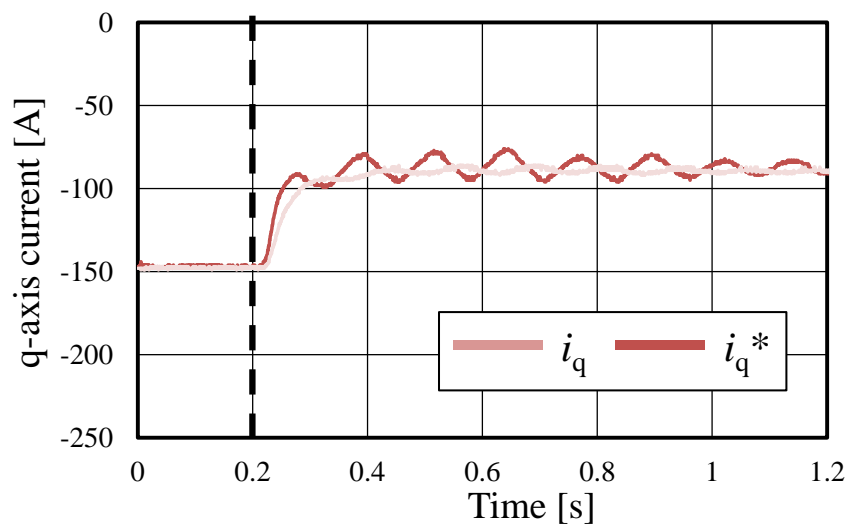
$$V_{\text{clim}}=1781[\text{V}] \cdots \omega_n = 50.0 [\text{rad/s}], \zeta = 0.025$$

$$V_{\text{clim}}=1800[\text{V}] \cdots \omega_n = 50.0 [\text{rad/s}], \zeta = -0.011$$

いずれのパターンも振動角周波数は50.0[rad/s]で一定であるが、 V_{clim} を大きくすると共に減衰係数は小さくなることが確認できる。なお、実験で確認されたFC電圧およびq軸電流の振動に起因して、モータトルクが振動することが懸念されるが、提案手法は慣性負荷が大きい鉄道車両駆動への適用を前提としているため、問題にはならないと考えられる。

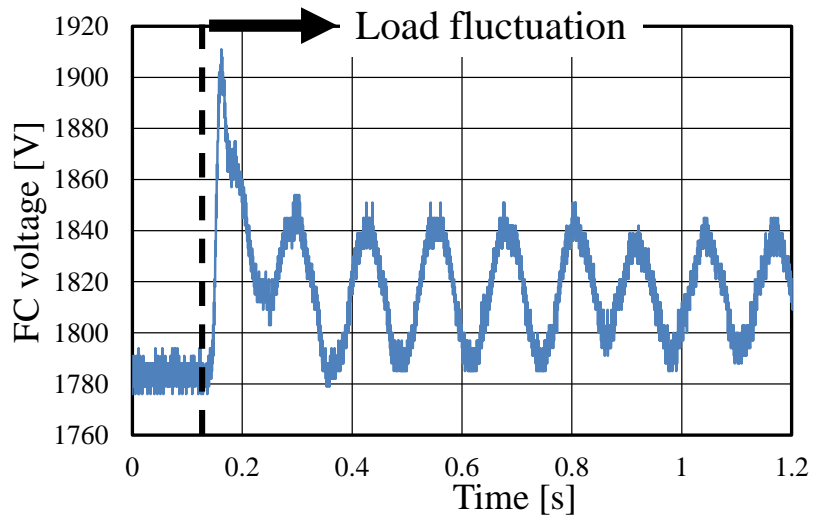


(a) FC voltage

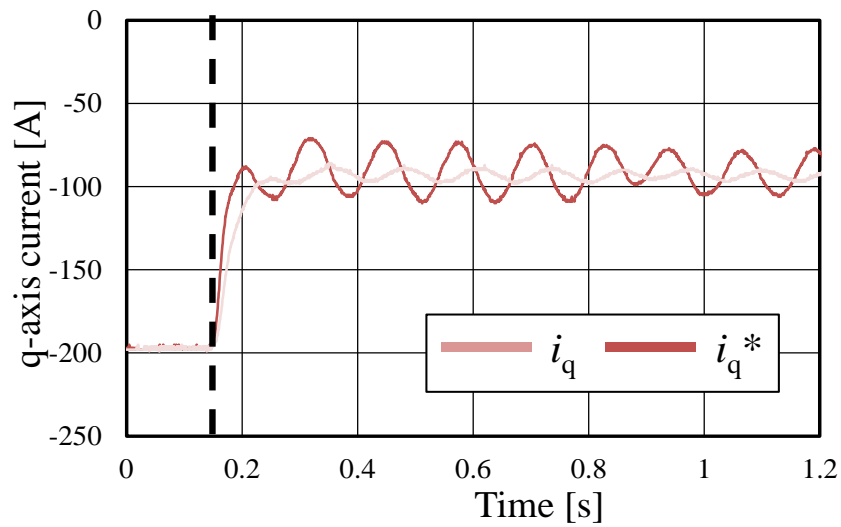


(a) q-axis current

図 4-9. 実験結果 ($V_{\text{clim}} = 1700[\text{V}]$)

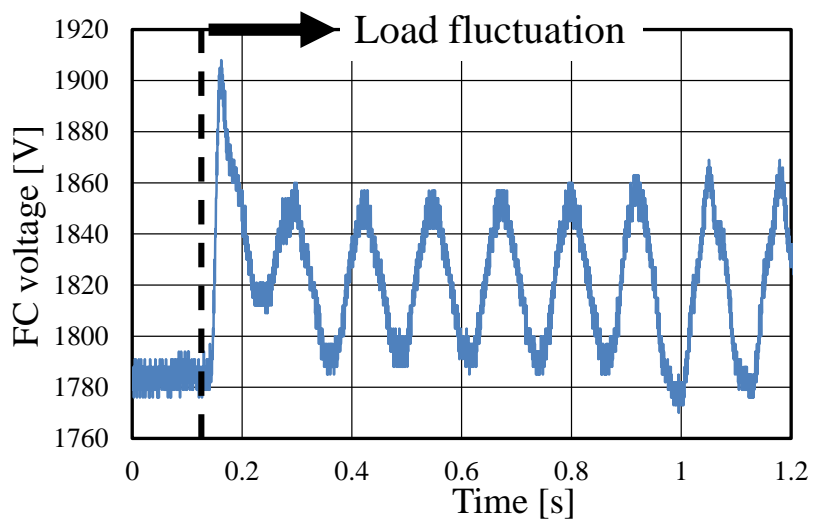


(a) FC voltage

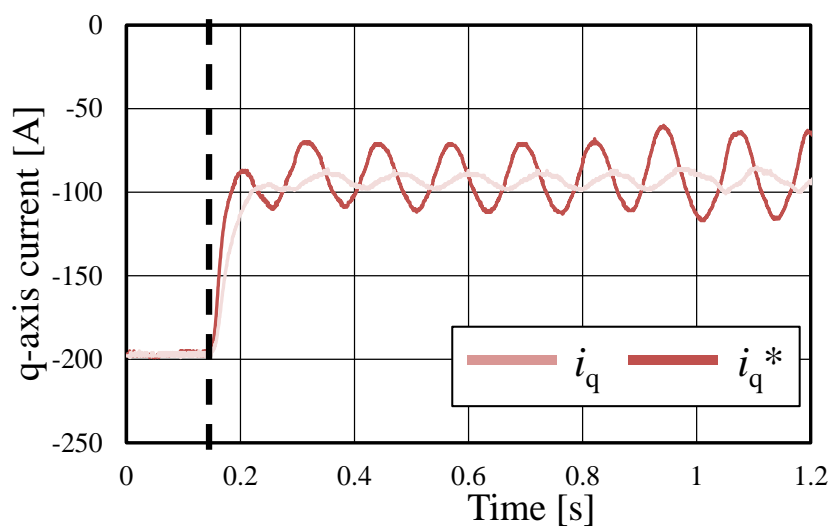


(a) q-axis current

図 4-10. 実験結果 ($V_{clim} = 1781[V]$)



(a) FC voltage



(a) q-axis current

図 4-11. 実験結果 ($V_{clim} = 1800[V]$)

第 5 章

高速域の安定性を考慮した軽負荷回生制御系設計法による 省エネルギー効果検証

本章では、提案する軽負荷回生制御ゲイン k_p の設計法を実車に適用した際の省エネルギー効果について検証を行う。

5.1. 現車試験条件

軽負荷回生制御ゲインを大きくすることによる省エネルギー効果の評価を行うために、小田急電鉄多摩線及び小田原線・江ノ島線において現車試験を実施した。試験車両は小田急電鉄ロマンスカー60000形であり、その外観を図 5-1 に示す。また、測定器の外観を図 2-17 に、主な測定器の諸元を表 5-1 にそれぞれ示す。本現車試験において図 5-2 に示した測定機器を用い、以下の項目を測定した。

- 架線電圧, FL 電流, FC 電圧
- トルク電流, 磁束電流
- インバータ変調率, モータ回転周波数
- ノッチ指令
- ブレーキ指令値, ブレーキ力フィードバック, BC 圧力
- 前後振動加速度

本現車試験では、軽負荷回生制御における回生絞り込み開始電圧(V_{clim})として、以下の 3 パターンの試験を行った。なお、回生絞り込み終了電圧(V_{cmax})は 1830V のままである。ただし、全線試験時は天候不順で Pattern II の試験を行うことが出来なかったため、Pattern I 及び Pattern III にて試験を行った。

- Pattern I 1700V (現行パターン)
- Pattern II 1740V (Pattern. I と III の中間の値)
- Pattern III 1781V (2.1.2 で設計した安定性限界値)



図 5-1. 試験車両の外観

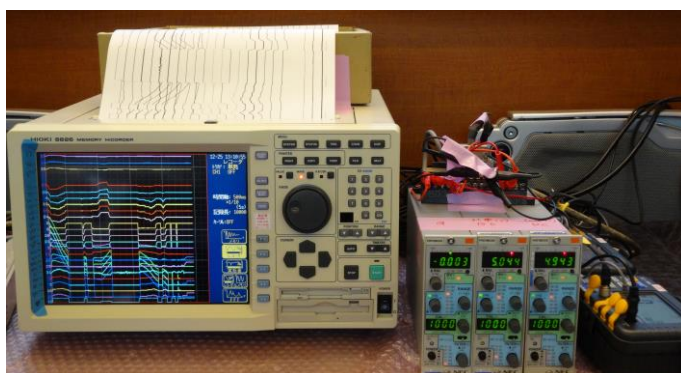


図 5-2. 測定機器の外観

表 5-1. 主な測定器の諸元

機器	メーカー	形式
メモリハイコーダ	HIOKI	8826
加速度測定用ストレインアンプ	エー・アンド・デイ	AS1503
クランプオンハイテスタ	HIOKI	3290
クランプオンハイセンサ	HIOKI	9693

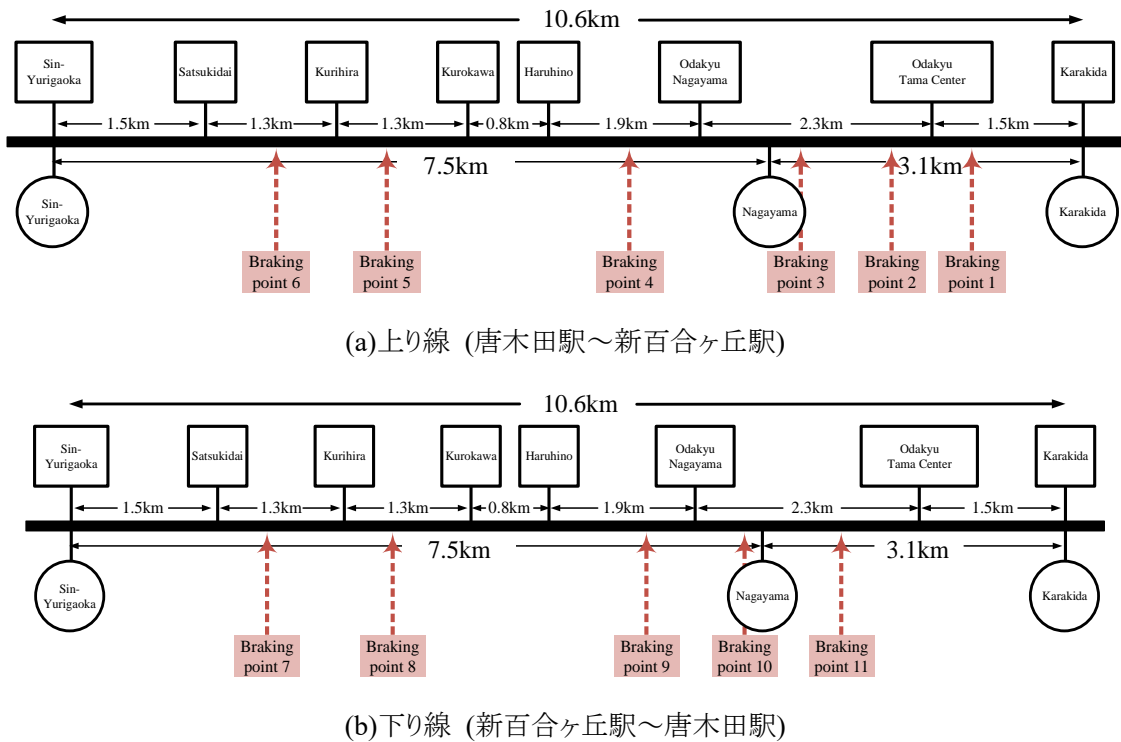


図 5-3. 現車試験におけるブレーキ地点

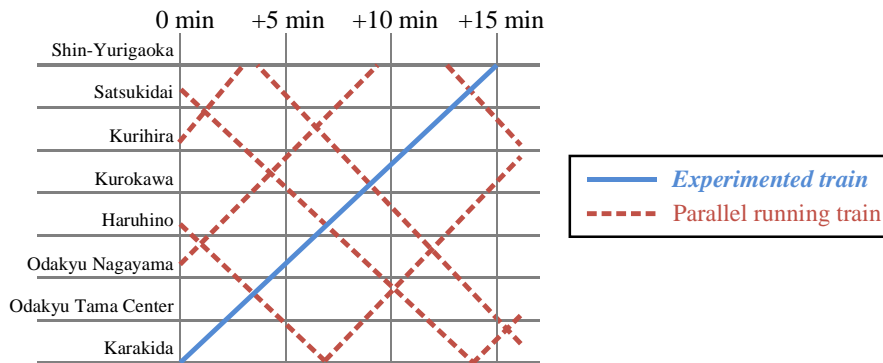


図 5-4. 現車試験における列車ダイヤ

ブレーキ地点については、小田急電鉄多摩線及び小田原線・江ノ島線の上下線でそれぞれ決められた地点でブレーキをかけた。その際、90km/h から 0km/h まで一括 B7 ノッチでブレーキをかけるように試験条件を統一した。ここで、小田急電鉄多摩線でのブレーキ地点を図 5-3 に示す。なお、図 5-3 (a)が上り線、図 5-3 (b)が下り線のブレーキ地点である。

現車試験では、全ての行路で試験列車の走行時分を揃えることは難しい。そこで、現車試験における回生電力量を評価するにあたり、本研究では回生電力量だけでなく、(5.1)式で定義される回生率を評価指標に加える。

$$\text{回生率}[\%] = \frac{\text{回生電力量}[\text{kWh}]}{\text{力行電力量}[\text{kWh}]} \times 100 \quad (5.1)$$

5.2. 小田急電鉄多摩線での試験結果

5.2.1. 試験結果の解析

ここでは、Pattern I～IIIの回生絞り込み開始電圧で行った現車試験行路の内、同時に走行する他列車が、ほぼダイヤ通りに運行していた行路について解析を行う。解析対象の列車ダイヤを図5-4に示す。また、試験列車のFC電圧、q軸電流、主電動機出力波形を図5-5～図5-7に示す。ここで、q軸電流は1モータ分、主電動機出力は4モータ分であることに注意されたい。また、図5-6及び図5-7は、正が力行時、負が回生時を表している。

図5-5より、Pattern Iに対し、Pattern IIIの方が、回生時のFC電圧が高く保たれていることが分かる。また、図5-6から、Pattern IIIは、q軸電流がその最大値である191[A]に近い値で回生しているのに対し、Pattern Iは、特に高速域において、191Aよりも大幅に小さい値で回生を行っている。このことから、絞り込み開始電圧を1700Vから1781Vへ上げることで、軽負荷回生制御がはたらく頻度及び回生絞り込み量が減っていることが分かる。

また、図5-7における主電動機出力波形において、回生絞り込み開始電圧を上げることで、回生時のピークパワーが大きくなる傾向がみられる。一方、図5-7において、100[s]付近で行ったブレーキ試験時には、Pattern IとPattern IIIの両方で回生絞り込みが発生し、回生パワーが他のブレーキ試験時に比べ低くなっている。ここで、図5-4で100[s]付近では試験列車の周囲の列車密度が低く、加速中の列車が在線していないことから、この時は付近に回生電力を消費する負荷がない軽負荷回生状態に陥っていると考えられる。このとき、Pattern IとPattern IIIで回生パワーがほとんど変わらないことから、軽負荷回生状態についての解析結果が妥当であると考えられる。

