# 電気鉄道車両の電源電力脈動および負荷電力変動の

# 影響を補償するための制御系設計法

2017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

# 齋藤 達仁

(千葉大学審査学位論文)

# 電気鉄道車両の電源電力脈動および負荷電力変動の

# 影響を補償するための制御系設計法

2017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

# 齋藤 達仁

# 目次

1	序	論		8
	1.1	日才	ふの電気鉄道の現状	8
	1.2	電気	〔鉄道の今後の姿	10
	1.3	1.3 本論文で扱う課題		11
	1.4	本諸	全の構成	12
2	研	究背景	<u>t</u>	14
	2.1	鉄道	首の電化方式とその課題	14
	2.2	直济	記電気鉄道の電圧変動防止技術	15
	2.3	鉄道	草車両への蓄電装置応用事例	17
	2.3	3.1	JR 東日本キハ E200 形気動車	18
	2.3	3.2	JR 貨物 HD300 形機関車	19
	2.3	3.3	JR 東日本 EV-E301 系電車	20
	2.3	8.4	電気二重層キャパシタの応用例	21
	2.3	3.5	他の制御法との相違点と特徴	22
	2.4	交流	記電気鉄道のビート現象抑制技術	23
	2.5	本諸	全の意義	24
3	架	線-蓄電	電装置ハイブリッド車両の 周波数領域に着目した電力制御系設計	27
	3.1 研究		『背景と解決する課題	27
	3.2	3.2 消費電力の周波数帯域に着目した電力制御系の設計法		28
	3.2	.1	序論	28
	3.2	2	対象とするシステム	31
	3.2	.3	蓄電装置の電力制御器の周波数領域での設計	31
	3.2	.3.1	電力指令生成部	33
	3.2.3.2		蓄電量補償部	34
	3.2.3.3		充放電電力制御部	35
	3.2.3.4		システム構成を考慮した制御器の設計方針	38
	3.2	.4	数値計算による提案制御器の動作の検討	40
	3.2	.4.1	想定する車両の諸元	40
	3.2	.4.2	異なる駅間距離に対する動作の検討	43
	3.2.4.3		速度制限に対する動作の検討	45
	3.2	.4.4	勾配のある場合の動作の検討	47
	3.2	.4.5	制御定数の調整の検討	49

	3.2.5	まとめ	50
	3.3 蓄電	装置での電力損失の推定・補償方法とその実装法	51
	3.3.1	序論	51
	3.3.2	損失オブザーバによる蓄電装置の損失の推定・補償法	52
	3.3.2.1	蓄電装置の損失オブザーバ	53
	3.3.2.2	損失オブザーバのための正確な蓄積エネルギー計算法とその実装法	54
	3.3.3	ハイブリット電源システムの実験装置	58
	3.3.4	損失オブザーバの有用性検証の実験結果と考察	60
	3.3.5	結論	63
	3.4 まと	Ø	63
4	交流電気	〔車の脈動電流に位相同期する方式のビートレス制御の安定性解析	64
	4.1 研究	背景と解決する課題	64
	4.2 脈動	電流位相同期方式のビートレス制御の安定性解析	65
	4.2.1	序論	65
	4.2.2	交流電気車主回路の直流リンク部	68
	4.2.3	トルク電流脈動成分位相検出方式ビートレス制御系の解析とその設計法	69
	4.2.3.1	脈動成分抽出部の解析	70
	4.2.3.2	位相同期ループ(PLL)部の解析	70
	4.2.3.3	同期整流部の解析	74
	4.2.3.4	位相変調部の解析	75
	4.2.3.5	インバータとモータ部の解析	76
	4.2.3.6	ビートレス制御全体の一巡伝達関数の解析	79
	4.2.4	シミュレーションによる有用性の検証	83
	4.3 結論	Ì	86
5	結論		87
	5.1 まと	め	87

参考文献	88
研究業績	95
謝辞	98

# 1 序論

本章では、日本の電気鉄道の現状と今後のあるべき姿について述べ、本論文で 解決しようとする課題及び本論文の構成を説明する。

# 1.1日本の電気鉄道の現状

ここでは日本の電気鉄道の現状について、人口推移や電力情勢も考慮して述べる。

日本の旅客鉄道の輸送人員は、鉄道統計年報[1]によると平成25年度は、私鉄計14,538,403千人、JR計9,147,006千人であり、単純に両者の合計を一年の日数で除すると、重複も含まれるが一日当り六千万人以上が鉄道を利用していることになり、特に都市部では欠かすことのできないインフラである。

また、消費エネルギーについては、他の輸送機関と比較して、硬い車輪と長い 車体により低走行抵抗で大量輸送が可能なことから、人キロ当りでは高効率な 輸送機関である。しかし、ながら、多くの人員輸送を担っているため、日本の消 費電力量の約2%、大口電力の中では6%程度の割合を占めており[2]、日本の電 力需要の一端をなしている。

一方、日本の人口推移や電力情勢について考えると、日本の人口は都市部を除いて全体的にはすでに減少に転じており、総人口は2008年にピークを迎え、2016年現在までここ数年減少している[3]。今後はより急速に一定の水準まで減少を続けると予測されており、若年層の減少により単なる人口減少のみならず極端な少子高齢化社会となることも懸念されている。