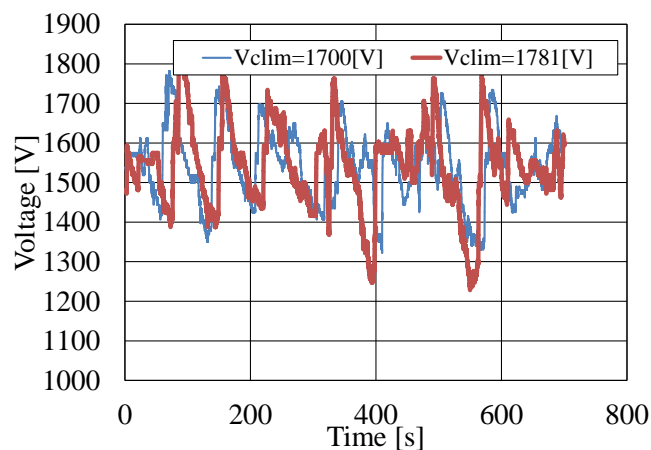


図 5-5. 試験列車の FC 電圧波形

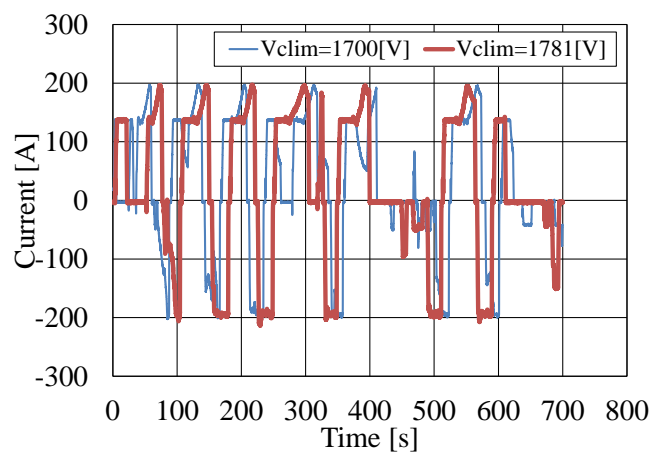


図 5-6. 試験列車の q 軸電流波形

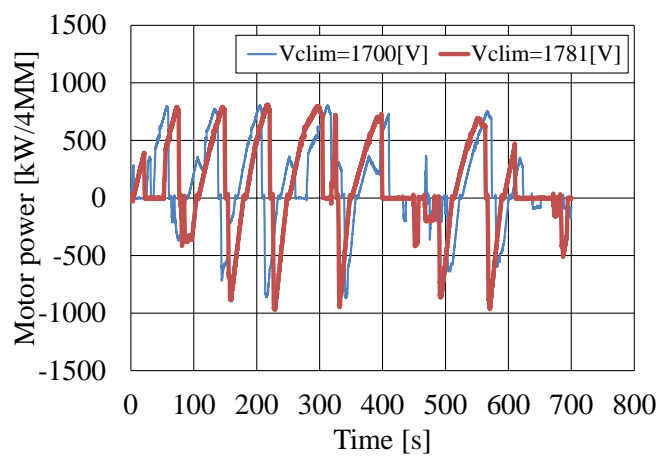


図 5-7. 試験列車の主電動機出力波形

次に、第 3 章で述べた軽負荷回生制御ゲインを大きくすることによる回生電力の増加について、現車試験結果を基に解析を行う。図 5-8～図 5-10 に解析結果を示す。ここで、図 5-8～図 5-10 は、それぞれ横軸に FC 電圧、縦軸に回生電力をとり、現車試験で行ったブレーキ試験時の最大 FC 電圧とその時の回生電力をプロットしたものである。

図 5-8～図 5-10 における Area A, Area B, Area C は、回生パワーが比較的大きいにも関わらず、軽負荷回生制御がはたらいっている領域である。すなわち、これらの領域では「遠負荷回生状態」において、軽負荷回生制御によって回生絞り込みが発生していることを示している。ここで、図 5-8～図 5-10 において、点線で示した領域に含まれる点の数が、Area A, Area B, Area C の順に減少していくことから、回生絞り込み開始電圧を上げることで「遠負荷回生状態」における回生絞り込みを減らせることが分かる。それにより、遠方の負荷に対しても、より高い FC 電圧とパワーで回生を行うことが可能となっている。以上の解析から、2.2 節で述べた「遠負荷回生状態」に対し、軽負荷回生制御の改良は有効な手段であることを確認した。

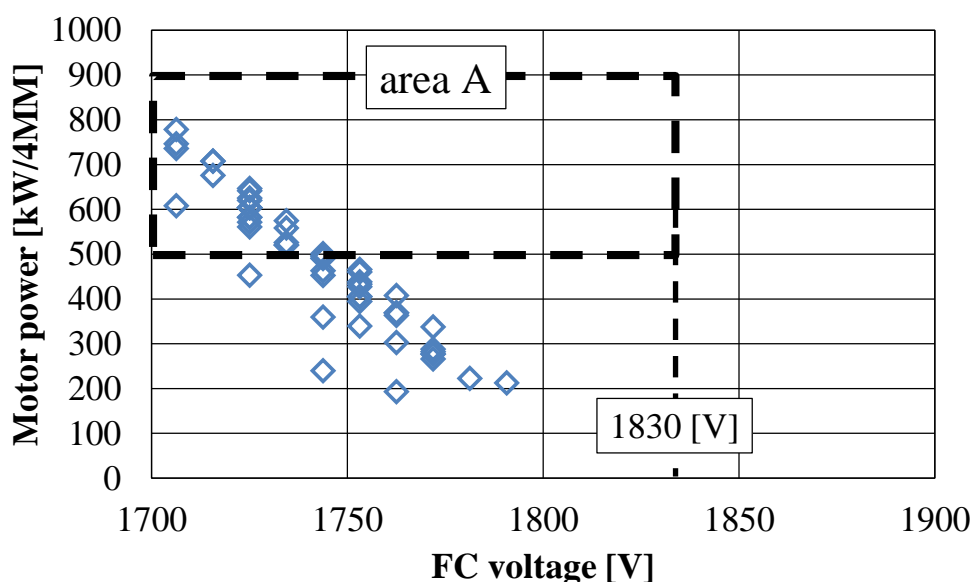


図 5-8. Pattern I における動作点

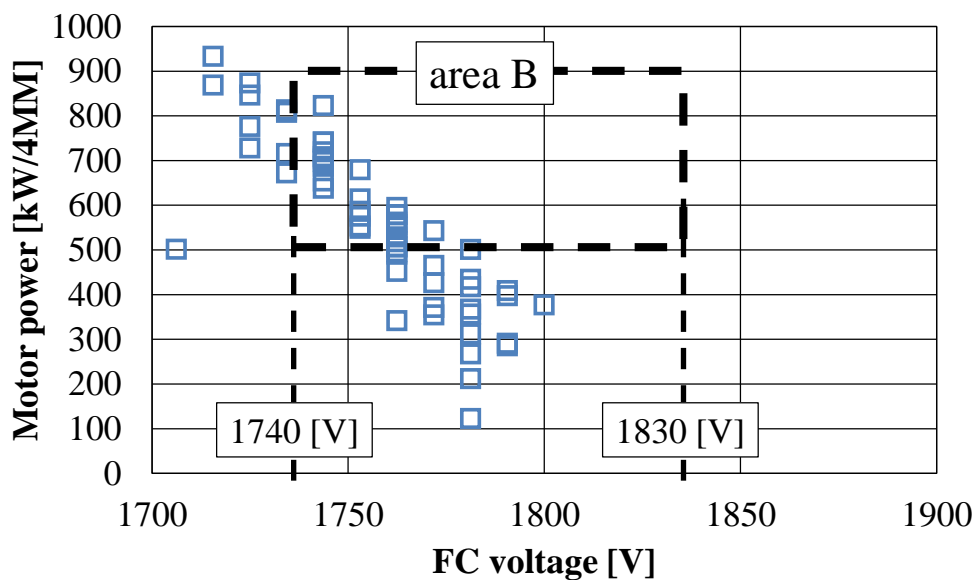


図 5-9. Pattern IIにおける動作点

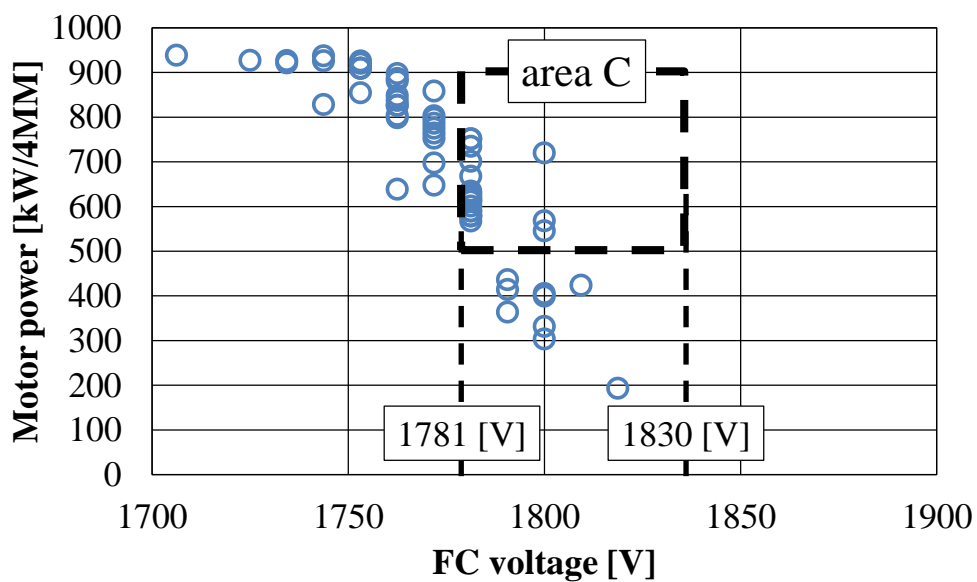


図 5-10. Pattern IIIにおける動作点

5.2.2. 理論検討と試験結果の比較

5.2.1 項では、 k_p を大きくしたときに回生パワー増加に関する実車試験を行った結果を示した。そこで本項では、第3章における回生パワーに関する理論検討結果と5.2.1 項で得られた試験結果の比較検証を行うことで、 k_p による回生ブレーキパワー向上効果を実験的に明らかにする。

まず、実験結果と比較する上で、回生パワーの理論値を導出する。導出課程は3.2.2 項と同様であり、本計算における条件を表5-4に示す。図5-4における回生車の電流-電圧特性は(3.4)式から、キ電回路からの制約は(3.5)式に従って描かれている。なお、Pattern I は従来ケース、Pattern III は V_{clim} を 1781V に設定し、 k_p を大きくしたケースである。図5-4 から、Pattern I から Pattern III へ変化させたとき、動作点が A_1 から A_2 へ移動することが分かる。ここで、Pattern I の回生ブレーキパワーは 494kW であるのに対し、Pattern III の回生ブレーキパワーは 608kW である。

続いて、上記の各 k_p に対する回生ブレーキパワー理論値と、実車試験結果の比較を行う。図5-12に理論値(Pattern I・Pattern III)と実験結果(Pattern I・Pattern III)を重ねて描いた図を示す。なお、図5-12における実験結果は図5-8と図5-10を重ねてプロットし、理論値は図5-11における動作点 A_1 および A_3 をプロットしている。図5-8から、 V_{clim} を 1700V から 1781V に上昇させた場合の動作点の移動について、実験結果と理論値がほぼ同じ傾向を示していることが分かる。以上より、 k_p を上げたときの回生ブレーキパワー増加のメカニズムを明らかにした。

表 5-2. 回生ブレーキパワー理論値の導出における条件

Symbol	Quantity	Values
V_{clim}	Voltage to start to apply light-load regenerative brake control	1700 [V] (Pattern I)
		1781 [V] (Pattern III)
V_{cmax}	Voltage to stop applying light-load regenerative brake control	1830 [V]
I_{lqmax}	Maximum q-axis current	225 [A]
v_{lq}	q-axis voltage	1474 [V]
R_1	Sum of feeder resistance R_{L1} and resistance of filter reactor (R_{pw}, R_{reg})	0.542 [Ω]
v_{cpw}	FC voltage of powering train	1620 [V]

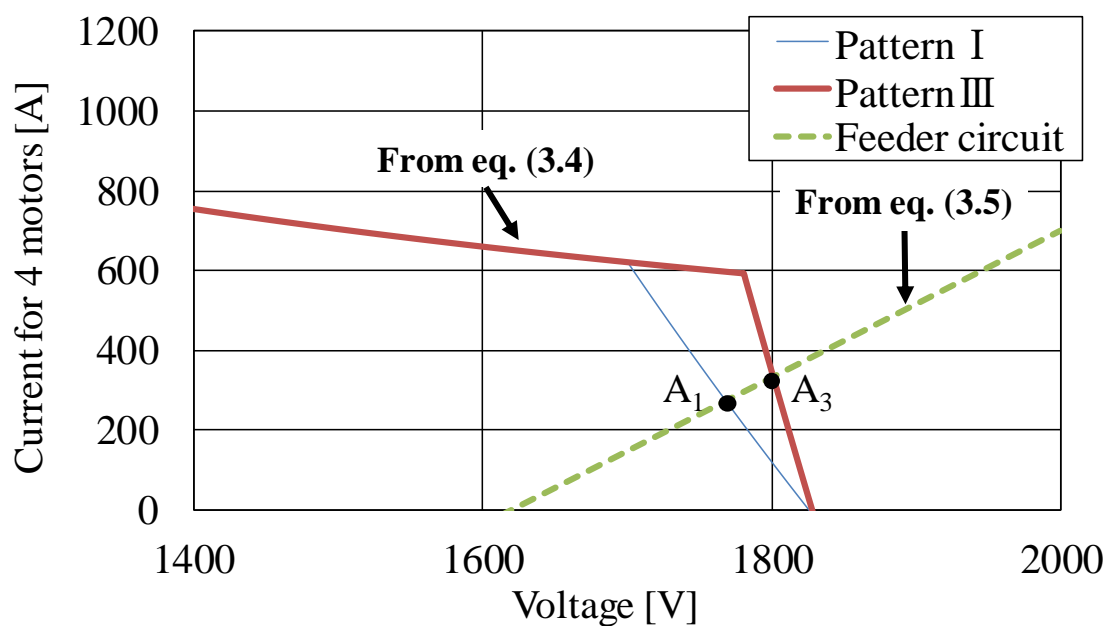


図 5-11. 回生ブレーキパワー理論値の導出

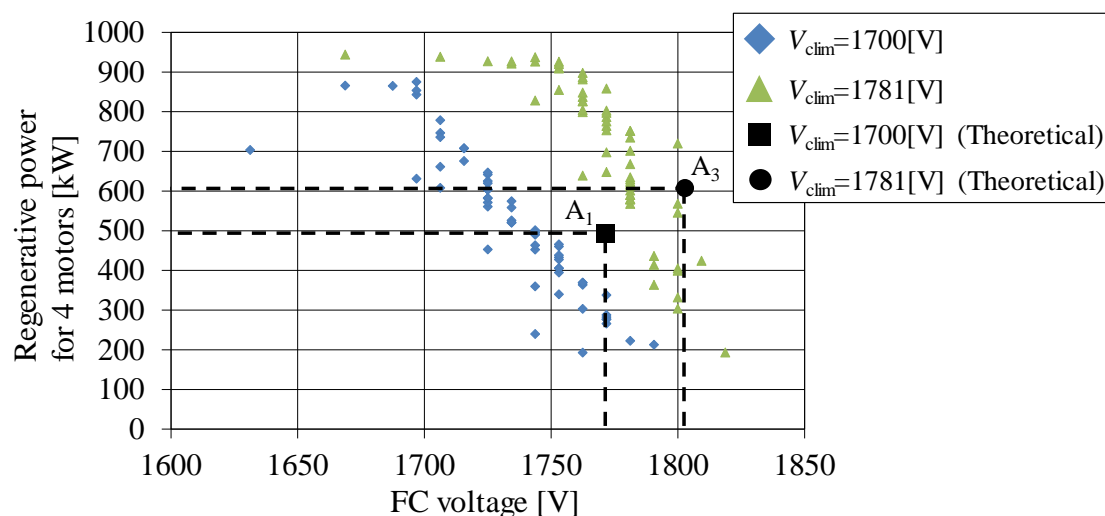


図 5-12. 回生ブレーキパワー理論値と実験結果との比較

5.2.3. 回生電力量に関する評価

現車試験結果を基に、軽負荷回生制御ゲインを上げた場合の回生電力量の増加について評価を行う。表 5-3 に Pattern I ~ Pattern III の力行電力量及び回生電力量、(2.10)式によって算出した回生率を示す。ここで、表 5-3 に示す電力量は、Pattern I ~ Pattern III の各回生絞込み開始電圧にて小田急電鉄多摩線を 6 往復した際に測定した、60000 形 1 編成分 (16MM 分) の積算電力量である。

表 5-3 より、回生電力量については、Pattern I から Pattern III の順に大きくなる。すなわち、回生絞込み開始電圧を高くすることで、回生電力量が増加することが分かる。これは、「遠負荷回生状態」に対して、遠方の負荷にも回生電力を返すことができるようになったためであると考えられる。一方、力行電力量については、現車試験時の運転士ごとのノッチ操作の違いやダイヤ乱れ等により、各パターンでばらつきがある。しかし、回生率は回生電力量と同様に、Pattern I から Pattern III の順に大きくなっていることから、確かに軽負荷回生制御改良による省エネルギー効果があることが分かる。表 5-3 より、回生絞込み開始電圧を Pattern I から Pattern III へ変更することで、Pattern I に対して約 6.54% の回生率の向上が確認された。

表 5-3. 小田急電鉄多摩線での現車試験結果

V_{clim} [V]	1700	1740	1781
Acceleration energy [kWh]	1902	1856	1911
Regenerative energy [kWh]	648	700	776
Percentage of regeneration [%]	34.07	37.72	40.61

表 5-4. 小田急電鉄全線での現車試験結果

V_{clim} [V]	1700	1781
Acceleration energy [kWh]	2022	2410
Regenerative energy [kWh]	646	899
Percentage of regeneration [%]	31.95	37.30

5.3. 小田急電鉄全線での試験結果

k_p を大きくすることによる省エネルギー効果の評価のための更なるデータ収集として、小田急電鉄全線（小田原線・多摩線・江ノ島線）での現車試験も実施した。本試験では、小田急電鉄小田原線の新宿～小田原間、小田急電鉄多摩線の新百合ヶ丘～唐木田間、小田急電鉄江ノ島線の相模大野～片瀬江ノ島間にて、5.2.1 節の小田急電鉄多摩線での試験と同様に予め決められた位置でブレーキ試験を行った。その試験結果を表 5-4 に示す。

表 5-4 より、多摩線での試験結果と同様に軽負荷回生制御ゲインを大きくした場合の方が、回生電力量・回生率ともに大きくなることが分かる。特に回生率については、回生絞込み開始電圧を Pattern I から Pattern III へ変更することで、Pattern I に対して約 5.35%の向上が確認された。

以上、5.2 節及び 5.3 節より、2 つの異なる運行経路（小田急電鉄多摩線のみ【5.2 節】・小田急電鉄全線【5.3 節】）においても、ほぼ同程度の回生率改善効果が確認された。すなわち、小田急 60000 形を対象として k_p を大きくすることによる省エネルギー効果は、現行パターンを適用した場合に対して 5%～6%程度の回生率改善効果が期待される。