また、電力情勢については、これまで日本の経済成長と共に消費電力量は増大 してきたが、大きな契機として 2011 年の東日本大震災があり、福島での事故や 計画停電などは、人々に電力利用のあり方を考えさせるきっかけとなった。販売 面では電力自由化が行われ、設備面では稼働開始から40年を迎える設備が増え ておりそれらの安全性や、維持や更新のコストが問題視されている。電気料金は これらの影響もあり2011年以降上昇を続けている[4][5]。

この様に、電気鉄道は高効率に大量輸送できる重要なインフラであるが、2016 年現在の日本の鉄道業界には利用者減少や電力費上昇の問題が顕在化してきて いる。国内ではこれらの要因により、既に地方など現状の維持すら困難な場合も 生じている。

# 1.2 電気鉄道の今後の姿

前節で述べたことから、将来の鉄道業界には以下のことが求められるとい える。まず、更なる省エネ化や低コスト化技術の研究、そしてそれらの早期実用 化が求められることに疑いの余地はない。現在でも環境省と国土交通省が連携 して、省エネ化設備等の導入費用の1/3を助成する「エコレールラインプロジェ クト事業」が行われており、国土交通省は、鉄道全体で2030年までに2010年比 で電力消費量を2割削減することを提案している[6]。これまでも電気鉄道はパ ワーエレクトロニクス技術の発展とともに大幅な低消費電力化を実現してきた が、2010年比で2割削減を実現するには革新的な省エネ技術の開発とその精力 的な導入が求められる。

また、日本の人口はすでに減少に転じており、今後の新型車両の用途としては 旧型車両の置換えや海外向けが多くなると考えられる。つまり今後の日本の鉄 道業界には、旧型車両を置換えるに値する省エネ技術を適用した新型車の開発 や、日本向けの車両とは仕様が大幅に異なる海外向けの車両の開発を、海外の鉄 道業界より短期間で低コストに行うことが求められる。

つまり今後の電気鉄道業界には、省エネ対策等の新たな技術を適用した車両 を、短期間で低コストに実用化することが求められている。そこで、本論文では 電気鉄道の電力に関係した制御に着目し、上記実現に貢献することを目的とす る。具体的に解決しようとする課題を次に示す。

# 1.3本論文で扱う課題

電気鉄道固有の技術課題として、如何に車両が要求する電力を適切に供給するかという問題がある。日本では直流 1.5 kV と交流 20,25 kV による電化方式が主に用いられている[53]が、どちらも一長一短で技術的課題が残されている。

本論文で扱う直流電化の課題は、車両の要求する電力が高パワーである割に き電電圧が低いために大電流による電圧変動が無視できず[54]、力行時の電圧降 下や回生時の回生失効が生じることである。また交流電化ではより高い電圧で き電することにより大電流による問題は低減できる一方、単相の電力脈動によ りビート現象[55]と呼ばれるモータのトルク脈動やインバータの過電流が発生 し問題となる。

本論文ではそれらに対する技術的解決策の内、低コストかつ短期間での実現 を目指し、車上のみで対策可能な、車上への蓄電装置搭載(以下、車上蓄電)に よるピーク電力カットと、制御によりビート現象を打ち消すビートレス制御に ついて研究を行う。

架線と車上蓄電によるハイブリッド電源車両の電力制御[56][57][58]やビート レス制御[59][60][47]は、すでに多種多様な方式が提案されているが、個々のシス テムに対して複雑な制御器が試行錯誤的に構築され設計指針や制御定数の決定 法が不明確なものが多く、それらの設計開発には多くの時間とコストを要する。 これは、新技術を実用化する上で大きな研究課題であるといえる。

そこで、本論文では、電気鉄道固有の技術課題への現実的な一解決策であるハ イブリッド電源車両の制御とビートレス制御について、試行錯誤的な設計が低 コストかつ短期間での実現の妨げとなることを研究上の課題と捉え、伝達関数 によりモデル化した制御器や解析方法を提案することで体系的な設計を可能と し、新技術の普及や開発期間の短縮に貢献する。

#### 1.4本論文の構成

本論文はハイブリッド車両の制御とビートレス制御の2つのテーマを扱うため、序論では共通する考え方を説明するに留め、2章以降で各分野の具体的な内容について述べる。以下に各章の概要と目次を示す。

#### 1. 序論:

電気鉄道の現状と今後求められるものついて述べ、本論文で扱う2つのテーマは、どちらも体系的な制御器設計法の確立により、新技術の普及や開発期間の 短縮に貢献することが目的であることを述べる。

# 2.研究背景:

背景である鉄道の電化方式の特徴を説明し、電気鉄道の技術的課題であるピ ークカット技術とビート現象抑制技術に関して、本論文で扱う方式の位置付け や価値について述べる。

# <u>3. 架線-蓄電装置ハイブリッド車両の周</u>波数領域に着目

した電力制御系設計

ピーク入力電力の低減のための蓄電装置の電力制御法について、周波数領域 での体系的な設計指針及び、実際のシステムに適用した際の性能向上のための 機器の損失の補償方法を提案し、その有用性を計算と実験により示す。

<u>4.交流電気車の脈動電流に位相同期する方式のビートレ</u>ス制御の安定性解析

交流電気車のビートレス制御系について、モータやインバータ等を簡略化、線 形化することにより伝達関数でモデル化する手法を提案し、高精度なビートレ ス制御の実現のための設計指針を示し、その有用性を計算により示す。