第6章

地上蓄電システムの電力制御法に関する理論解析

本章では、2.2.1項で述べた地上蓄電システムの電力制御方式(電流制御方式・電圧制御方式)について理論解析を行い、両者の特性の比較を行う。理論解析については、動特性解析によって両者の本質的な特性を明らかにする。

6.1. 地上蓄電システムの電力制御法の動特性解析モデル

6.1.1. 電流制御方式における動特性解析モデル

本検討における想定回路構成および等価回路図は図 2-12 および図 2-13 と同様である。また、表 2-1 に図 2-12 における各変数の詳細を示している。

ここで、図 2-13 に示した等価回路、図 2-15 の電流制御方式の制御系モデル、図 2-16 の電流指令値決定法を基に、動特性解析モデルを導出する。電流指令値決定法については、(2-50)式に基づいてモデル化する。上記のモデル化を行った結果を図 6-1 に示す。なお、図 6-1 において、各電流・電圧値は任意の平衡点からの変位として扱うこととし、各変数名に δ をつけて表記している。動特性解析に当たり、蓄電装置の電力制御の観点からは、車両の電流は外乱要素としてシステムに影響を与える。そこで、本章で行う動特性解析では、 i_{vh} に対する v_{cs} の応答に着目する。す

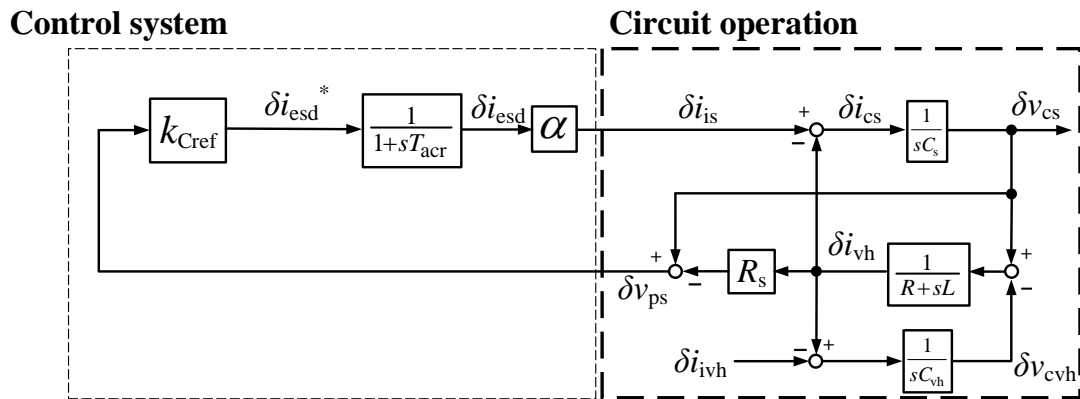


図 6-1. 電流制御方式における動特性解析モデル

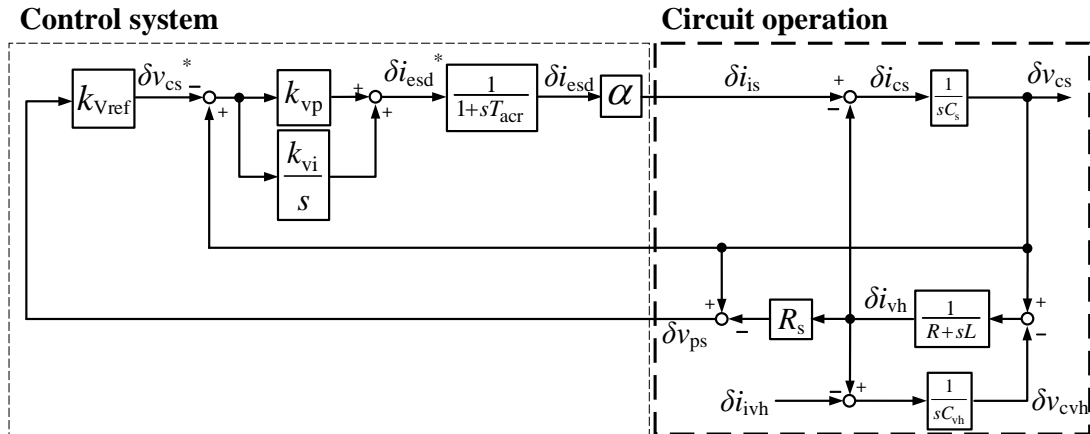


図 6-2. 電圧制御方式における動特性解析モデル

なわち、図 6-1 において、入力は車両の電流 i_{vh} とし、出力は蓄電システムの FC 電圧 v_{cs} をとる。

6.1.2. 電圧制御方式における動特性解析モデル

図 2-13 に示した等価回路、図 2-17 の電流制御方式の制御系モデル、図 2-18 の電流指令値決定法を基に、動特性解析モデルを導出する。電圧指令値決定法については、(2-53)式に基づいてモデル化する。上記のモデル化を行い、電圧制御方式の動特性解析モデルを図 6-2 に示す。なお、図 6-2 においても各電流・電圧値は任意の平衡点からの変位として扱い、各変数名に δ をつけて表記している。ここで、6.1.1 項での電流制御方式における動特性解析モデルの入出力の取り方と同様に、電圧制御方式においても、入力は車両の電流 i_{vh} とし、出力は蓄電システムの FC 電圧 v_{cs} をとる。また、図 6-2 では電圧制御器として PI 制御器を用いている。これは、 i_{vh} による外乱の影響を受けたときにも、定常的に FC 電圧指令値 v_{cs}^* に FC 電圧実際値を追従させるためのものである。本解析では、実機での試行錯誤的なチューニングを行い、この積分ゲイン k_{vi} を 0.6 に設定した。

6.2. 動特性解析結果

6.2.1. 動特性解析条件

前項で示した動特性解析モデル(図 6-1, 図 6-2)を基に、電流制御方式・電圧制御方式の両者の特性を明らかにする。動特性解析における条件を表 6-1, 表 6-2 に示す。なお、ここで想定する条件は第 7 章にて行うミニモデル実験のパラメータを用いている。これら実験システムの諸元も表 6-1 に示した通りである。表 6-2 における電圧制御器の比例ゲイン k_{vp} は時定数 0.5[sec]を実現するように(2.52)式に基づいて理論的に設計でき、最終的には実験システムでのチューニングを行って決定した。

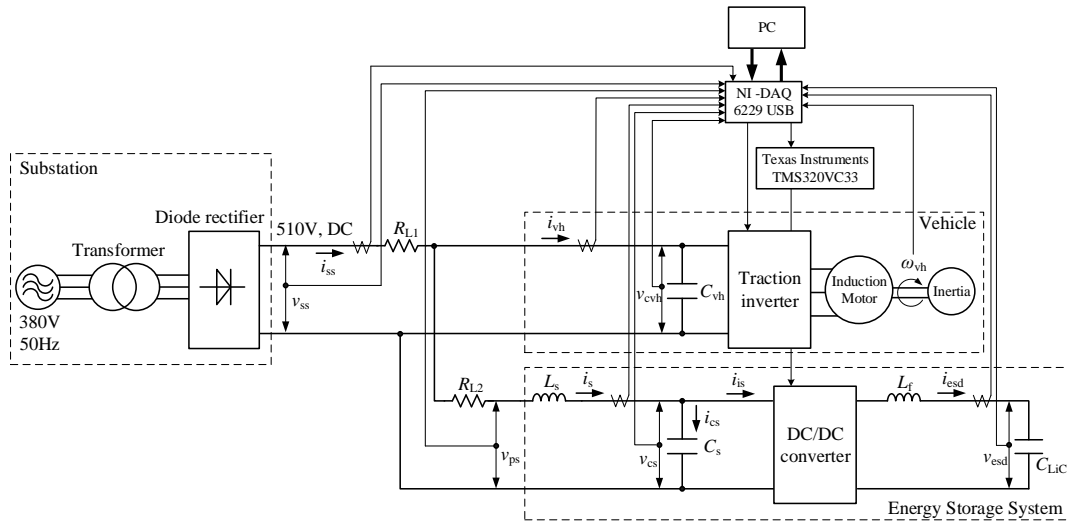


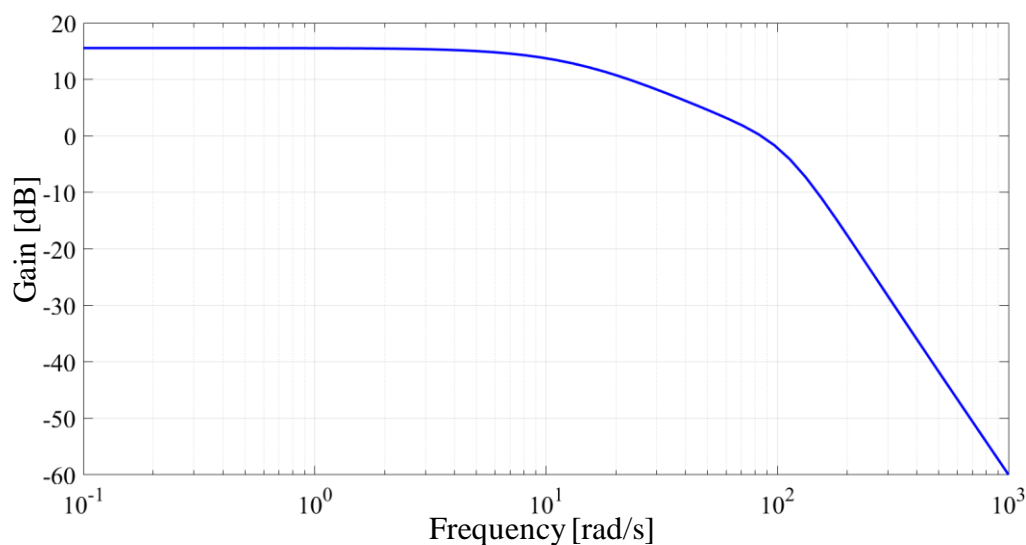
図 6-3. ミニモデル実験のシステム構成

表 6-1. 動特性解析条件(実験回路定数)

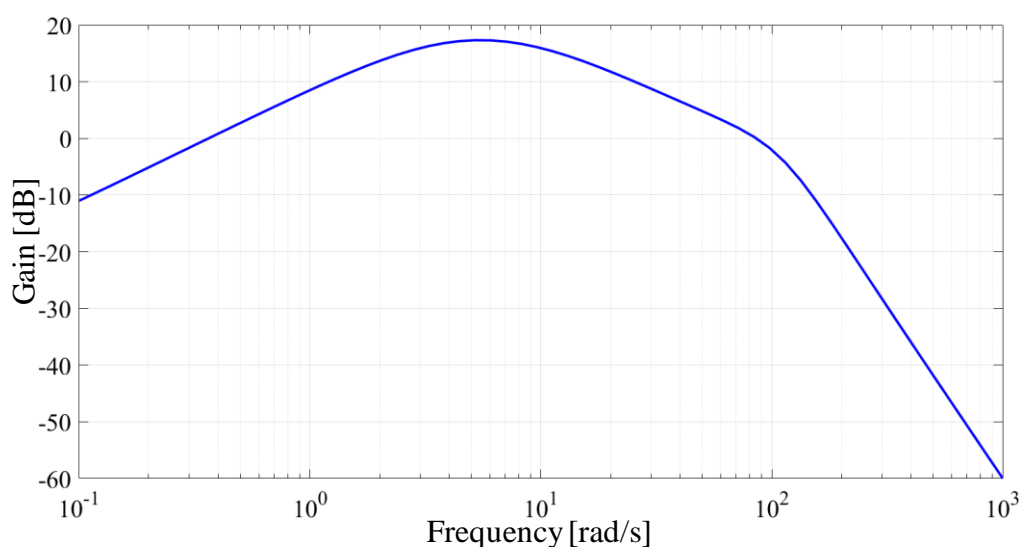
Meaning	Symbol	Value	Unit
Feeder resistance between substation and	R_{L1}	0-6	[Ω]
Feeder resistance between vehicle and ESD	R_{L2}	0-6	[Ω]
FL inductance of ESS	L_s	10	[mH]
FL resistance of ESS	R_s	0.1	[Ω]
FC capacitance of ESS	C_s	0.01	[F]
No-load voltage of substation	V_{ss}	510	[V]
Rated power of the IM	-	5.5	[kW]
Rated power of voltage source inverter	-	22	[kW]

表 6-2. 動特性解析条件(制御定数)

Meaning	Symbol	Value	Unit
Maximum voltage of connecting point to feeder line	V_{pmax}	610	[V]
Minimum voltage of connecting point to feeder line	V_{pmin}	410	[V]
Medium voltage of connecting point to feeder line	V_{pamid}	510	[V]
Maximum charge/discharge current	I_{max}	40	[A]
Maximum reference voltage of voltage based control	V_{max}	550	[V]
Minimum reference voltage of voltage based control	V_{min}	470	[V]
Reference voltage in VBC strategy	V_{mid}^*	510	[V]
Proportional gain of AVR	k_{vp}	0.1	[A/V]
Integral gain of AVR	k_{vi}	0.6	[A/V/sec]
Time constant of AVR	T_{avr}	0.5	[sec]



(a)電流制御方式



(b)電圧制御方式

図 6-4. 外乱応答のゲイン線図

6.2.2. 動特性解析結果

6.2.1 項に示した条件のもと、図 6-1, および図 6-2 に基づいて動特性解析を行った結果を図 6.4 に示す。図 6.4(a)は電流制御方式を適用した場合の外乱応答のゲイン線図を、図 6.4(b)は電圧制御適用時のゲイン線図をそれぞれ示している。なお、図 6-4 において k_{Cref} と k_{Vref} はどちらも 0.4 と設定している。まず、図 6-4(a)の電流制御方式の場合のゲイン線図から、低周波数領域におけるゲインが約 15dB をほぼ維持していることが分かる。これは、電流制御方式では v_{cs} は i_{vh} に従って変動することを表しており、その結果として蓄電装置の充放電が十分に行われなかったと考えられる。一方、図 6-4(b)では、低周波数領域のゲインが図 6.4(a)と比較して非常に低くなっている。これ

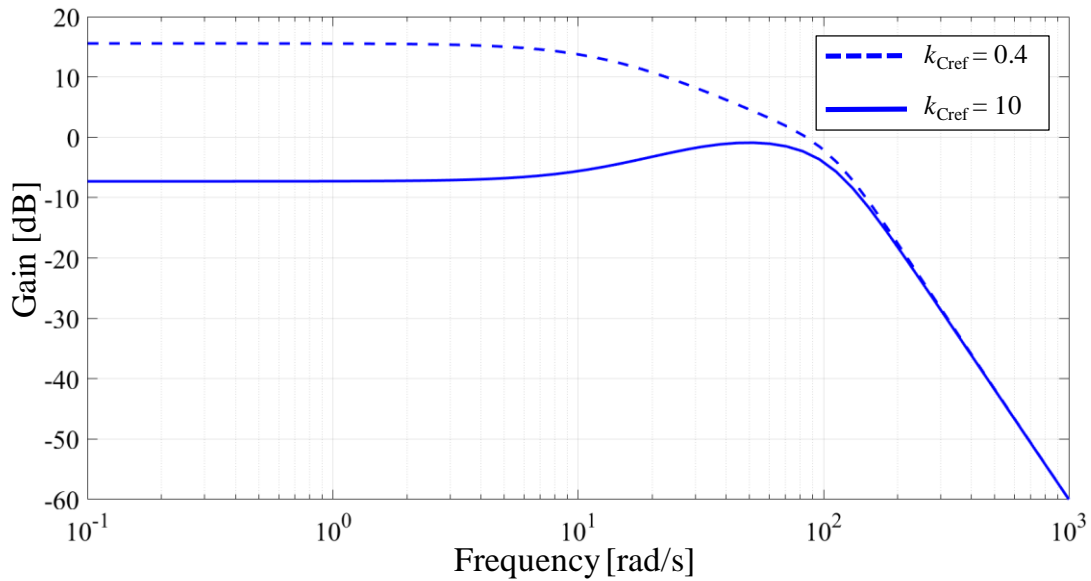


図 6-5. 電流制御方式の外乱応答における k_{Cref} の影響

は、電圧制御方式における電圧制御器による特性であり、また、図 6-4(b)のような低域でゲインが低くなる特性は、 v_{cs} が i_{vh} によってほとんど変動しないことを表しており、電圧制御方式が定電圧特性を持つことが確認できる。なお、このような定電圧特性を示すためには i_{vh} に合わせて蓄電装置の充放電を行わなければならない、電圧制御方式ではこれが効果的に行われているといえる。

ここで、電流制御方式と電圧制御方式で図 6.4 のような特性の差異が見られたことについて考察する。ここで、蓄電システムの電圧 v_{cs} に着目すると、電圧制御方式において、 v_{cs} は電圧制御器によって直接決定される。一方、電流制御方式においては、もともと制御系自体に v_{cs} を直接決める働きはなく、それを間接的に担っているのが電流指令値決定パターン(図 2-16)であると考えられる。したがって、電流指令値決定パターンの傾きを急峻にする、すなわち図 6-1 における k_{Cref} を大きくすることで、定電圧特性に近づけることも可能であると推測される。そこで、図 6-5 に電流制御方式において、 k_{Cref} を上昇させた場合の外乱応答におけるゲイン線図を示す。図 6-5 より、 k_{Cref} を上昇させることによって低域のゲインが低減されていることが分かる。このことから、電流制御方式では、電流指令値決定パターンが v_{cs} に影響を及ぼすことを確認するとともに、 k_{Cref} 向上が定電圧特性実現につながることを示された。

次に、電流制御方式によって、電圧制御方式と同等の電圧特性が実現可能かどうか検討を行う。これまでの検討で、電流制御方式で k_{Cref} を上昇させていくことによって定電圧特性を示すことが明らかになった。一方、図 6-1 より k_{Cref} は制御系のフィードバックゲインに相当するため、これが過大となるとシステムが不安定となることが懸念される。そこで、制御系の安定性を保つ最大の k_{Cref} について検討を行うことで、電流制御方式の特性をどこまで電圧制御方式の定電圧特性に近づけることができるかを明らかにする。ここで、図 6-6 に電流制御方式の動特性解析モデル(図 6-1)の極配置を示す。なお、図 6-6 は 3 パターンの k_{Cref} ($k_{Cref} = 0.4, 10, 100$) について示している。図 6-6 より、