# 5. 結論:

上記の研究成果をまとめる。また、それらの今後の課題等について述べる。

# 2 研究背景

ここでは本論文で扱う分野の技術的課題とそれに対する解決策について説明し、本論文の着眼点を述べる。

# 2.1鉄道の電化方式とその課題

インバータにより電動機を可変速駆動するシステムにおいて、その電源に は、産業機器など大容量の場合は電力系統と同じ三相交流が主に用いられる。一 方、電気鉄道車両では、き電や集電の設備を簡潔にするため三相交流ではなく、 直流や単相交流による電化方式が主に用いられている[53]。

そのため、三相交流を自励式変換器で整流するシステムでは発生しない、電源 側への電力回生失効の問題や、単相交流による電力脈動の問題などが生じる。具 体的には、回生失効により減速時に電動機の出力を制限せざるを得ない場合や、 電力脈動により電動機のトルクが脈動し振動が発生する場合などがあり、更な る省エネ化や低騒音化を目指す上でこれらを解決することは技術的に重要な課 題である。

これらの問題は、三相交流とダイオード整流器を用いる産業機器[44]や、単相 交流を用いる家電[43]などにも生じるが、鉄道車両用の変換器には比較的小型な 割に高出力が要求されるので、これらの影響が顕著に表れる。これまでにも様々 な対策が研究されてきたが、コスト対性能の面や設計の容易性などの面で完璧 とはいえない。

次節以降で具体的な対策技術とその関連研究について説明し、本論文のア プローチについて述べる。

# 2.2 直流電気鉄道の電圧変動防止技術

日本の直流電気鉄道では、主に変電所にはダイオード整流器を用い DC1.5kV でき電する方式が用いられている。列車の要求する電力(例:10 両編成で約 3MW) が大きい割に低い電圧であるため、き電線とレール(例:1km 当り約 30mΩ)に 流れる電流による電圧降下が無視できず、変電所から遠い地点での力行時の電 圧降下や、他列車による電力負荷が遠くにしかない場合の回生失効が問題とな っている[53][54]。

この問題に対する解決策としては、地上設備の変更による方法と、車両での対策がある。

変電所などを更新して DC3kV や DC6kV などのより高い電圧でき電する方法 [61]は、単純に昇圧した倍率だけ電流を減らすことができるが、その路線の全て の車両やき電設備を高電圧に対応させなければならず、既存の路線を置き換え るのは非常に困難である。

既存の設備に超電導ケーブルを追加してき電する方式[15][16]は、ケーブル中 では電圧降下を無くすことができるので長距離を電圧降下させずに電力伝送が 可能になるが、熱侵入の原因となる給電点が一定距離毎に設けられたケーブル を超電導状態に維持するための冷却には、定常的にある程度の電力が必要とな るので、冷却に使う以上に省エネ化の期待できる列車密度の高い路線でないと 省エネルギーとはならない。

変電所で自励式変換器等を用いて電圧制御する方式は、変電所での転流による電圧降下や、他の負荷が近くにない場合の電圧上昇による回生失効を制御で 補償できるが、自励式変換器はダイオード整流器と比較して非常に高価であり、 隣接する変電所からの横流を無くすためには路線内の全変電所を置き換えるこ とが望ましいがコスト的に困難である。

一方、蓄電装置を車上または地上に設置し、走行時に必要な電力を平滑化する ことが出来れば、蓄電装置も含めた電力はほぼ一定で小さな値となるので電圧 変動を防ぐことができる。地上に設置する場合は、設置場所から遠くなるとき電 抵抗により効果が得られないので一定間隔毎に設置することになる。一方、車上 設置の場合は、自車の電力を平滑化できる分だけ搭載することにより、その車両 の回生失効や電圧降下問題は改善できる。特に、他列車による電力負荷が無く回 生失効が問題となりやすい閑散線区では、路線長が長い割に列車本数が少ない ので、地上設備よりも車両側で対策をするほうが合理的である。また、地上設備 と違い段階的な導入も容易であり、段階的な導入による早期かつ着実な実用化 に向いている。

そこで本論文では車上に蓄電装置を搭載し、架線とのハイブリッドとする車 両について研究する。搭載した蓄電装置で、どのように加減速時の電力を平滑化 するかが技術的な課題である。電源と蓄電装置のハイブリッド車両は、自動車業 界などで既に多くの研究がされており、速度-トルクマップによる場合分けやフ ァジー制御など様々な制御器[21]-[28]が考案されているが、個別の車両に対して 試行錯誤的に設計しているものが多く、設計時に多くの時間を要し開発費がか さむことが導入時の障壁であり研究課題である。そこで、本論文では電力波形の 周波数成分に着目し体系的に設計が可能な制御系の構築を目指す。

# 2.3鉄道車両への蓄電装置応用事例

本論文で扱う、鉄道車両への蓄電装置応用事例について、近年の具体例を挙げ、 それらの目的と機器構成を示す。その後に、それらの制御法と本制御法の差異を 述べ、本研究の特徴を説明する。

2.3.1 と 2.3.2 はどちらもディーゼルエンジン発電機とリチウムイオン二次電 池を用いたハイブリッドディーゼル車であるが、搭載目的の違いにより設計思 想が違う例である。2.3.3 は大容量の蓄電装置により電源無しでの数十キロの走 行を目的とした設計例であり、2.3.4 は小容量の蓄電装置で省エネ化を狙う例で ある。このように一見同じような蓄電装置応用でもその目的により、機器構成や 制御方法などが異なるため単純な比較は困難である。目的を適切に達成できて いるかが一つの評価指針である。

#### 2.3.1 JR 東日本キハ E200 形気動車

キハ E200 形気動車[7] [6](Fig. 1、Fig. 2) は従来のハイブリッドでないデ ィーゼル気動車と置き換え、減速時の回生エネルギーを蓄電装置で回収するこ とによる省エネルギー化を達成するために設計された。