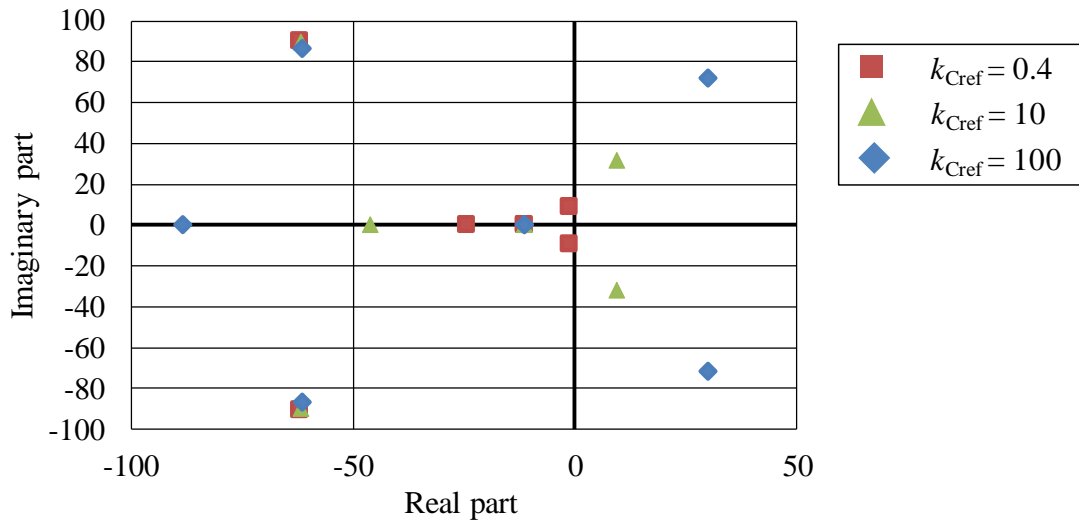


図 6-6. 電流制御方式において k_{Cref} を変化させた際の極配置

$k_{Cref}=0.4$ の場合はシステムの全ての極の実部が負であるため、制御系は安定であることが分かる。一方、 $k_{Cref}=10, 100$ の場合、システムの極の一部の実部が正となるため、制御系が不安定になる。したがって、 k_{Cref} が過大になった場合、システムが不安定化することが明らかになった。

以上の考察から、 k_{Cref} に関して、定電圧特性実現と制御系の安定性のトレードオフ関係があることが明らかになった。なお、本検討条件では、電圧制御方式と同等の定電圧特性を実現するゲイン ($k_{Cref}=10$) よりも、安定性の限界となるゲイン ($k_{Cref}=0.4$) のほうが小さい。したがって、この条件下では、電圧制御方式に優位性があると考えられる。

動特性解析において、上記のような電流制御方式・電圧制御方式の特性が明らかになった。また、電流制御方式の制御ゲイン k_{Cref} について、定電圧特性と制御システムの安定性のトレードオフ関係があることを明らかにした。以上の結果から、地上蓄電システムの電力制御設計において、電流制御方式における上記のトレードオフ関係を考慮した上で、両方式を比較してより省エネルギー化に寄与する制御方式を選定する必要があることを示した。これは、地上蓄電システムの電力制御設計における設計指針の一つとなり得る。

第7章

地上蓄電システムの電力制御法に関する理論検討結果の検証

本章では、第6章の電流制御方式と電圧制御方式に関する理論検討結果を検証する。具体的には、動特性解析結果の検証ではミニモデル実験を行い、電流制御方式と電圧制御方式の省エネルギー効果の検証では実スケールモデルを想定した数値シミュレーションによってそれぞれ検証を行う。

7.1. ミニモデル実験による検証

7.1.1. ミニモデル実験条件

実験システム構成および各装置の外観を図7-1に示す。なお、図7-1は動特性解析における想定システム(図6-3)と同様である。また、実験システムにおける各パラメータは表7-1～7-4に示す通りである。

本研究で用いる実験システムは、Electrical Engineering and Information Technology Department of University of Naples Federico IIにおける交通システムに関する研究を行う“TRLab”が所有するシミュレータを使用する。このシミュレータは変電所を模擬するダイオード整流器、車両駆動系を模擬する誘導電動機・インバータ、および蓄電装置から成るシステムである。なお、車両駆動系模擬部の誘導電動機は、ギアを介して車輪に接続されている。また、蓄電装置はリチウムイオンキャパシタ(Lithium-ion Capacitor: LiC)を用いている。表7-4における電圧制御器の比例ゲイン k_{vp} は時定数0.5[s]を実現するように(2.52)式に基づいて理論的に設計できる。また、実験システムにおける蓄電装置電流制御系の設計においては(2.48)及び(2.49)式に基づいて決定され、ここでは電流制御系の時定数 T_{acr} を10[ms]に設定している。なお、電流制御器のゲイン k_{cp} 及び k_{ci} はLiCの最大電流 I_{LiCmax} で正規化を行った結果を表していることに注意されたい。上記の k_{vp} 、 k_{cp} 及び k_{ci} は実験システムにおけるチューニングによって最終的に決定した。

図 7-1. 実験システム構成

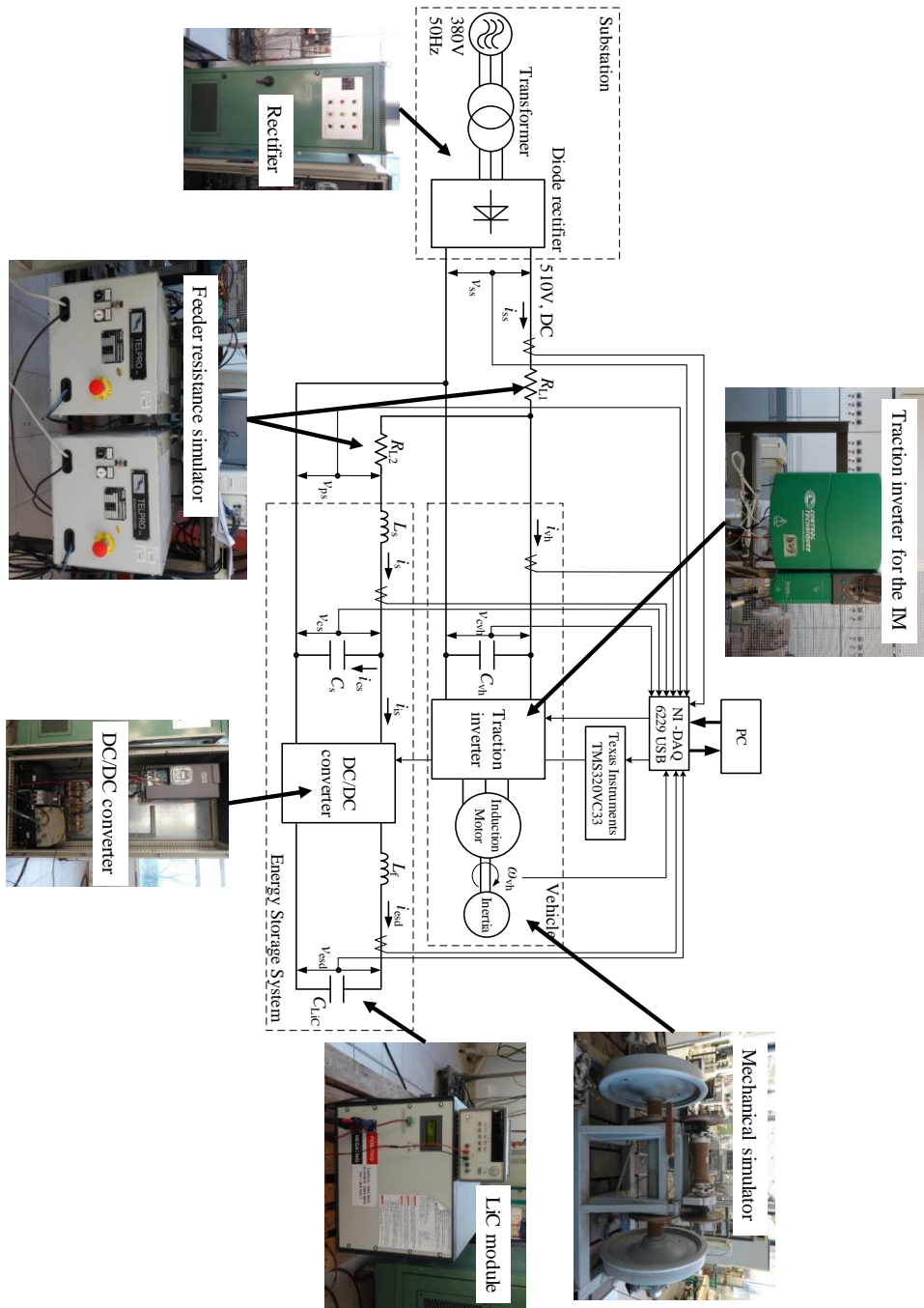


表 7-1. 実験回路定数

Meaning	Symbol	Value	Unit
Feeder resistance between substation and	R_{L1}	0-6	[Ω]
Feeder resistance between vehicle and ESD	R_{L2}	0-6	[Ω]
FL inductance of ESS	L_s	10	[mH]
FL resistance of ESS	R_s	0.1	[Ω]
FC capacitance of ESS	C_s	0.01	[F]
Inductance of the filter of ESD	L_f	1.0	[mH]
Resistance of filter of ESD		10	[m Ω]
No-load voltage of substation	V_{ss}	510	[V]
Rated power of the IM	-	5.5	[kW]
Rated power of voltage source inverter	-	22	[kW]

表 7-2. リチウムイオンキャパシタの諸元

Meaning	Symbol	Value	Unit
Rated power of DC/DC converter	-	20	[kVA]
Max rated current	I_{LiCmax}	200	[A]
LiC module equivalent capacitance	-	30.5	[F]
LiC module equivalent series resistance	-	43.2	[m Ω]
LiC module rated voltage	-	136	[V]
LiC module storable energy	-	52.7	[Wh]
Number of series LiC cells	-	36	-

表 7-3. 機械系のパラメータ

Meaning	Symbol	Value	Unit
Equivalent inertia	J_t	3.71	[kgm ²]
Max speed		1500	[rpm]
Wheel diameter		0.92	[m]
Transmission ratio	-	3.26	-

表 7-4. 実験における各制御定数

Meaning	Symbol	Value	Unit
NI-DAQ sampling time	-	1.0	[ms]
External control period	-	10	[ms]
Maximum voltage of connecting point to feeder line	V_{pmax}	610	[V]
Minimum voltage of connecting point to feeder line	V_{pmin}	410	[V]
Medium voltage of connecting point to feeder line	V_{pmid}	510	[V]
Maximum charge/discharge current	I_{max}	40	[A]
Maximum reference voltage of voltage based control	V_{max}	550	[V]
Minimum reference voltage of voltage based control	V_{min}	470	[V]
Reference voltage in VBC strategy	V_{mid}^*	510	[V]
Proportional gain of AVR	k_{vp}	0.1	[A/V]
Integral gain of AVR	k_{vi}	0.6	[A/V/sec]
Time constant of AVR	T_{avr}	0.5	[sec]
Proportional gain of ACR	k_{cp}	400	[V/A]
Integral gain of ACR	k_{ci}	5000	[V/A/sec]

7.1.2. ミニモデル実験結果

ミニモデル実験における車両模擬部の IM のランカーブを図 7-2 に示す。このランカーブは電流制御方式及び電圧制御方式の場合で共通である。なお、6.2.2 項の理論解析結果と整合をとるため、本項で実施する実験においても k_{Cref} 及び k_{Vref} はどちらも 0.4 と設定している。

図 7-3 に、電圧制御方式における FC 電圧実際値 v_{cs} とその指令値 v_{cs}^* の波形を示す。図 7-3 より、 v_{cs} は v_{cs}^* に概ね追従していることから、設計した電圧制御器が適切に動作していることが分かる。なお、1[s]および 24[s], 28[s]付近において v_{cs} と v_{cs}^* に大きく偏差が生じているが、これは図 7-2 に示した IM のランカーブにおいて、車両の運転状態が力行・惰行・回生にそれぞれ移行するタイミングである。このときに、車両の電流 i_{vh} が急変したことによる影響を受けたため、上記の偏差が発生したと考えられる。

図 7-4 から図 7-7 に、両方式に関する v_{cs} 波形の比較、 i_{esd} と i_{esd}^* 波形の比較、 i_s 波形の比較、 v_{esd} 波形の比較をそれぞれ示す。図 7-4 より、電流制御方式では v_{cs} が車両の運転状態にしたがって大きく変動していることが分かる。一方、電圧制御方式では v_{cs} はほぼ一定に制御されている。なお、この結果は、6.2.2 項の動特性解析結果(図 6-4)とも一致している。電圧制御方式において、このような定電圧特性を示すことから、図 7-5 および図 7-6 に示した i_{esd} 及び i_s について、電圧制御方式の方が電流制御方式よりもより大きい電流を充放電していることが分かる。これは、電圧制御方式において v_{cs} を定電圧に保つために、蓄電装置の充放電がより効果的に行われた結果であると考えられる。図 7-7 に示した v_{esd} に関しては、電圧制御方式の方が v_{esd} の変動が大きい。これは、電圧制御方式の方がより多くの電力を充放電した結果といえる。なお、本検討では蓄電装置のエネルギーマネジメントは考慮していないため、 v_{esd} の初期値と最終値は一致していないが、適切なエネルギーマネジメントを行うことで、継続的な蓄電装置の運用が可能である。

続いて、ミニモデル実験における省エネルギー効果に関する評価を行う。なお、本章では省エネルギー効果を表す指標として(7.1)式を用いる。

$$e = \left(1 - \frac{E_{sub}^{W/esd}}{E_{sub}^{W/Oesd}}\right) \times 100[\%] \quad (7.1)$$

(7.1)式は、蓄電装置適用前の変電賞出力エネルギーに対する蓄電装置を適用することによる変電所出力エネルギーの削減量の割合を表すものである。(7.1)式に基づいて計算した結果を図 7-8 に示す。なお、図 7-8 では、両制御方式の制御ゲイン(k_{Cref} , k_{Vref})を変化させており、電流制御方式では 0.1-0.4、電圧制御方式では 0.1-0.5 の範囲で変化させている。図 7-8 より、省エネルギー効果は電圧制御方式の方が高い結果となった。また、電流制御方式では k_{Cref} によって省エネルギー効果が大きく変動するのに対し、電圧制御方式は k_{Vref} によってほとんど省エネルギー効果は変動しない結果となった。これは、電流制御方式において充放電電力を k_{Cref} によって制限しているためである。