回生電力を吸収するため、電動機の最大出力で充電可能な蓄電装置出力が選 ばれている。またエンジン出力は従来のディーゼル車と同等にすることで、電池 の充電状態に依らず車両性能を維持できるよう設計されている。

回生エネルギーの有効活用により、従来のディーゼル車に比べ、勾配線区であっても10%程度の燃料消費削減が見込まれている。現在JR小海線で3両が営業運転に使用されている。



Fig. 1. KiHa E200 hybrid diesel train



Fig. 2. Circuit configuration for traction system of KiHa E200 0

#### 2.3.2 JR 貨物 HD300 形機関車

HD300 形機関車[8] (Fig. 3、Table 1) もディーゼル発電機とリチウムイオン 電池でキハ E200 形と同じ機器構成であるが、HD300 形は従来の入換用ディー ゼル機関車 (DE11 形) からエンジンの定格出力を低減することによる排出ガス 削減や騒音低減等を目的として開発された。

DE11 形と同等の牽引力や性能を確保しつつエンジンの定格出力と騒音を大幅に減らすために、主電動機の定格出力に対応可能な出力の蓄電装置を搭載し、 主電動機には高効率で冷却用送風機の不要な全閉式永久磁石同期電動機が採用 されている。

騒音に関してはエンジンの定置試験で 21dB の低減が確認されており、実証 試験の結果,従来型機関車比で,NOX 排出量が約 40%,燃料消費が約 60%とな ることが確認された。現在 JR 貨物の入れ替え作業で実際に運用されている。



Fig. 3. HD300 hybrid shunting locomotive

車両重量	60t	
車体長	14300mm	
最大牽引力	約 20tf	
最大踏面出力	500kW	
最高運転速度	45km/h(回送時 110km/h)	
エンジン出力	270HP×1 台	
主電池性能	67.4kWh-750V (26S-3P)	

Table 1	. Specifications	of HD300	[8]
---------	------------------	----------	-----

#### 2.3.3 JR 東日本 EV-E301 系電車

EV-E301 系電車[9] (Fig. 4、Fig. 5)は非電化区間での電車の走行、つまり、 電源の所要出力を0まで低減し、蓄電装置のみで架線の無い区間を数十km度走 行するために設計された。

そのため、補機の消費電力や経年劣化による容量低下なども考慮して、1 両当たり 95kWh の大容量のリチウムイオン電池が搭載されている。

非電化区間走行後は折り返し駅と電化区間でパンタグラフを上げ架線からの 給電により充電を行うため DCDC コンバータを搭載し、充電電力の制御を行う。 現在烏山線(非電化区間長 20km)で実際に運用されている。



Fig. 4. EV-E301 battery and catenary hybrid electric train [9]



Fig. 5. Circuit configuration for traction system of EV-E301 [9]

#### 2.3.4 電気二重層キャパシタの応用例

蓄電装置の容量が少なくても出力が確保できれば省エネ化を狙うことが可 能であり、出力密度や寿命の面から電気二重層キャパシタ(EDLC)が注目され ている。

ドイツでは、rnv社(ドイツのマンハイム,ハイデルベクルク,ルートビッヒ ハーヘンの各都市域の地域交通会社)の路面電車に、ボンバルディア社の電気二 重層キャパシタモジュールを搭載され10編成以上が営業運転に使用されており

(Fig. 6、Fig. 7)、最大 30%の省エネが期待されている[10][11]。

日本でも JR 東海が東芝と 313 系で試験した例があり、小容量でも回生ブレ ーキカの確保が可能であり、その分の機械ブレーキの摩耗低減が期待できるこ とが示されている[12]。



Fig. 6. EDLC and catenary hybrid LRT by RNV

MITRAC Energy Saver>



Fig. 7. Electric Double Layer Capacitor (EDLC) module 89[10]

#### **2.3.5** 他の制御法との相違点と特徴

上に記したように、既にハイブリッド車両はいくらか実用化されているが、キ ハ E200 は回生吸収により省エネ化はできているものの SOC が低くなるとエン ジンは最大出力となりピークカットは行えていない。HD300 はエンジンのダウ ンサイジングつまり電源のピークカットを実現しているが、大容量の蓄電池を 搭載することによって実現できたことであり、機関車であるため重量増加は問 題とならないが電車の場合にはこの方法は向かない。EV-E301 は架線レス走行 を目的としているため大容量の蓄電池を搭載しており、また架線下では電池を 充電することが主目的となりハイブリッド制御についてはほぼ言及されていな い。

地上の例では、新逗子のフライホイールポストは電圧降下補償を目的として いるのでピークカット技術の一つである。しかし、一般的にフライホイールのよ うなエネルギー密度が高くない蓄電装置の場合はピーク負荷に対応するために は定常時に SOC を高めに維持しておく必要があり回生吸収性能が犠牲となる。 架線に蓄電池を直結する蓄電システムは、変換器を省いたことによる損失低減 はメリットであるが、車両の加減速とは関係無く変電所のき電電圧の変動によ る充放電が避けらず、この充放電による損失や劣化が問題となる。変換器を介し て接続する蓄電システムもフィールド試験などが行われているが、本来避けら れるはずのき電電圧変動による充放電が発生する場合などもあり制御に改善の 余地がある。

一方で本研究の蓄電装置の制御法はピークカットを主目的としつつもエネル ギー維持のフィードバックを持つために蓄電量が上下限に達することなく最低 限の蓄電装置でピークカットを実現できる。またそのときに回生電力は全て蓄 電装置の充電に使われており完全な回生失効防止も実現可能でありこのような 制御法が確立されれば電車のピークカットと省エネのためのハイブリッド化が 現実的となる。

22

# 2.4交流電気鉄道のビート現象抑制技術

単相交流を PWM 整流器で整流してインバータの入力とする場合に、単相の 有効電力は電源の二倍の周波数で脈動することになり、この脈動を考慮せずに インバータで電動機を駆動すると、直流リンクコンデンサの脈動電圧がインバ ータ出力に重畳する。特に、インバータが電源周波数の2倍の周波数付近を出力 する際に脈動成分が大きな低周波成分として現れ、電流やトルクの脈動を招き 問題となる。

対策としてはインダクタやコンデンサなどハードウエアを用いる方法と制 御で対応する方法がある。

一番単純な方式としては脈動電圧が十分小さくなるような大容量の平滑コン デンサを用いる方法がある。しかし必要な静電容量は変換器出力に比例するの で、出力の大きくない家電等では可能だが鉄道用ではコンデンサのみで脈動を 十分小さくするにはコンデンサが大きくなりすぎ搭載が現実的ではない。ドイ ツなどでは電化周波数が 16.7Hz と低いので脈動するエネルギーが大きく制御で は対応できないため、インダクタとコンデンサを直列に繋いだ LC 直列共振回路 を脈動電力の周波数で共振させ補償する方式が主に用いられている[45]。一方日 本では電化周波数が 50/60Hz と比較的高いこととから脈動一周期のエネルギー が少なく、多少の脈動を許せば平滑コンデンサを小さくすることができる。そし てインバータ側での制御により、コンデンサ電圧の脈動を考慮してインバータ 出力を補償し出力には正弦波が得られるようにすることをビートレス制御とい い、コストや設置面積増につながる巨大な平滑コンデンサや LC 共振回路等が不 要であり、制御のみでビート現象抑制ができるため、日本では主にこの制御によ る対策が用いられている。しかし、バンドパスフィルタを用いる方式や位相同期 回路を用いる方式など様々な制御が提案されている[46]-[48]が、設計法が不明確 であったり調整が困難であったりするなど、実際に使用する際の制御調整に時 間がかかるのが現状である。そこで本論文では複雑かつ非線形であるため、これ まで行われていなかったトルク電流の脈動成分に位相同期する方式の制御系に ついて必要に応じて簡略化等を行い数式モデルの導出を行う。それを伝達関数 として表現し解析を行い、制御定数を決定する指針を提案する。

# 2.5本論文の意義

まず、従来法の制御について目的毎に分類して課題を説明する。ピークカット 性能は主に力行時の制御に起因し、省エネ性能は主に回生時の制御による。よっ て本来はピークカットと省エネは両立可能であるにも関わらず、これまでの車 両や地上の蓄電システムは、省エネまたはピークカットのどちらかにしか着目 していないものが多く、その制御の設計法についても、特定の走行パターンに対 して繰り返し数値計算を行い良い結果の出る制御定数を適用したなどの試行錯 誤的なものが多く、改善の余地がある。

既に実用化されているキハ E200 の制御法は、回生吸収による省エネを目的 とし、SOC と速度からエンジン出力を決定する方式だが、例えば力行時に上り 勾配により SOC が想定より低くなるとエンジン出力指令値は最大値となってし まいピークカットは達成できない。このように SOC を出力決定に用いると SOC に大きな偏差が出た時点でその補正に出力を全て使うことになりピークカット できない。ピークカットのためには SOC に大きな偏差が発生する前に連続的に 出力を調整できる必要がある。

HD300 や EV-E301 はエンジンの小型化(ダウンサイジング)や排除(架線 レス電車走行)を目的としており大容量の蓄電池を搭載して電池のみでの十分 な走行を可能としている。このような大容量の蓄電装置はエンジンの小型化や 排除には有効だがハイブリッド電源として省エネやピークカットの走行には過 大であり、エンジンや架線は単なる充電装置としての役割となっている。ハイブ リッド走行時に省エネを達成するためには重量増を抑えるために必要最小限の 搭載量とした上で適切に充放電電力を調節する必要がある。

地上の蓄電応用についてもピークカット(電圧降下補償)や省エネ(回生吸 収)を目的とした研究が行われている[62],[63]が、負荷電力の推定に架線電圧程 度しか用いることができないため、回生電力ではなく変電所からの電力で蓄電 装置を充電してしまう問題やき電電圧変動による問題を避けるために充放電し ない不感帯を設ける必要があり設置した容量を有効利用できる制御となってい ない場合もある。

一方で本研究の蓄電装置の制御法は、ピークカットを主目的として時定数に よる電力平滑化を行いつつも、エネルギー維持のフィードバックを持つために 蓄電量が上下限に達することなく、最低限の蓄電装置でピークカットを実現で きる。またそのときに回生電力は全て蓄電装置の充電に使われており、完全な回 生失効防止も実現可能である。よって、ピークカットと省エネを両立できる制御 器である。本研究では架線ハイブリッドを対象としていたが、ピークカットによ る小型化などのメリットの大きいエンジンハイブリッドや燃料電池ハイブリッ ドへの応用も期待できる。