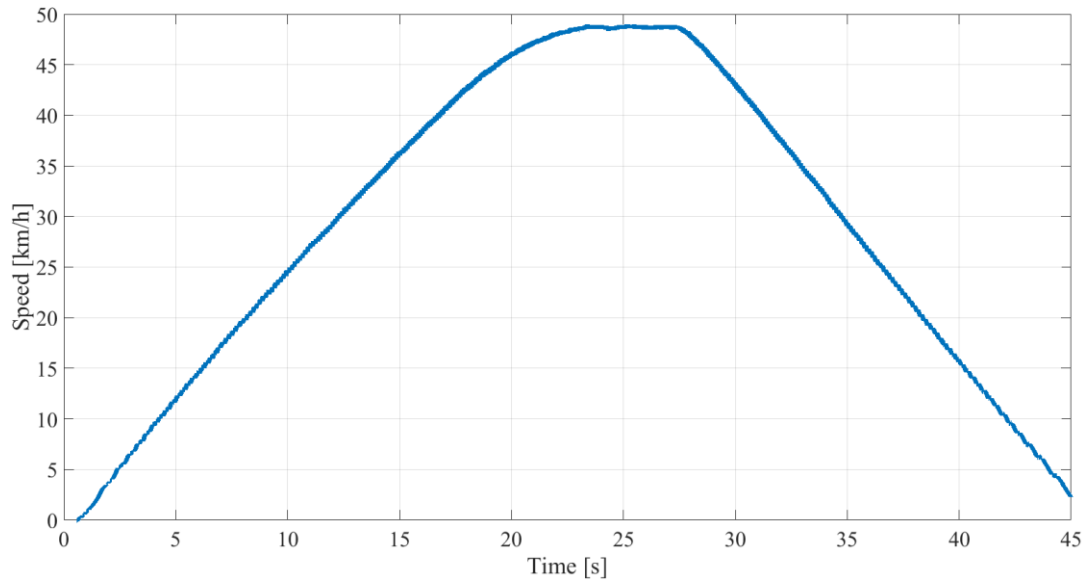


図 7-2. 車両模擬誘導電動機のランカーブ

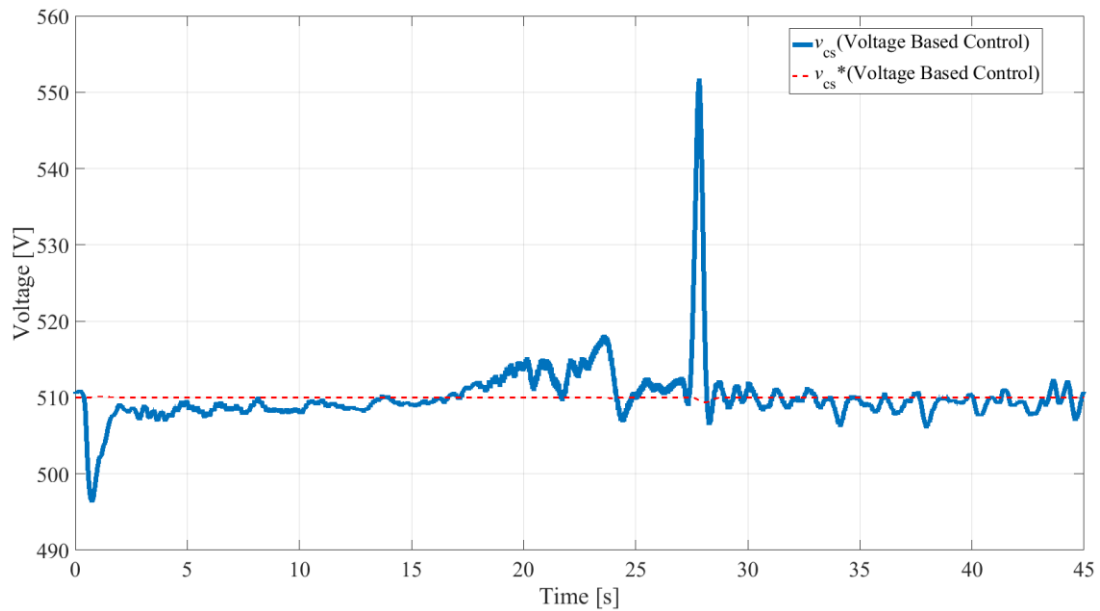


図 7-3. 電圧制御方式における v_{cs} の指令値及び実際値

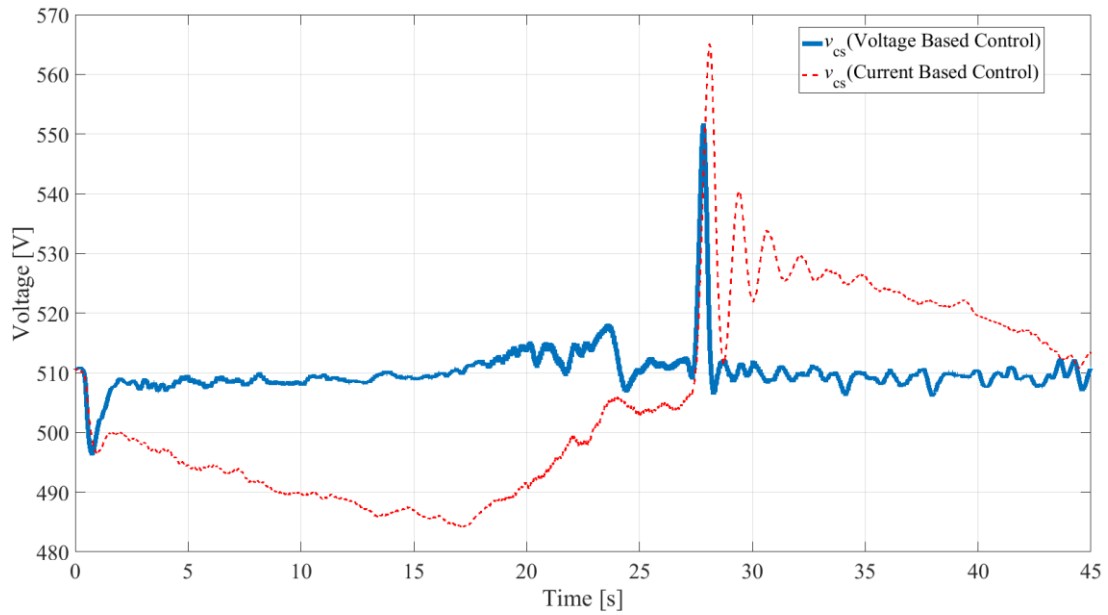


図 7-4. 蓄電システム FC 電圧 v_{cs} 波形

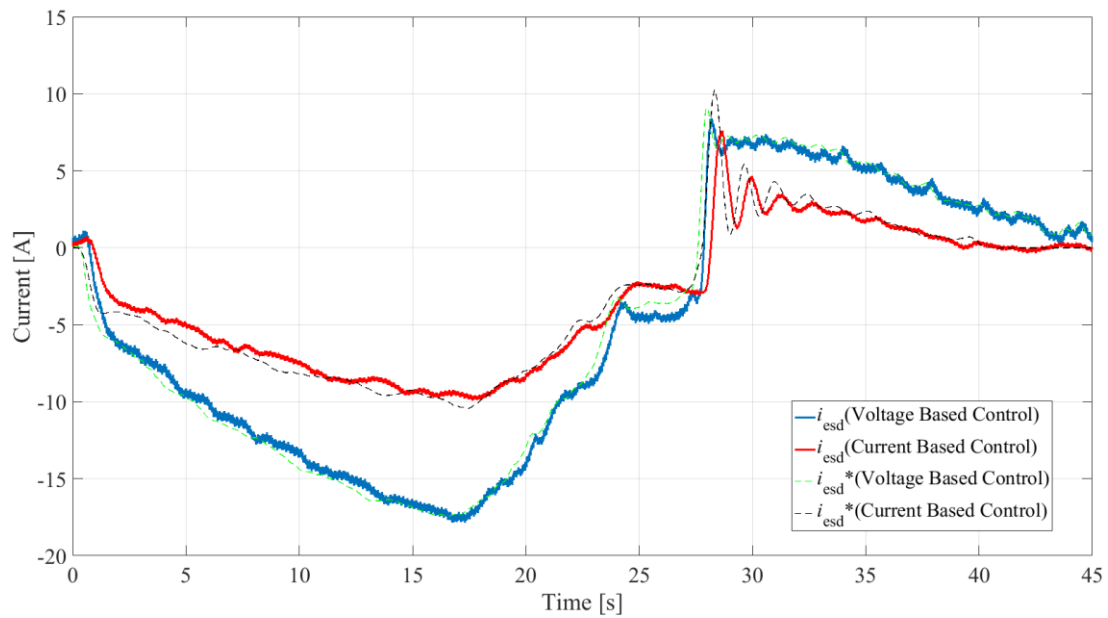


図 7-5. 蓄電装置電流 i_{esd} 波形

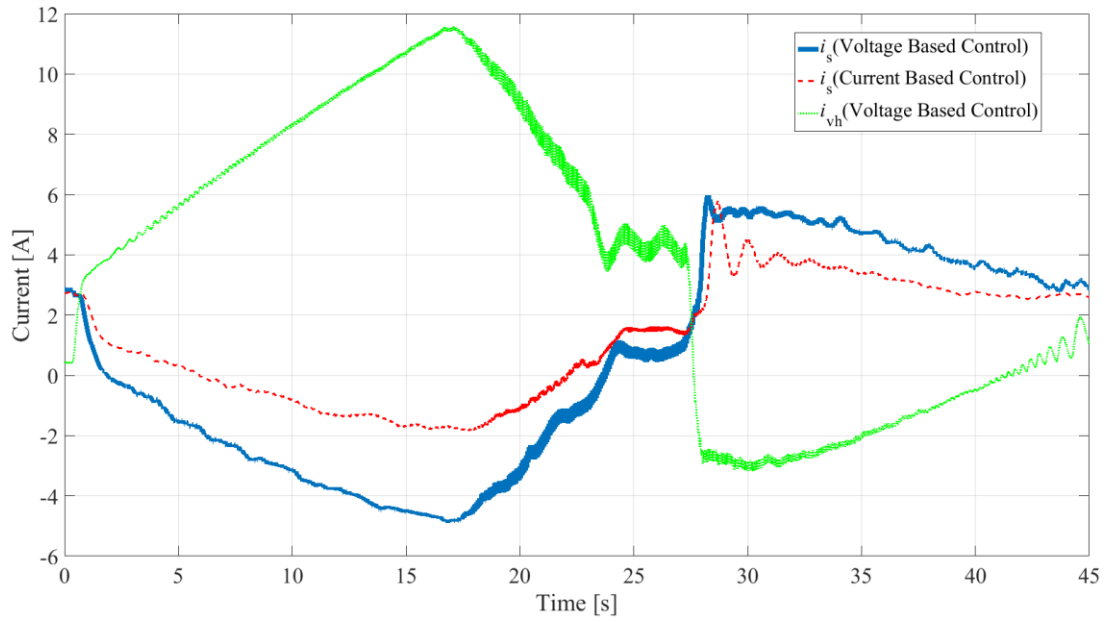


図 7-6. 蓄電システム電流 i_s 波形

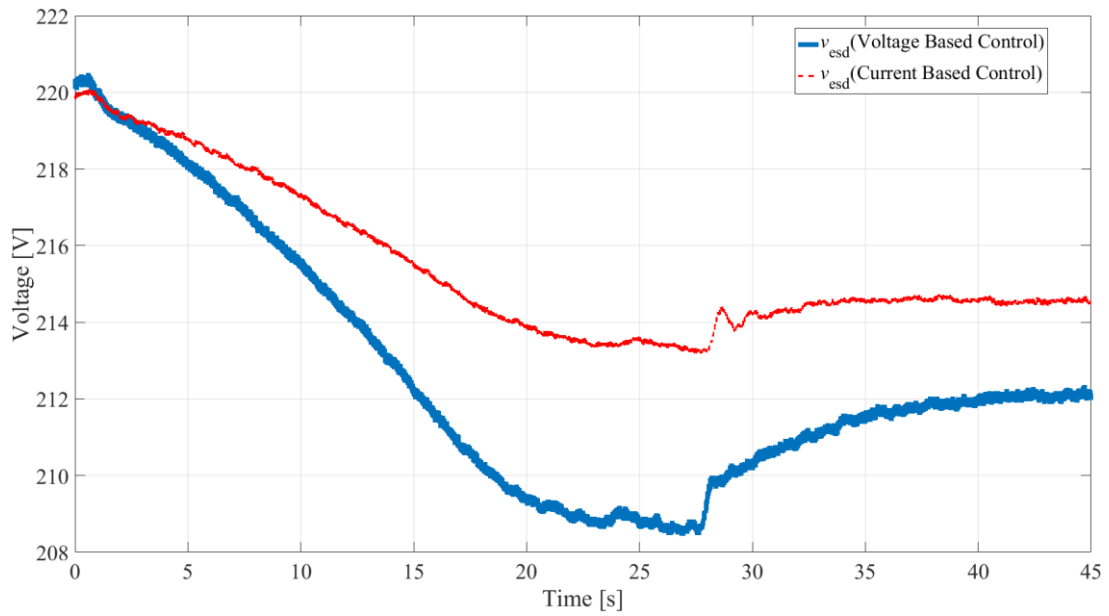
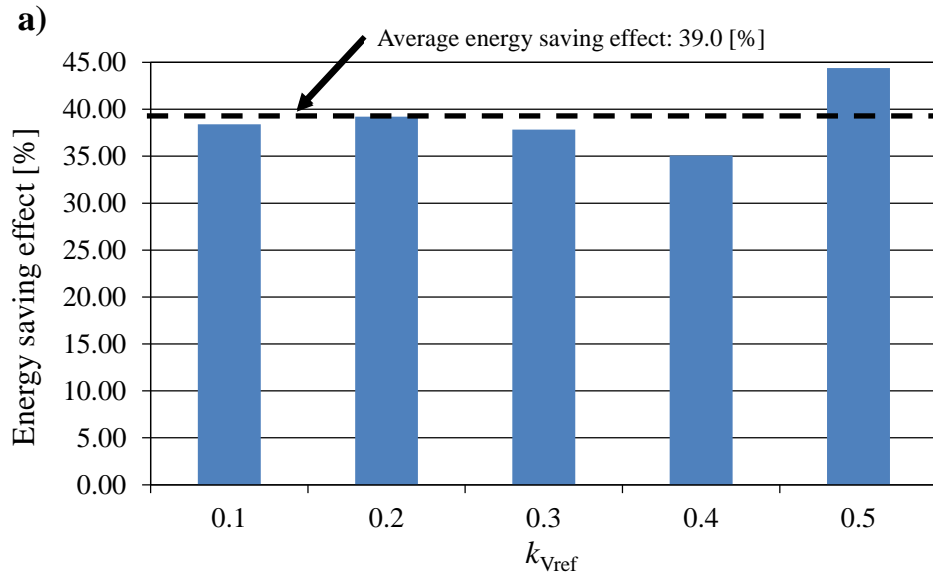
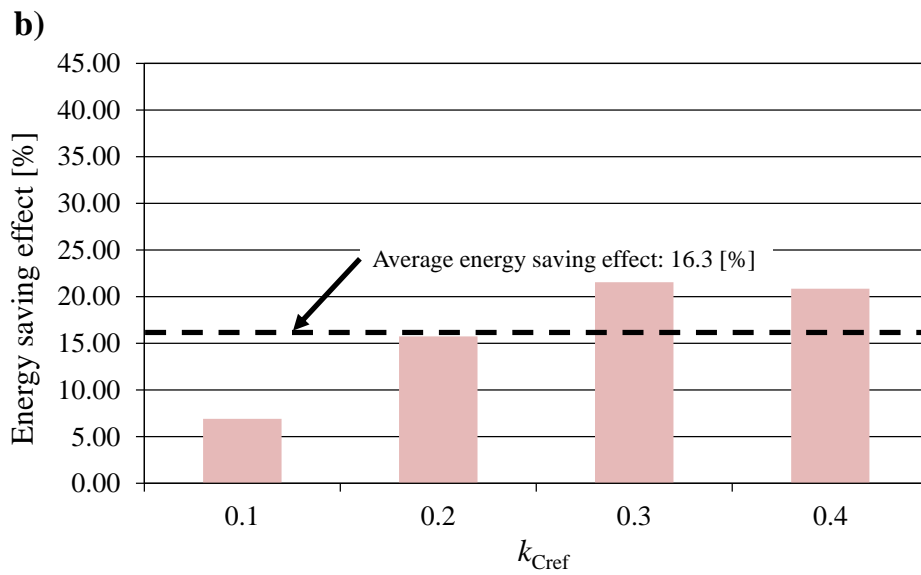


図 7-7. 蓄電装置電圧 v_{esd}



(a) 電圧制御方式



(b) 電流制御方式

図 7-8. 省エネルギー効果の比較

7.2. 省エネルギー効果に関する検証

7.2.1. 想定システム

第6章と7.1節において、電圧制御方式の定電圧特性による充放電電力増加が理論的・実験的に実証された。そこで本節では、電圧制御方式及び電流制御方式適用時の省エネルギー効果を検証する。検証に当たっては、実スケールモデルを模擬した数値シミュレーションを用いる。数値シミュレーションにおいては、き電回路及び車両主回路の回路方程式と車両の運動方程式を刻み時間ごとに計算を行う。なお、本シミュレーションでは、刻み時間は100[μ s]としている。

数値シミュレーションにて想定する路線図を図7-9に、想定する車両性能を表7-4にそれぞれ示す。想定路線は全5駅で構成されており、路線の一端には変電所が設置され、もう一端に蓄電装置が設置されている。路線長は10kmであり、各駅間は全て2.5kmに設定されている。なお、本シミュレーションでは路線の勾配及び曲線は考慮していない。また、車両には軽負荷回生制御(図2-10)が実装されているものとする。想定路線におけるき電回路定数と車両の軽負荷回生制御に関する定数を表7-5に、地上蓄電システムの制御定数を表7-6に示す。ここでは、上記の路線を1車両がStation A から Station E まで走行するケースについて検討を行う。想定車両のランカーブと車両特性を図7-10 および図7-11 にそれぞれ示す。なお、シミュレーションにおいて想定する蓄電装置は7.1節で用いていた LiC モジュールを想定する。シミュレーションでは、表7-2 に示した特性の LiC モジュールを6直列、40並列で用いることとする。

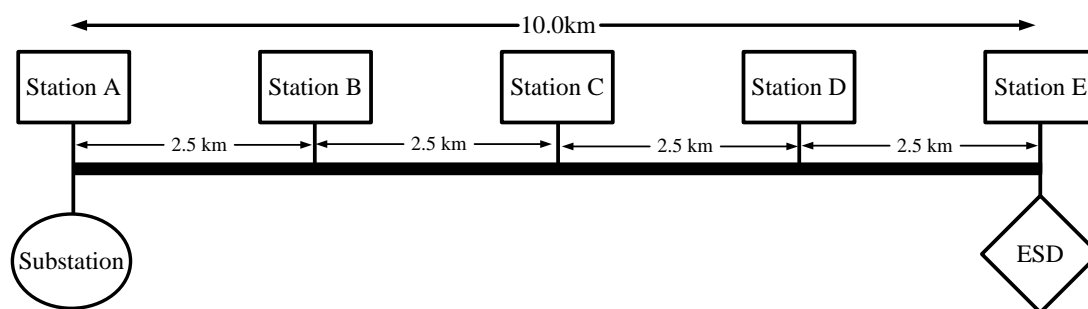


図 7-9. シミュレーションにおける想定路線図

表 7-4. 想定車両諸元

Meaning	Value	Unit
Number of cars	2	-
Number of IMs	4	-
Maximum acceleration	1.2	[km/h/s]
Maximum deceleration	2.7	[km/h/s]
Mass of the train	81.4	[t]
Capacitance of FC	15	[mF]
Resistance of FL	0.1	[Ω]

表 7-5. き電回路及び回生ブレーキ制御における各定数

Meaning	Symbol	Value	Unit
Feeder resistance	R_e	0.05	[Ω /km]
Distance between substation and vehicle	d_1	5.0	[km]
Distance between vehicle and ESD	d_2	5.0	[km]
No-load voltage of substation	V_{ss}	1600	[V]
FL resistance of WESS and vehicle	R_s, R_{vh}	0.1	[Ω]
FL inductance of WESS and vehicle	L_s, L_{vh}	0.05	[H]
FC capacitance of WESS and vehicle	C_s, C_{vh}	0.15	[F]
Voltage to start to apply light-load	V_{clim}	1700	[V]
Voltage to stop applying light-load	V_{cmax}	1800	[V]
Maximum q-axis current for 1 motor	I_{1qmax}	150	[A]
Number of motors of the assumed train	-	4	-

表 7-6. 蓄電システムにおける各制御パラメータ

Meaning	Symbol	Value	Unit
Maximum current of the assumed ESD	I_{max}	8000	[A]
Maximum reference voltage of voltage based control	V_{max}	1800	[V]
Minimum reference voltage of voltage based control	V_{min}	1400	[V]
Medium voltage of connecting point to feeder line	V_{pmid}	1600	[V]
Proportional gain of AVR	k_{vp}	0.5	[A/V]
Integral gain of AVR	k_{vi}	20.0	[A/V/sec]
Duty of DC/DC converter	α	0.44	-
Time constant of AVR	T_{avr}	0.025	[sec]

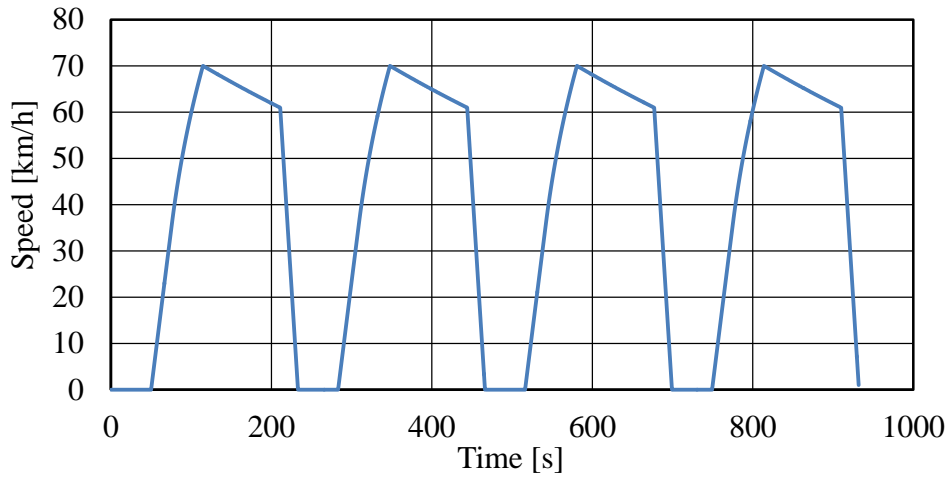


図 7-10. 想定車両のランカーブ

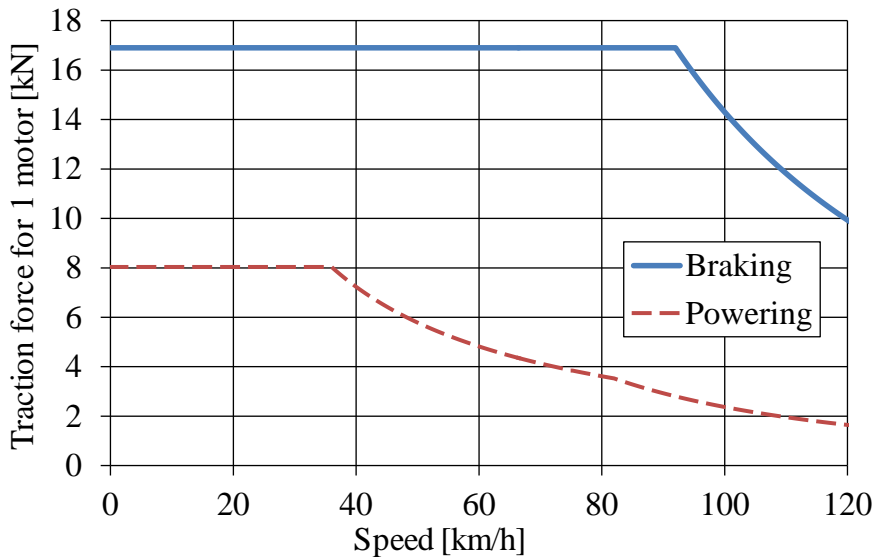
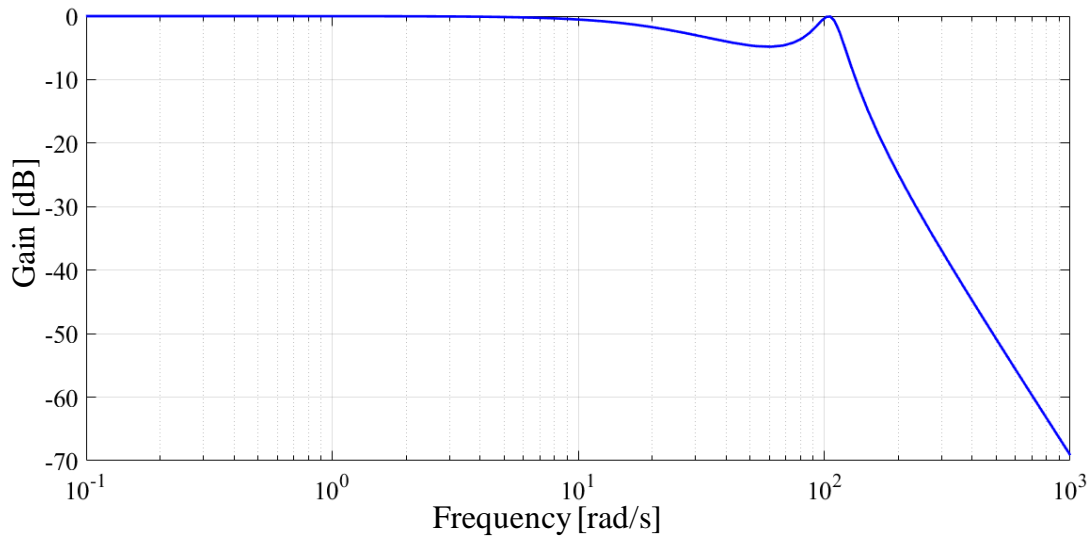


図 7-11. 想定車両のランカーブ

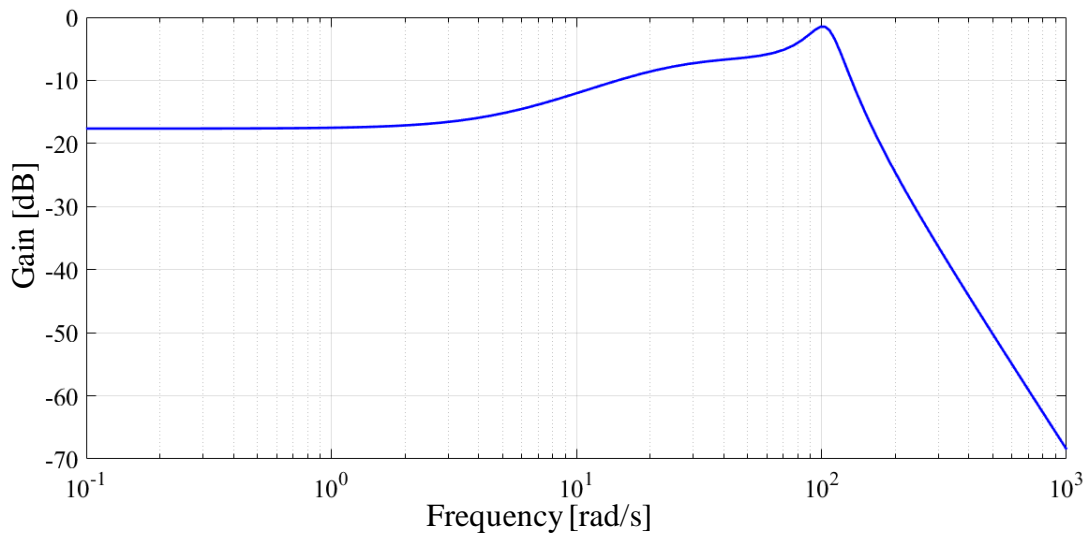
7.2.2. 実スケールモデルの動特性解析

ここでは、実スケールモデルの各定数を用いて第6章と同様の動特性解析を行い、電圧制御方式の定電圧特性を検証する。動特性解析においては、第6章で実施した解析と同様であり、図6-1および6-2に実スケールモデルにおける諸定数(表7-5および7-6)を代入して得られる外乱応答のゲイン線図で検証を行う。このような解析により得られた外乱に対する動特性を図7-12に示す。なお、動特性解析においては $k_{Cref}=2.15$, $k_{Vref}=3.5$ と設定した。

図7-12(a)の電流制御方式の場合のゲイン線図をみると、低周波数領域におけるゲインが電圧制御適用時よりも高くなっていることが分かる。これは、6.2.2項で述べたように v_{cs} が i_{vh} に従って変



(a)電流制御方式



(b)電圧制御方式

図 7-12. 外乱応答のゲイン線図

動することを表している。一方、図 7-12(b)では、低周波数領域のゲインが非常に低くなっている。これも 6.2.2 項での解析結果と同様、 v_{cs} が i_{vh} によってほとんど変動しないことを表しており、電圧制御方式が定電圧特性を持つことが確認できる。

したがって、実スケールモデルにおいても、第 6 章で明らかにした電圧制御方式の定電圧特性を持つことが確認された。

7.2.3. 数値シミュレーション結果

本項では、7.2.1 項に示した条件に基づいて実スケールモデルを想定した数値シミュレーション結果を示すとともに、省エネルギー効果について評価を行う。

まず、図 7-13 に蓄電システム FC 電圧波形を示す。図 7-13 より、電圧制御方式を適用した場合は v_{cs} がほぼ一定に保たれており、7.2.2 項で動特性解析から検証した定電圧特性が確認できる。一方、電流制御方式を適用した場合は、車両の運転状態にしたがって v_{cs} が変動している。図 7-14 に蓄電装置電流波形を示す。この図より、電圧制御方式を適用した場合の方がより大きい充放電電流となっていることが確認できる。これは、7.1.2 項の実験結果と同様、 i_{vh} による v_{cs} の変動を補償するために、蓄電装置を効果的に充放電することができているためであると考えられる。図 7-15 には車両 FC 電圧を示す。この図より、電圧制御方式を用いた場合の方が車両 FC 電圧の変動が小さくなっていることが確認できる。本シミュレーションでは FC 電圧に基づいて回生ブレーキ力を決定する軽負荷回生制御(図 2-10)を考慮しているため、回生時には v_{cvh} が低い方が回生電力は大きくなるため、電圧制御方式のほうがより多くの回生電力を吸収できていると考えられる。図 7-16 および図 7-17 には蓄電装置充放電電力および車両電力波形をそれぞれ示している。まず図 7-16 より、充電時と放電時の双方で電圧制御方式の方が、より大きい電力を得られていることが確認できる。一方図 7-17 より、電圧制御方式と適用した場合に回生電力が増加していることが分かる。これは、電圧制御方式において v_{cvh} を低く保つことができた結果である。

表 7-8 に蓄電装置なし・電流制御方式・電圧制御方式それぞれの場合の回生エネルギーと変電所出力エネルギーを示す。また、図 7-18 に()式に基づいて算出した省エネルギー効果を示す。なお、図 7-18 では両方式ともに制御ゲイン(k_{cref} 及び k_{vref})を変化させたときの省エネルギー効果の変化をプロットしている。表 7-8 より、電圧制御方式を適用した場合に変電所出力エネルギーが最小になるとともに、回生エネルギーは最大となった。また、図 7-18 より、省エネルギー効果についても電圧制御方式のほうが電流制御方式よりも高い値をとることが分かる。

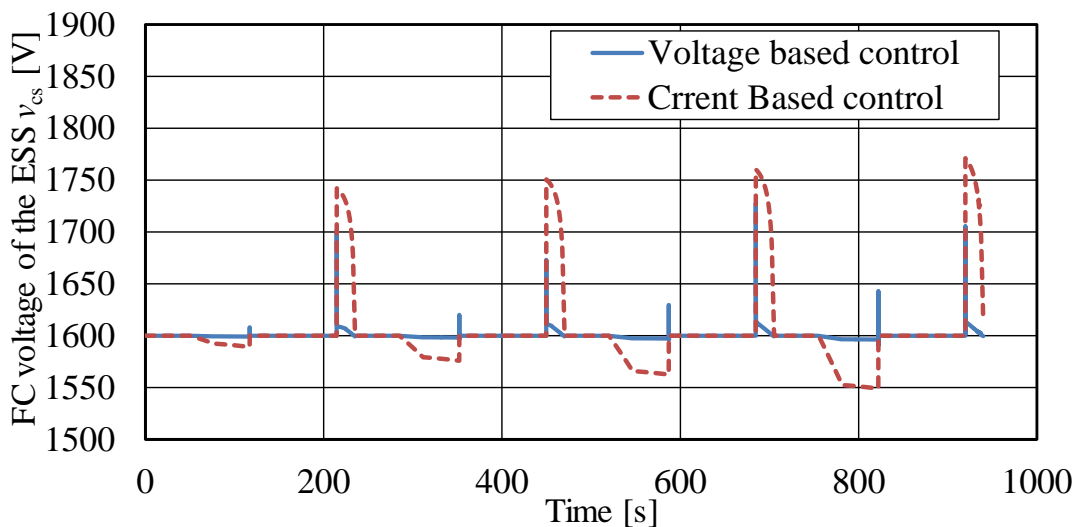


図 7-13. 蓄電システム FC 電圧 v_{cs} 波形

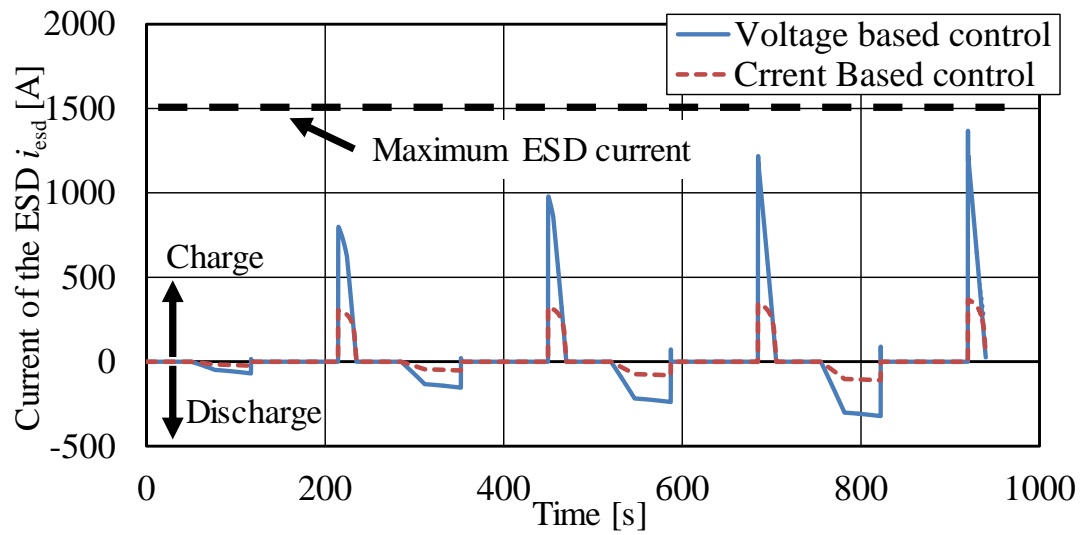


図 7-14. 蓄電装置電流 i_{esd} 波形

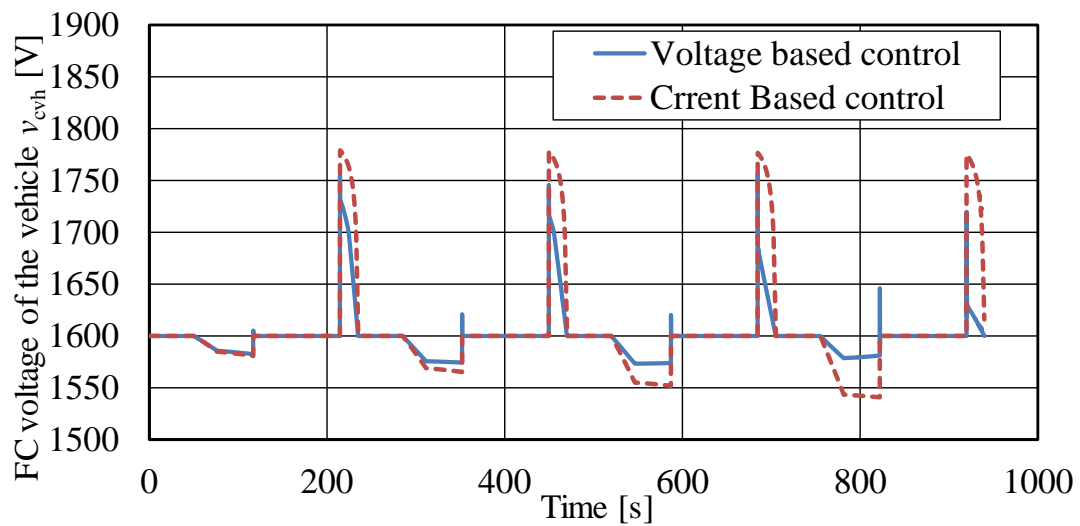


図 7-15. 車両 FC 電圧 v_{cvh} 波形

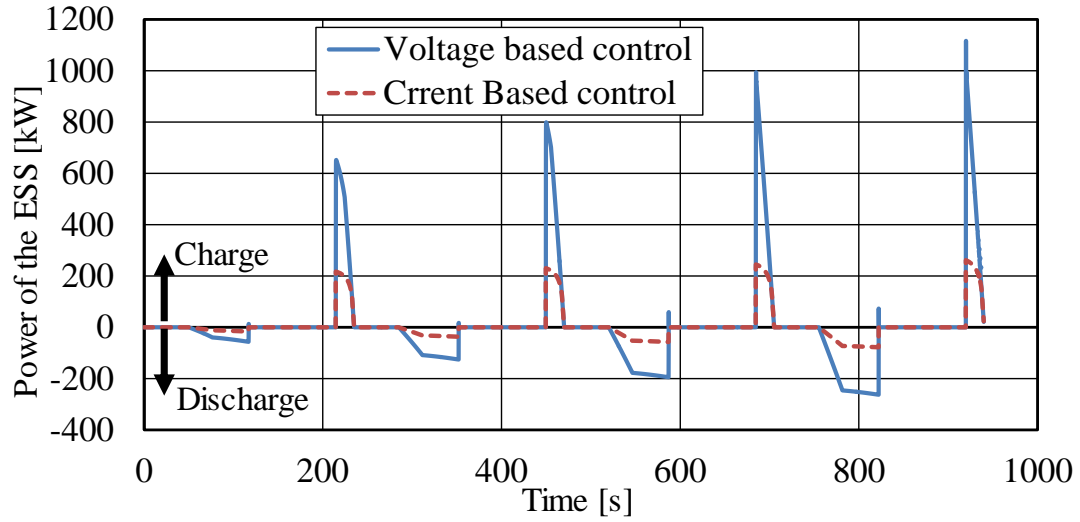


図 7-16. 蓄電システム充放電電力波形

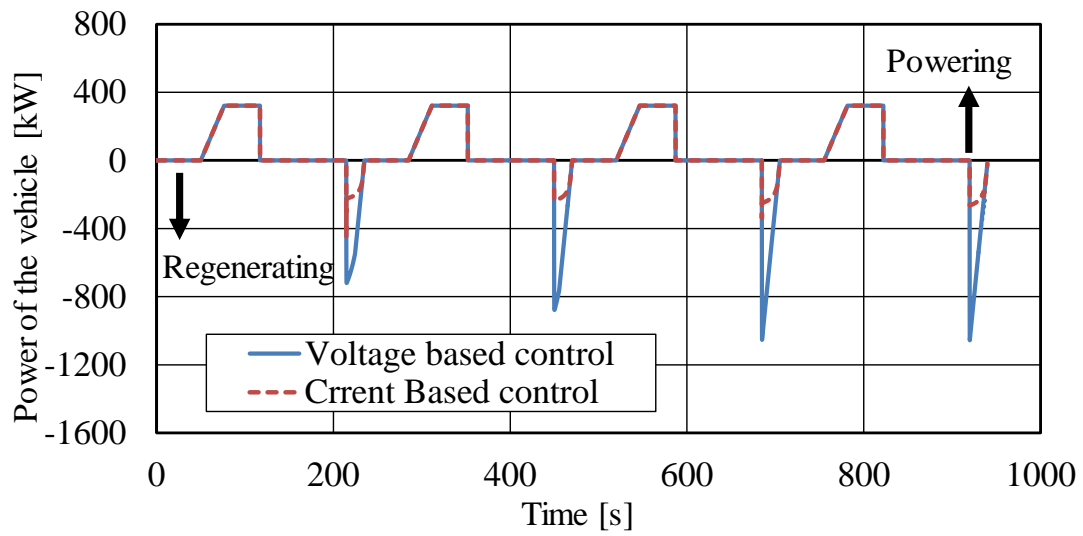
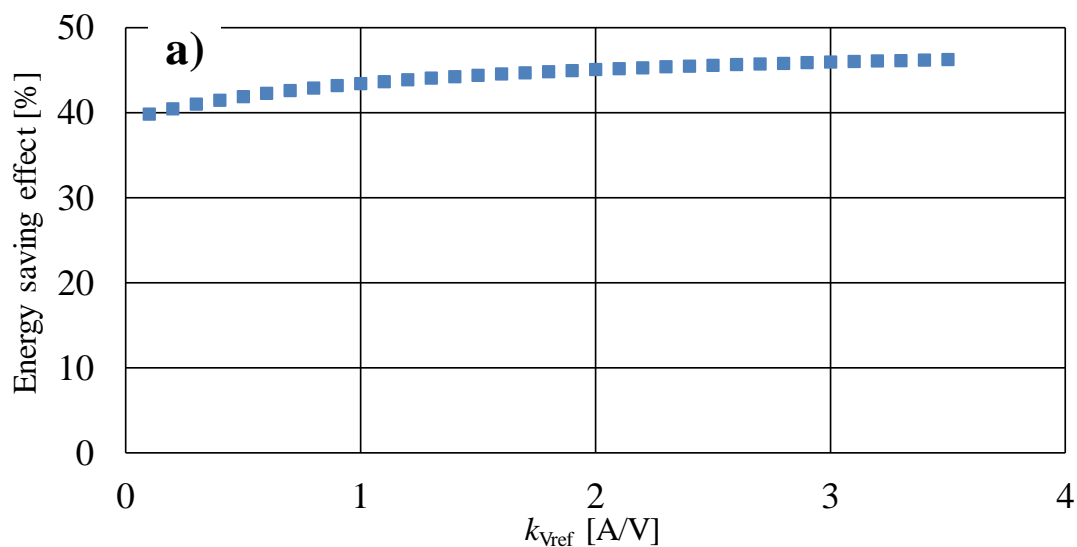