一般的にはこのような制御についての"最適な"制御器を実現するためにはニ ューラルネットワークやファジーのような多数の制御変数を持つ十分複雑な制 御器を用意して非線形多目的最適化問題として定式化し数値計算によりパレー ト解として制御変数の組を求める方法が行われる。しかし、その数値計算を行う ためだけに多くの時間や予算が必要となり、また設定した制約条件が変わると 求めた制御定数は最適ではないだけでなく、例えば少しだけ想定より上り勾配 がきつかっただけで蓄積エネルギーの維持のような最低限の動作さえ失敗する 可能性も否定できない。つまりある条件に対しては最適だが、それ以外の条件に 対しては最適ではないためロバスト性に欠けがちである。一方で本研究の制御 法は、"最適な"制御器の想定した通りの条件下では性能で劣るが、条件から時 定数決めるのみのシンプルな設計法であるために数値計算に頼らずに体系的に 設計が可能であり、また現場での想定との差があった場合にも時定数による調 整が容易に行える。一方でニューラルネットワークやファジー等の制御定数を 現場で調整することは困難を極める。よって、ひたすら同じ条件での駆動を繰り 返す工場内でのロボットのようなものには "最適な" 制御器を適用するべきだが、 鉄道のように不確定要素が多く、しかもそれが日時や場所や車両によって異な る場合には、最適性よりもシンプルで体系的な制御器が適していると考える。

ビートレス制御については、制御ではなくハードウエアでビート現象を抑 制する方法として、脈動の十分無視できる大容量の平滑コンデンサの搭載や、単 相脈動の周波数で共振する LC フィルタを搭載する方式などがあるが、制御で対 応する方式と比較して重量の増加を招く。またビートレス制御はすでにいくつ かの方式が提案されており、理想的にはビートレスが実現できる手法であるが、 実際には制御の遅れなどにより完全なビートレスとはならない。また空転やパ ルスモード切替え時などの過渡的な外乱下でも安定に動作を継続できるように することを考えるとあまり高いゲインは使えず、低速時にビートによる電流脈

25

動が問題となる場合は補償不足が考えられ、これらのことを考慮しつつ制御定 数を調整する必要があるが、従来の方式ではこれらのことを考慮し過渡特性や 周波数毎の特性について調整する余地がなかった。本研究で用いる方式はそれ らの条件を考慮した制御定数の設定が可能だが、PLL や同期検波や位相変調の 特性を踏まえたうえで適切な制御定数の組み合わせを見つけるのは時間と経験 を要する困難な作業である。そこで本研究の制御器を解析し全ての周波数でほ ぼ完全にビートレスとなるような制御定数を体系的に得られるようにすること には価値がある。

ハイブリッド車両の電力制御系もビートレス制御系も様々な技術が提案され ており、時間をかけて注意深くそれらの制御系を調整すれば良い性能を得るこ とも可能だが、第一章で述べたように、そのような暗黙知に頼る制御調整は時間 と経験を要する。それは実用上の課題であり、理論的な設計指針に基づいて設計 できるシンプルな制御器が構築できればそのような調整がほぼ不要となり、新 技術の導入の促進に貢献することができる。またモデルベースでの設計法であ ることから違うシステムへの応用も理論に基づいて定数を変更するのみなどで 比較的容易に対応できることから普遍性が高く工学的価値が高いと考える。

本論文で研究する制御系は直流や交流の電力利用上の課題を解決し、電気鉄 道の電源利用率を高め電力利用方法をより洗練したものにする技術である。ピ ーク低減やビート低減により電源や主回路の損失が低減できるので省エネにも つながる技術である。寄与は小さいがこのような地道な積み重ねを行い続ける ことが技術の発展に重要である。技術の発展のためには新技術を新車に障壁無 く適用できる必要があり、障壁の一つである制御調整のコスト削減に寄与する 本研究により、ハイブリッド車両や交流機関車の新車開発時のコスト低減に寄 与するので本制御を適用した新車の導入が促進され、より電源電力から脈動の 影響を除去し電力を無駄なく使うことのできる電気鉄道の実現に寄与する。

26

# 3 架線-蓄電装置ハイブリッド車両の周波数領域に着目した電力制御系設計

本章では、直流電気鉄道における架線と蓄電装置のハイブリッド車を例に、負荷のピーク電力を平滑化する制御法についての研究成果を示す。

# 3.1研究背景と解決する課題

一般的に電源と蓄電装置のハイブリッド車の電力制御系には、極力少ない蓄 電装置容量で、様々な走行条件下において、エネルギーマネージメントや省エネ ルギー化、ピークカット等の効果を出せることが求められる。多数の文献がある が複雑で設計指針が不明瞭なものが多く、仕様を満たす制御定数を設計時に求 めることや、実際に装置が完成した後に仕様を満たすように調整することが困 難である。

そこで本論文では、電力の周波数成分に着目することにより体系的な設計の 可能な、ピーク電力の平滑化と蓄電装置のエネルギーマネージメントを行う制 御系とその設計法を提案し、シミュレーションにより様々な負荷条件下での提 案法の妥当性を示した。その内容を 3.2 節に示す。

また実際の使用時の問題として、蓄電装置の損失を考慮に入れないとエネル ギーマネージメント性能が低下するが、損失はモデル化が困難なので損失を反 映した制御定数の設定が困難であるという問題があった。

そこで本論文では、モデル化していないものからの影響を推定・補償する外乱 オブザーバという手法をこの電力制御系に適用し、損失を推定・補償し、より確 実なエネルギーマネージメントを可能にする方法を提案し、実験により提案法 の妥当性について検討を行った。その内容を 3.3 節に示す。