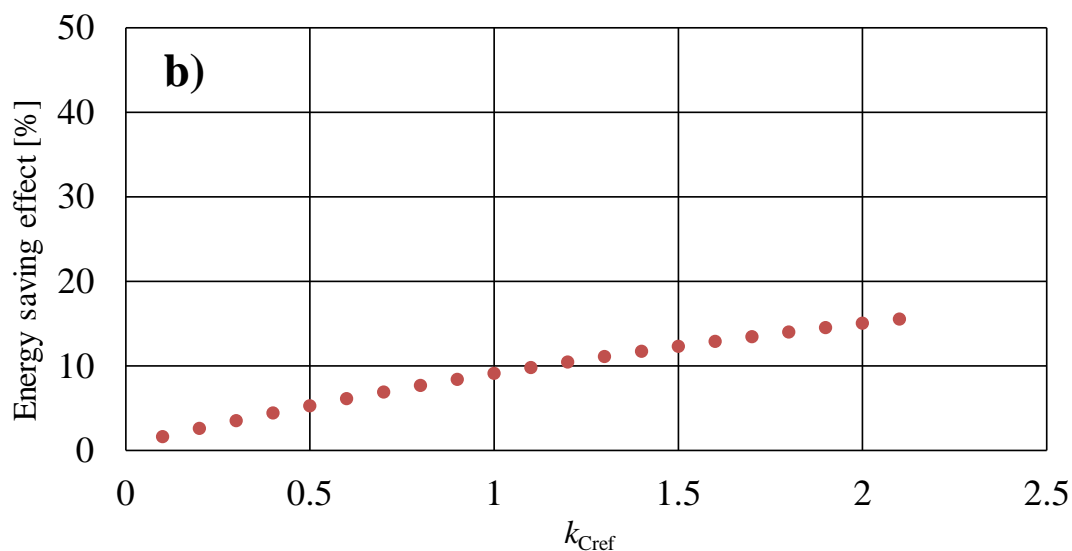
図 7-17. 車両電力波形

表 7-8. 回生エネルギーと変電所出力エネルギー

Control strategy	Regenerative energy [kWh]	Output energy of substation [kWh]
Voltage based control	11.5	10.7
Current based control	4.5	17.0
Without ESD	0.0	19.9



(a) 電圧制御方式



(b)電流制御方式

図 7-18. 省エネルギー効果

以上の結果より、実スケールモデルを想定したシミュレーションにおいても電圧制御方式の定電圧特性が省エネルギー効果の観点から優位性を有していることを確認した。

第 8 章

結論

本章では、本研究で得られた成果を総括するとともに、今後の課題について述べる。

8.1. 本研究のまとめ

本研究では、直流電気鉄道に接続される電力変換器の制御法に着目し、直流電気鉄道システムの省エネルギー化を実現する方法について研究を行った。特に、以下の 2 つに焦点を当て、回生エネルギーの有効活用に関する検討を行った。

- (1) 直流電気車の軽負荷回生制御系設計
- (2) 地上蓄電システムの電力制御法

第 2 章では、直流電気鉄道システムの概要についてまとめた。鉄道車両駆動の基礎となるすべり周波数形ベクトル制御、1 パルスベクトル制御について触れるとともに、鉄道車両に特徴的な軽負荷回生制御、ダンピング制御についても、その概要を述べた。一方、地上蓄電システムについては、2 つの制御方式(電流制御方式・電圧制御方式)について詳細を述べたのち、電流制御方式を適用している地上蓄電システムの具体例を挙げた。

まず(1)に対しては、第 3 章から第 5 章では、回生パワー向上を目的とした軽負荷回生制御系設計法の提案を行った。具体的には、軽負荷回生制御系の比例ゲイン k_p に関する主回路安定性と省エネルギー効果のトレードオフを考慮し、安定性を保つ最大のゲイン k_p を設計する手法を提案した。

第 3 章では、設計対象である軽負荷回生制御系の比例ゲイン k_p を上げることによる回生パワー増加効果を検証するため、き電回路の静特性に基づく解析を行った。その結果、負荷の消費電力が回生電力より小さい場合である”軽負荷回生状態”では k_p を上げることによる回生パワー増加は起こらないが、負荷電力が十分に大きい”遠負荷回生状態”では k_p を上げることによる回生パワー増加効果を静特性解析及び数値シミュレーションによって確認した。

第 4 章では、本研究で提案する k_p 設計法について述べた。ここではまず、安定性の観点からワーストケースである高速域の 1 パルスモードを想定した貝瀬ブレーキ制御系全体のモデル化を行った。導出モデルについては、実スケールのインバータ・モータから構成されるシステムを用いた実

験結果との比較により、導出モデルの妥当性を検証した。そして導出モデルの極配置から、系が安定となる範囲で最大の k_p を設計する手法を提案した。

第5章では、実スケールの実験システムを用い、提案した k_p 設計法の妥当性の検証を行った。その結果、実験においても提案設計法によって得られた安定性を保つ最大の k_p は安定であったため、提案設計法の妥当性を確認した。

一方、(2)に対しては、第6章及び第7章において最大限の回生エネルギー吸収・再利用のための蓄電装置の電力制御法に関する検討を行った。現在実用化または提案されている電力制御法として“電流制御方式”と“電圧制御方式”があることに着目し、両者の特性について理論的・実験的な比較を行った。

第6章では、両方式の動特性に関する解析を行った。その結果、電圧制御方式における定電圧特性を明らかにし、この特性によって電流制御方式よりも蓄電装置の充放電電力を増加させることが可能であることを示した。また、電流制御方式の制御ゲイン k_{Cref} について、電圧制御方式のような定電圧特性と制御システム安定性のトレードオフ関係があることを明らかにした。以上の結果から、地上蓄電システムの電力制御設計において、電流制御方式における上記のトレードオフ関係を考慮した上で、両方式においてより省エネルギー化に寄与する制御方式を選定する必要があることを示した。これは、地上蓄電システムの電力制御設計における設計指針の一つとなり得る。

第7章では、ミニモデル実験においても、理論検討結果と同様の電圧制御方式の定電圧特性及びそれによる充放電パワーの増加効果を確認した。また、実スケールモデルを模擬した数値シミュレーションを実施し、上記の定電圧特性により、電流制御方式に対して省エネルギー効果が向上することを確認した。以上の検討により、電流制御方式よりも電圧制御方式の方が蓄電装置の充放電電力を大きくすることが可能であるとともに、地上蓄電システム導入時の省エネルギー効果を高めることが明らかにした。

本研究では、直流電気鉄道システムの省エネルギー化における以下の課題の解決に取り組んだ。

- 軽負荷回生制御系の設計において、これまで安定性の観点からワーストケースとなる高速域までカバーできる実用的な設計法が提案されてなかった。そこで本研究では高速域における軽負荷回生制御系のモデル化を行い、導出モデルに基づく軽負荷回生制御系設計法を新たに提案した。
- 地上蓄電システムの電力制御法において、これまで電流制御方式と電圧制御方式の双方が個別的に議論されており、両方式の理論的・実験的な比較は行われてこなかった。本研究では両方式の動特性解析によって、電圧制御方式の定電圧特性を明らかにし、充放電パワーの増加及び地上蓄電システムの省エネルギー効果向上に寄与することを実証した。また、電流制御方式における制御ゲインに関する定電圧特性と安定性のトレードオフ関係を明らかにし、地上蓄電システムの電力制御法の設計指針を示した。

8.2. 今後の課題

今後の課題を以下に示す。

- 本研究では、回生中の負荷急変による主回路の不安定現象について解析を行ったが、回生車・力行車・変電所間の相対的な位置関係によってはき電回路が負性抵抗特性を示し k 系が不安定となることが知られている。軽負荷回生制御系の総合的な設計法を確立するためには、上記要因による不安定現象の解析も行う必要がある。
- 本研究では、地上蓄電システムの電力制御方式について基礎的な検討を行った。最終的には、地上蓄電システムの設計法を確立する必要があり、以下のような課題が挙げられる。
 - (a) 蓄電装置のエネルギー容量設計法の確立
 - (b) 蓄電装置の最適な設置位置の決定法

上記の課題を解決することで、直流電気鉄道システムの更なる高効率化に寄与することが期待される。

参考文献

- (1) 国土交通省 「交通関連統計資料」
<http://www.mlit.go.jp/statistics/kotsusiryu.html>
- (2) 経済産業省 資源エネルギー庁 「総合エネルギー統計」
http://www.enecho.meti.go.jp/statistics/total_energy/results.html#headline1
- (3) 環境省ホームページ, 「2016 年度(平成 28 年度)の温室効果ガス排出量」
- (4) 鉄道技術ポケットブック編集委員会: 鉄道技術ポケットブック, オーム社(2012.3)
- (5) 電気学会 電気鉄道における教育専門委員会: 最新 電気鉄道工学, コロナ社(2000.9)
- (6) 佐藤大記: 「車両への電気の流れをみる」, 鉄道総研報告, Vol. 75, No. 2, pp. 20-23(2018.2)
- (7) 林屋均・宮武昌史: 「鉄道におけるエネルギーマネジメント」, 電学誌, Vol.133, No.12 pp.817-820 (2013)
- (8) 小林宏泰, 齋藤達仁, 近藤圭一郎, 鈴木剛志, 岩崎哲也, 渡辺翔, 津村哲広, 山口秀, 安藤敏哉: 「軽負荷回生制御の改良による省エネルギー効果の定量的評価」, 電気学会産業応用部門 自動車・交通・電気鉄道合同研究会, VT-15-26, TER-15-39, (2015)
- (9) 小林宏泰, 齋藤達仁, 松尾健太郎, 秋田真佑, 近藤圭一郎, 鈴木剛志, 岩崎哲也, 渡辺翔, 津村哲広, 山口秀, 安藤敏哉: 「軽負荷回生制御の改良による遠方負荷への回生電力供給能力向上に関する現車試験」, 交通電気鉄道・フィジカルセンサ合同研究会, TER-16-016, PHS-16-010, (2016)
- (10) 近藤圭一郎 編: 鉄道車両技術入門, オーム社(2013)
- (11) 近藤稔, 小川知行, 村上浩一: 「鉄道車両の消費エネルギー簡易計算法」, 鉄道総研報告, Vol.25, No. 8(2011.8)
- (12) T. Koseki, “Technical Trends of Railway Traction in the World,” in Proc. IEEE IPEC, Sapporo, Japan, pp.2836-2831 (2010)
- (13) 野木雅之・早坂明浩・木村純子・神山純一・曾根悟・高野奏: 「既存のダイオード変電所群に対する PWM 変電所の導入に関する検討」, H18 年電気学会全国大会講演論文集 (CD-ROM), No.5-118, pp277-278(2006)
- (14) D. Cornic, “Efficient recovery of braking energy through a reversible dc substation,” in Proc. ESARS, Bologna, Italy, 2010, pp.1-9.
- (15) T. Suzuki, “DC power-supply system with inverting substations for traction systems using regenerative brakes,” IEE proc. vol. 129, Part B, no. 1, pp. 18-26, Jan. 1982.
- (16) 小林宏泰, 近藤圭一郎: 「鉄道車両駆動におけるパワーエレクトロニクス技術」, エレクトロニク

- ス実装学会誌, Vol. 20, No. 7, pp. 437-441, 2017 年
- (17) 石川勝美, 小川和俊, 長洲正浩:「3kV 級 SiC ショットキーバリアダイオードを搭載したハイブリッドモジュールと高速駆動を併用した鉄道インバータ」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.5, pp.531-538 (2015)
- (18) 根来 秀人, 中嶋 幸夫, 草野 健一, 田中 毅, 出井 和徳, 山下 良範, 大橋 聡, 深澤 真吾, 山野井 秀明:”SiC パワーモジュール適用 鉄道車両用高効率インバータシステム,” 電気学会産業応用部門大会講演論文集, 1-O1-5, pp. I-65-I-68, 2012.8
- (19) 三菱電機株式会社ニュースリリース, 「小田急電鉄車両での「フル SiC 適用 VVVF インバータ装置」実証結果のお知らせ」, 社会 No.1508 (2015.6.22)
<http://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2015/0622-a.html>
- (20) 浅野純一, 齋藤達仁, 近藤圭一郎, 渡辺翔, 山口秀, 落合康文:「軽負荷回生制御による省エネルギー効果」, 第 50 回鉄道サイバネ・シンポジウム, 論文番号 501 (2013)
- (21) A. Adinolfi, R. Lamedica, C. Modesto, A. Prudenzi, and S. Vimercati, “Experimental assessment of Energy Saving due to Trains Regenerative Braking in an Electrified Subway Line,” IEEE Trans. Power Deliv. Vol. 13, No. 4, pp. 1536-1542 (1998)
- (22) K. Kondo, “Recent Energy Saving Technologies on Railway Traction Systems,” IEEE Trans. Electrical Electronic Engineering, vol. 5, Issue 3, pp.298-303 (2010)
- (23) フェリユシバル, 内田健司, 木原隆宏, 若尾真治, 近藤圭一郎, 松岡孝一:「永久磁石同期電動機駆動用主回路の軽負荷回生時の安定性解析」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121, No. 6, pp. 651-657 (2001)
- (24) A. B. Turner, “A Study of Wayside Energy Storage Systems (WESS) for Railway Electrification,” IEEE Trans Ind. Appl., vol. 1A-20, no. 3, pp. 484-492, May. /Jun. 1984.
- (25) F. Ciccarelli, D. Iannuzzi, K. Kondo, and L. Fratelli, “Line-Voltage Control Based on Wayside Energy Storage Systems for Tramway Networks,” IEEE Trans. Power Electron., Vol. 31, no. 1, pp. 884-899, Jan. 2016.
- (26) S. de la Torre, A. J. Sanches-Racero, J. A. Aguado, M. Reyes, and O. Martinez, “Optimal Sizing of Energy Storage for Regenerative Braking in Electric Railway Systems,” IEEE Trans. Power Systems, vol. 30, no. 3, pp. 1492-1500, May. 2015.
- (27) T. Ratniyomchai, S. Hillmansen, and P. Tricoli, “Optimal Capacity and Positioning of Stationary Supercapacitors for Light Rail Vehicle Systems,” in Proc. IEEE SPEEDAM, Ischia, Italy, 2014, pp.807-812.
- (28) Z. Li, S. Hoshina, N. Satake, and M. Nogi, “Development of DC/DC converter for Battery Energy Storage Supporting Railway DC Feeder Systems,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 52, no. 5, pp. 4218-4224, Sep./Oct. 2016.
- (29) F. Ciccarelli, D. Iannuzzi, P. Tricoli, “Speed-based supercapacitor state of charge tracker for light railway vehicles,” Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and