これらの研究成果により、様々な走行条件や損失のある蓄電装置に対して も体系的に制御器を構築することが可能となり、電源と蓄電装置のハイブリッ ト車の制御系の開発や調整にかかる期間やコストの低減に貢献できる。 3.2消費電力の周波数帯域に着目した電力制御系の 設計法

本節では、序論にて他研究と比較した本制御法の特徴について述べ、対象と する架線-蓄電装置ハイブリッド車両を説明する。その後に本制御系の構成とそ の設計法について述べ、最後にシミュレーションにより様々な走行条件下でも 設計法通りの性能が出せるのかについての検討を行い、提案する制御系設計法 の妥当性を示す。

#### 3.2.1 序論

近年,環境への配慮から移動体の電気駆動化が注目されている。その移動体電 気駆動システムの一つである電気鉄道は,長い車体と硬い車輪を持つため走行 抵抗が小さく,電動機による回生ブレーキが利用可能なため,省エネルギーな輸 送機関である。

しかし、電気鉄道をエネルギーではなくパワーの次元で見ると、加速時のみ大 電力を要求し惰行時はほとんど電力を必要とせず減速時には電力を回生するの で、電源の利用率が悪く、列車の最大出力に対応できるよう変電所の電力容量は 平均電力の数倍の大きなものが必要となる。また、特に直流電気鉄道の場合は、 Fig. 8(a)のように力行時の電流による電圧降下によりき電線の発熱や車両性能の 低下が問題となり、また、Fig. 8(b)のように他の負荷の不足による回生失効(回 生ブレーキを使用できないこと)が発生し機械ブレーキの発熱や摩耗が問題と なる。



Fig. 8. Problems in a DC-electrified railway system

これらの解決策としては様々な手段が考えられる。例えば、より高電圧の直流 き電を自励式電力変換器により行うシステムは電流低減と回生失効防止に効果 がありパワーエレクトロニクス技術の観点からは興味深い[13][14]。しかし、現 在と全く異なる地上設備を新規に導入するには莫大なコストがかかり現実的で はない。あるいは単純にき電線の電圧降下を無くすために超電導ケーブルをき 電線に用いる方法もある[15][16]。しかし超電導ケーブルは超電導状態を保つた めに冷凍機で転移温度以下に冷却し続ける必要があり、それに必要な電力と 元々のき電線での損失を考えると省エネルギーとなるのは列車密度の多い路線 に限られる。上記の方法と比較すると蓄電装置を変電所などに設置するのは現 実的な方法である[17][18]。しかしき電線の抵抗により設置個所から離れると蓄 電装置の電流が制限され十分な効果は得られない。そこで、蓄電装置を車上に搭 載し自車の電力を補償する方法について考える。車上に搭載することにより、き 電線抵抗などの影響を受けずに蓄電装置を充放電することができる。蓄電装置 を車載することによる重量増加の問題があるが、蓄電装置の重量エネルギー密 度などの性能は近年向上しており[19]、蓄電装置車載は Fig. 8 に対する解決策の 有力な候補となってきている。

Fig.9のように蓄電装置を車上に搭載し,加速時の電力を補助し回生時の電力 を吸収する架線-蓄電装置ハイブリッド鉄道車両の実現を目指す。このハイブリ ッド車両が実用化されれば,回生失効が無くなり省エネルギー化やブレーキの 摩耗低減につながる。また,架線電流の最大値が減るため架線のジュール損や電



Fig. 9. Circuit diagram of the assumed hybrid vehicle

圧降下による車両性能の低下も減らすことができる。さらに,同じ変電所設備容 量のままでより高出力な車両の導入や本数の増発も可能となる。

ハイブリッド車両の実現を目指す上の課題の一つに,どのような走行パター ンでも蓄電装置の蓄電量を適切な範囲内に保ちつつ,電源電力を蓄電装置によ り平滑化するための制御器の設計が困難であることがある。

ハイブリッド車両の電力配分制御には様々な方法が提案されているが、電源 出力低減と蓄電量管理の両立を目指す方式は少ない。蓄電装置の蓄電量 (State of Charge)と車両速度に基づいて電源(エンジン発電機)の出力を段階的に切り 替える方式[26],[27]は, 蓄電量を目的の範囲内に保つことを重視しているために, 電源出力は不連続であり、その最大値の削減は難しい。ファジー制御器を用いる |方式[21]-[24],[40][41]やニューラルネットワークを用いる方式[25]-[28]などが提 案されているが、個別のシステムに対してシミュレーションを用いて試行錯誤 的に設計されていることが多く、また制御器が非線形であり設計変数が多くそ れらと動作の関係が不明瞭である。蓄電装置電流に制限を設ける方式[42]は、無 駄な充放電を無くすことができるが、蓄電量の維持の制御については考慮され ていない。理論に基づいた制御の例としては、車両の運動エネルギーと蓄電装置 の蓄積エネルギーの和を一定に保つという制御方式がある[29]が、機械ブレーキ による熱エネルギーの放出や勾配による位置エネルギーを考慮しておらず、実 用上はそれらが問題となる。他の理論ベースの方式として、車両の駆動電力を, その周波数成分によって加減速のための電力と平均的に消費される電力に分離 して、キャパシタと電源に配分する方式を用いる。同様な考え方はフランス国鉄 が機関車で試験した例[30]があるが、その機関車はキャパシタと電源(エンジン 発電機) の他にバッテリーを搭載しており, エネルギーの過不足分はエネルギー 密度の大きいバッテリーが補うことになるので,厳密な蓄電量管理を必要とし ない。本論文では電源(架線)とキャパシタのみの電車を想定するため、キャパ シタの蓄電量管理を適切に行わないと蓄電量が下限に達して電源(架線)から最 大駆動電力を全て供給する状態が発生し, 電源出力低減が達成できない。そこで, 蓄電量が上限や下限に達する前に連続的に蓄電量を補正する方法として、一定 の値を目標値とした比例制御により蓄電量を補償する方式を提案する。この方 式を組み合わせることにより加減速時の電力を平滑化しつつ蓄電量を適切に保 つことが期待できる。