- Applications (EPE 2011), art. no. 6020254. ISBN: 978-161284167-0
- (30) T. Guo, Z. Tang, F. Lin and S. Xiong, "Optimization of Peak Load Shifting Control Strategy for Battery Energy Storage System Used in Urban Rail Transit," Proceedings of IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, DOI: 10.1109/IECON.2017.8216667
- (31) Z. Yang, Z. Yang, X. Li and F. Lin, "The Real-time Optimization of Charge/Discharge Voltage Threshold for Energy Storage System in Urban Rail Transit," Proceedings of IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, DOI: 10.1109/IECON.2017.8216672
- (32) 小西武史・吉井剣・重枝秀紀・高橋慎・平松正宣:「充放電バランスを安定化制御する電力貯蔵装置の電車走行による検証」, H23 年電気学会産業応用部門大会, Vol.3, No.3-11 pp.129-132 (2011-9)
- (33) 岡田雅史, 西村真澄, 高木亮:「電鉄用地上設置型エネルギー蓄積装置の充放電制御のためのラインリセブティビティ推定」, H27 年電気学会全国大会講演論文集 (CD-ROM), No.5-168, pp273-274 (2015)
- (34) A. Rufer, D. Hotellier and P. Barrade, "A supercapacitor-based energy storage substation for voltage compensation in weak transportation networks," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 19, no. 2, pp. 629-636, Apr. 2004
- (35) P. J. Grbovic, P. Delarue, P. Le Morigne and P Bartholomeus, "Modeling and Control of the Ultracapacitor-Based Regenerative Controlled Electric Drives," IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 58, no. 8, pp. 3471-3484, Aug. 2011
- (36) Z. Yang, Z. Yang, H. Xia and F. Lin, Brake Voltage Following Control of Supercapacitor-Based Energy Storage Systems in Metro Considering Train Operation State," IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 65, no. 8, pp. 6751-6761, Aug. 2018
- (37) A. Jaafar, C. R. Akli, B. Sareni, X. Roboam and A. Jeunesse, "Sizing and Energy Management of a Hybrid Locomotive Based on Flywheel and Accumulators," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 58, no. 8, Oct. 2009
- (38) H. Kobayashi, J. Asano, T. Saito and K. Kondo: "A Power Control method to Save Energy for Wayside Energy Storage Systems in DC-electrified Railway System" , IEEJ Trans. Ind. Appl., Vol.135, No.4, pp. 386-394, Apl. 2015. (in Japanese)
- (39) H. Kobayashi, S. Akita, T. Saito, and K. Kondo, "A Voltage Basis Power Flow Control for Charging and Discharging Wayside Energy Storage Devices in the DC-electrified Railway System," in Proc. 19th Int. Conf. Electr. Mech. Syst. (ICEMS), Chiba, Japan, 2016, pp. 1-6
- (40) F. Ciccarelli, D. Iannuzzi, D. Lauria and P. Natale, "Optimal Control of Stationary Lithium-Ion Capacitor-Based Storage Device for Light Electrical Transportation Network," IEEE Trans. Transportation Electrification, vol. 3, no. 3, pp. 618-631, Sept. 2017, doi:

- 10.1109/TTE.2017.2739399
- (41) Masamichi Ogasa, “Application of Energy Storage Technologies for Electric Railway Vehicles— Examples with Hybrid Electric Railway Vehicles,” IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering, vol. 5, Issue 3, pp. 304-311, May. 2010.
- (42) D. Iannuzzi, E. Pagano, P. Tricoli, “The use of energy storage systems for supporting the voltage needs of urban and suburban railway contact lines,” Energies, 6 (4), pp. 1802-1820, Mar. 2013, doi: 10.3390/en6041802
- (43) F. Ciccarelli, D. Iannuzzi, D. Lauria, “Supercapacitors-based energy storage for urban mass transit systems,” Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), art. no. 6020597. ISBN: 978-161284167-0
- (44) J. P. Torreglosa, P. Garcia, L. M. Fernandez, and F. Jurado, “Predictive Control for the Energy Management of a Fuel – Cell – Battery - Supercapacitor Tramway,” IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 10, no. 1, pp.276-285 (2014).
- (45) T. Saito and K. Kondo, “Implementation method of loss observer to power controller for overhead line and supercapacitor hybrid electric railway vehicle,” IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering, vol. 11, Issue S2, pp. S108-S115 (2016).
- (46) D. Iannuzzi and P. Tricoli, “Speed-Based State-of-Charge Tracking Control for Metro Trains With Onboard Supercapacitors,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 4, pp. 2129-2140 (2012).
- (47) 齋藤達仁, 近藤圭一郎, 古関隆章:「直流電気鉄道における軽負荷回生制御器の解析的設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol.132, No.2, pp.268-277 (2012)
- (48) 曾根高真弓, 山本光俊:「電力回生 PWM コンバータ」, 電気学会誌, Vol. 130, No. 8, pp. 532-533 (2010)
- (49) 中沢洋介, 戸田伸一, 安岡育雄:「電圧固定モードでの誘導電動機ベクトル制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.118, No.9, pp.1071-1080 (1998)
- (50) M. Yoko and K. Kondo, “Damping control of induction motor traction system in single-pulse mode of field weakening region,” in Proc. IEEE ESARS, Aachen, Germany, pp.1-6 (2015)
- (51) 小林宏泰, 近藤圭一郎:「鉄道車両駆動におけるパワーエレクトロニクス技術」, エレクトロニクス実装学会誌, Vol. 20, No. 7, pp. 437-441 (2017)
- (52) 電気学会・センサレスベクトル制御の整理に関する調査専門委員会 編:「ACドライブシステムのセンサレスベクトル制御」, オーム社, 2016年
- (53) 木村彰, 中村清:「誘導電動機駆動電気車制御系の安定化に関する考察」電気学会論文誌 D, Vol.110, No.3, pp.291-300, 1990年
- (54) 鉄道電力供給における蓄電装置応用調査専門委員会編:「鉄道電力供給における蓄電装置応用技術」, pp. 28-35
- (55) 木村好男, 河村寿三, 星野吉信, 浅越泰男, 丸山信昭:「フライホイール式エネルギー貯蔵装置の電鉄変電所への応用」, 計測と制御, Vol. 20, No. 3, pp374-379, 1981年

- (56) 相原 徹:「リチウムイオン電池を用いた電力補完装置の導入」, 鉄道と電気技術, Vol. 18,
No. 4, pp. 9-12, 2007 年

謝辞

本論文を締めくくるにあたり、学部4年より6年間にわたって指導教員として熱心かつ丁寧なご指導を賜りました早稲田大学理工学術院 近藤圭一郎 教授に心より御礼申し上げます。近藤先生には、研究を進める上での論理の組み立て方から、制御工学・パワーエレクトロニクスの基礎知識や鉄道システムにおける専門知識まで、多岐にわたるご指導を賜りました。これらは全て、今後研究者として自立してく上で常に心に留め、これからも精進していく所存です。また、研究室外において研究成果等を発表する機会を数多く与えて下さったことにより、本研究のみならず私自身をたくさんの方々を知っていただき、様々なアドバイスをいただくことができました。

電気エネルギー応用教育研究分野の早乙女英夫 准教授に感謝申し上げます。早乙女先生には、電磁気学や回路理論に立ち返った研究の本質に関わるアドバイスを数多くいただきました。電力変換教育研究分野の佐藤之彦 教授にはゼミなどにおいて幅広い知見から研究へのアドバイスをいただきました。佐藤先生との議論を通じて、物事の本質を見抜くことの重要性を学ぶことができました。また、早乙女先生、佐藤先生におかれましては、本学位論文の審査員を引き受けていただき、感謝申し上げます。

本学位論文の審査員としてご指導、ご助言を頂きました、劉康志 教授、小坪成一 教授、関屋大雄 教授に御礼申し上げます。

電力変換教育研究分野の名取賢二 助教には、制御工学の観点から本研究へのアドバイスを数多くいただきました。研究室内外においても貴重な経験をさせていただきましたこと、ここに感謝申し上げます。同じく電力変換教育研究分野の千葉誠 技術職員には、実験装置の保守・管理から各種事務手続きに至るまで非常に手厚いご支援をいただきました。ここに感謝申し上げます。

早稲田大学 電動モビリティシステム研究室秘書 野口博子様には、出張手続き等の事務手続きにおいて、多大なるご支援をいただきました。筆者が研究活動に集中することができたのも、野口様のサポートあってのことだと思っております。

また、博士論文をまとめるにあたり、システム制御教育研究分野 残間忠直 准教授と小岩健太 助教には様々なご助言を頂きました。特に小岩先生には常日頃から議論に付き合っていただき、専門的な知識から研究に対する姿勢に至るまで、非常に多くのことを勉強させていただきました。

共同研究という形で、長年にわたって本研究に関わられた小田急電鉄株式会社 鈴木剛氏、岩崎哲也氏、津村哲広氏、渡辺翔氏をはじめとする方々に感謝申し上げます。本研究においては、

実機による実験検証や現車試験という貴重なフィールドを提供していただき、心より感謝申し上げます。

本研究を進めていくにあたり、東京大学 古関隆章教授と上智大学 宮武昌史教授には貴重なご意見を賜りました。研究室内での議論には無い異なる視点からのご意見を伺うことで、自らの研究を俯瞰的にとらえることの大切さを学ぶことができました。心より感謝申し上げます。

2017年11月～2018年3月まで、筆者を研究室に滞在させていただいたイタリア・ナポリ大学の Diego Iannuzzi 教授に心より感謝申し上げます。滞在中に行った検討は、本研究における大きな成果の一つとなっており、Iannuzzi 教授のご指導に感謝申し上げます。また、異国の地で研究に没頭することができたのは、同研究グループのメンバーによる温かいサポートに依るものであり、心より感謝申し上げます。

本研究の土台を築き、在学中ご指導頂きました、旧パワーシステム教育研究分野 OB 齋藤達仁氏(現:(公財)鉄道総合技術研究所)、浅野純一氏(現:日産自動車(株))に感謝申し上げます。また、直流電気鉄道システムに関する研究をともに行ってきた、旧パワーシステム教育研究分野 OB 秋田真祐氏(現:東武鉄道(株))、電気エネルギー応用教育研究分野 川越夏樹氏に感謝申し上げます。作業を分担することにより、効率的に研究を進めることができました。

千葉大学 旧パワーシステム教育研究分野・電気エネルギー応用教育研究分野の卒業生の皆さまには、研究生生活を支えていただくとともに、研究室生活を楽しいものにしてくれました。ここに感謝申し上げます。

本研究は、名前を挙げればきりがなほ多くの方々知って頂き、多様な議論の機会を頂きながら遂行することができました。本研究のアイデアの多くはこのよな議論から生まれたものであり、それらなしでは本論文の完成には至りませんでした。様々な場面において、ご指摘・ご助言を頂いた全ての方々に御礼申し上げます。

最後に、私の9年間にわたる大学・大学院生活を支援していただき、温かい目で見守ってくれた両親・家族に心より感謝申し上げます。

平成31年1月

千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻
電気電子系コース 博士後期課程
電気エネルギー応用教育研究分野

小林宏泰

研究業績

<筆頭論文>

学術雑誌

- [1] **小林 宏泰**, 川越 夏樹, 近藤 圭一郎, 岩崎哲也, 津村哲広:「回生パワー増加を目的とした直流電気車両用駆動用インバータの回生ブレーキ制御系設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 1, pp30-39, 2019 年
- [2] **Hiroyasu Kobayashi**, Keiichiro Kondo, Tetsuya Iwasaki and Akihiro Tsumura, “Experimental Study on Increasing Regenerative Power by Improving Regenerative Brake Control of Rail Vehicles in DC-electrified Railways,” *IEEE Journal of Industry Applications*, vol. 7, No. 3, pp. 266-267, 2018 年
- [3] **小林宏泰**, 浅野純一, 齋藤達仁, 近藤圭一郎:「直流電気鉄道における省エネルギー化のための地上蓄電装置の電力制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.4, pp.386-394, 2015 年

国際会議

- [4] **Hiroyasu Kobayashi**, Keiichiro Kondo, and Diego Iannuzzi, “A Theoretical Analysis on Dynamic and Static Characteristics of Control Strategies for Wayside Energy Storage System in DC-electrified Railway,” *Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS) and International Transportation Electrification Conference (ITEC)*, Nottingham, 2018 年 11 月
- [5] **Hiroyasu Kobayashi**, Keiichiro Kondo, and Diego Iannuzzi, “A Theoretical Analysis on Static Characteristics of Voltage Based Control Method and Current Based Control Method for the Wayside Energy Storage System in DC-electrified Railway,” *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Niigata, 2018 年 5 月
- [6] **Hiroyasu Kobayashi**, and Keiichiro Kondo, “A Stability Analysis on the Regenerative Brake Control System Focusing on Feeder Line Circuit Models of DC-electrified Railway,” *European Conference on Power Electronics and Applications(EPE)*, Warsaw, Poland, 2017 年 9 月
- [7] **Hiroyasu Kobayashi**, Shinsuke Akita, Tatsuhito Saito, and Keiichiro Kondo, “A Voltage Basis Power Flow Control for Charging and Discharging Wayside Energy Storage Devices in the DC-electrified Railway System,” *International Conference on Electrical Machines*

and Systems (ICEMS), Chiba, 2016 年 10 月

- [8] **Hiroyasu Kobayashi**, Tatsuhito Saito, and Keiichiro Kondo, “A Study on a Method to Design Energy Capacity of Wayside Energy Storage Devices in DC-electrified Railway Systems,” *European Conference on Power Electronics and Applications(EPE)*, Geneva, Switzerland, 2015 年 9 月

国内発表

- [9] **小林宏泰**, 近藤圭一郎, 古関隆章, 宮武昌史:「DC リンク電圧昇圧による架線・蓄電装置ハイブリッド鉄道車両の省エネルギー化に関する基礎検討」, 電気学会産業応用部門大会, 5-66, pp.V387-390, 函館, 2017 年 8 月
- [10] **小林宏泰**, 齋藤達仁, 松尾健太郎, 秋田真佑, 近藤圭一郎, 鈴木剛志, 岩崎哲也, 渡辺翔, 津村哲広, 山口秀, 安藤敏哉:「軽負荷回生制御の改良による遠方負荷への回生電力供給能力向上に関する現車試験」, 交通電気鉄道・フィジカルセンサ合同研究会, TER-16-016, PHS-16-010, 愛知, 2016 年 3 月
- [11] **小林宏泰**, 齋藤達仁, 近藤圭一郎, 鈴木剛志, 岩崎哲也, 渡辺翔, 津村哲広, 山口秀, 安藤敏哉:「軽負荷回生制御の改良による省エネルギー効果の定量的評価」, 電気学会産業応用部門 自動車・交通・電気鉄道合同研究会, VT-15-26, TER-15-39, 東京, 2015 年 9 月
- [12] **小林宏泰**, 浅野純一, 齋藤達仁, 近藤圭一郎:「省エネルギー化のための地上蓄電装置の電力制御法に関する実験検討」, 電気学会産業応用部門 交通電気鉄道・フィジカルセンサ合同研究会, TER-14-006, PHS-14-006, 静岡, 2014 年 3 月
- [13] **小林宏泰**, 浅野純一, 齋藤達仁, 近藤圭一郎:「地上蓄電装置のエネルギーマネジメントを考慮した電力制御法」, 第 20 回鉄道技術連合シンポジウム, S3-1-3, 東京, 2013 年 12 月

学術雑誌又は商業誌における解説, 総説

- [14] **小林宏泰**, 近藤圭一郎:「鉄道車両駆動におけるパワーエレクトロニクス技術」, *エレクトロニクス実装学会誌*, Vol. 20, No. 7, pp. 437-441, 2017 年 11 月

<共著論文>

学術雑誌

- [15] 川越 夏樹, **小林 宏泰**, 近藤 圭一郎, 岩崎哲也, 津村哲広:「直流電気鉄道における回生負荷遮断時のシミュレーションを用いた軽負荷回生制御系設計」, 電気学会論文誌 D, vol. 138, No. 6, pp.513-521, 2018 年
- [16] Febry Pandu Wijaya, **Hiroyasu Kobayashi**, Keiichiro Kondo, Tetsuya Iwasaki, and Akihiro Tsumura, “Damping Control Method Utilizing Over Voltage Resistor under Light Load Condition,” *IEEJ Transactions on Industrial Applications*, vol. 13, No. 2, 2018 年
- [17] Febry Pandu Wijaya, Sho Watanabe, Tatsuhito Saito, **Hiroyasu Kobayashi**, and Keiichiro Kondo, “Advantages and technical issues of regenerative brake method at all over the speed range,” *Mechanical Engineering Journal*, vol. 4, No. 1, pp. 16-00473, 2017 年

国際会議

- [18] Natsuki Kawagoe, Febry Pandu Wijaya, **Hiroyasu Kobayashi**, Keiichiro Kondo, Tetsuya Iwasaki, Akihiro Tsumura, Takumi Nagashima, Yoshinori Yamashita, and Ryota Gondo, “Experimental Tests Results of Damping Control with Over Voltage Resistor for Regenerative Brake Control of Railway Vehicle,” *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Niigata, 2018 年 5 月
- [19] Suguru Hiramatsu, **Hiroyasu Kobayashi**, Febry Pandu Wijaya, Keiichiro Kondo and Masahira Kageyama, “A Control Method for on Board Battery Power to Compensate the Fluctuation of Line Voltage in Case of Long Distance Power Feeding in DC Electric Railway,” *The 12th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems(PEDS)*, 056103, USA, 2017 年 11 月
- [20] Febry Pandu Wijaya, **Hiroyasu Kobayashi**, Keiichiro Kondo, Tetsuya Iwasaki and Akihiro Tsumura, “Damping Control Method of Regenerative Brake Control under Light Load Condition Utilizing Over Voltage Resistor,” *The 12th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems(PEDS)*, 056103, USA, 2017 年 11 月
- [21] Tsubasa Mineyoshi, **Hiroyasu Kobayashi**, Kenji Natori, and Keiichiro Kondo, “A Method of Making Energy-Saving Train Schedule Considering Uncertainty,” *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Chiba, 2016 年 10 月

国内発表

- [22] 川越夏樹, **小林宏泰**, 近藤圭一郎, 岩崎哲也, 津村哲広:「直流電気鉄道における回生負荷遮断試験モデルを用いた軽負荷回生制御系設計」, 電気学会産業応用部門大会, 5-42, pp.V293-298, 函館, 2017 年 8 月

- [23] 秋田真佑, **小林宏泰**, 齋藤達仁, 近藤圭一郎:「直流電気鉄道での地上蓄電装置における電力制御系の一設計手法」, 平成 28 年電気学会全国大会, 5-200, 宮城, 2016 年 3 月
- [24] 平松英, **小林宏泰**, 齋藤達仁, 秋田真佑, 影山真佐富, 近藤圭一郎:「地上蓄電装置導入時の軽負荷回生制御を考慮した蓄電装置充放電制御の設計方法に関する一考察」, 交通電気鉄道・フィジカルセンサ合同研究会, TER-16-015, PHS-16-009, 愛知, 2016 年 3 月
- [25] 近藤圭一郎, **小林宏泰**, 齋藤達仁:「架線蓄電装置ハイブリッド電気車のインバータ入力電圧向上による回生電力量増大に関する基礎検討」, 電気学会産業応用部門 半導体電力変換・家電民生・自動車合同研究会, SPC-15-194, HCA-15-063, VT-15-034, 新潟, 2015 年 12 月
- [26] 浅野純一, **小林宏泰**, 齋藤達仁, 近藤圭一郎, 渡辺翔, 落合康文, 山口秀, 遠藤孝夫, 鈴木剛志:「軽負荷回生制御パターンと省エネルギー効果に関する考察」, 第 20 回鉄道技術連合シンポジウム, S3-4-2, 東京, 2013 年 12 月