このように、駆動電力の周波数帯域による配分制御と比例制御による蓄電量 補償を組み合わせた、線形でシンプルな制御方法とその設計指針を提案する。そ して、数値計算による車両の走行シミュレーションにより、提案した制御方法の 動作やその特性を検討し、様々な走行条件下でも電源電力の低減と蓄電量の管 理が適切に行えることを確認する。

この提案した制御法と設計指針を用いることにより,ハイブリッド車両の制 御系を容易に設計できるようになるため開発コストの削減が期待される。

#### 3.2.2 対象とするシステム

対象とする路線は主に郊外の直流電化区間である。郊外では変電所間隔が広 く、また列車間隔も広いため、電圧降下や回生失効の問題が顕著に表れるからで ある。このような路線に以下のような車両の導入を考える。Fig.9に示すように、 直流電化区間をパンタグラフで集電しながら走行するインバータ駆動の電車に 二象限チョッパと電気二重層キャパシタ(Electric Double Layer Capacitor : EDLC) を搭載した車両である。以下、架線-EDLC ハイブリッド車両と呼ぶ。蓄電装置 には、車両が加減速する度に大電流が流れることになるため、サイクル寿命が長 く容量当たりの内部抵抗が二次電池と比較して小さい EDLC を用いるのが適当 である。EDLC はコンデンサなのでその電圧は充放電により変化するため、Fig. 9に示すように、二象限チョッパで車両のフィルタコンデンサに接続する回路構 成とする。このような構成の車両で、架線からは走行抵抗により失う分のエネル ギーの供給を受け、蓄電装置では力行時の電力補助と回生時の電力吸収を行う。

#### 3.2.3 蓄電装置の電力制御器の周波数領域での設計

モータ駆動電力 P<sub>mot</sub> と蓄電装置の充放電電力 P<sub>ESD</sub> と架線からの入力電力 P<sub>in</sub> を Fig. 9 の向きに定義する。電源と蓄電装置を併用するハイブリッド車両で重要 となるのは,車両の駆動に必要な電力 P<sub>mot</sub> をどのような配分で電源(P<sub>in</sub>)と蓄電装置(P<sub>ESD</sub>)に配分するかということである。

本研究では、車両の駆動電力の波形を大まかに見れば、ある駅を出発してから 次の駅を出発するまでの時間を周期とする周期波形であると考えられることに 着目し、伝達関数を用いて蓄電装置の電力制御器の設計を行う。

提案制御系全体の簡略化した伝達関数を Fig. 10 に示す。Fig. 10 の右側の点線 内が制御対象である Fig. 9 の回路の電力の関係を表している。蓄電装置(Energy Storage Devise :ESD)の充放電電力 *P*ESD とモータ駆動電力 *P*mot と変換器等の損失 *P*loss を合計したものが電源(架線)からの入力電力 *P*in となる。主回路のフィルタ リアクトル(FL)およびフィルタキャパシタ(FC)については、入力電力の数十 ms 程度の過渡的な変化に対して多少影響があるのみであるので、今回は考慮しな い。また、蓄電装置(ESD)の充放電電力 *P*ESD を積分したものが蓄電装置の現在の 蓄電量(蓄積されているエネルギー) *E*ESD となる。実際には、ESD のブロック の電力や蓄電量は、蓄電装置の電圧や電流などから計算する必要がある。*E*ESD を 一定の範囲内に保ちつつ、*P*in の最大値を削減することが、このハイブリッド車 両の制御上の目標である。

制御器は Fig. 10 の点線の外側の部分であり, 左上の *T*<sub>pow</sub>の時定数のハイパス フィルタによる電力指令生成部, 左下の 1/*T*<sub>ene</sub>の係数の比例制御による蓄電量補 償部, 右下の電力制御器(Automatic Power Regulator :APR)による充放電電力制御 部の三つのブロックから構成される。これら3つのブロックの詳細は 3.2.3.1 か ら 3.2.3.3.で説明する。電力指令生成部と蓄電量補償部の制御定数 *T*<sub>pow</sub> と *T*<sub>ene</sub> を 調整することによりこの制御系の応答(入力電力の平滑化や蓄電量の維持の特 性)を調節する。電力制御器(APR)のブロックは,実際には二象限チョッパの電 流制御系などにより構成される。



Fig. 10. Block diagram of the proposed power controller for ESD

#### 3.2.3.1 電力指令生成部

Fig. 11 に電力指令生成部のブロック図を示す。このブロックは、モータ出力の計算値から蓄電装置の充放電電力の指令値を生成する制御器のブロックである。

架線からの入力電力をなるべく低く一定に平滑化するためには,モータの駆動電力の内の加減速による分を蓄電装置で打消し,残りの平均損失に相当する 電力のみが架線から供給されればよい。よって,駆動電力 *P*<sub>mot</sub> を周期波形と考 えて各周波数成分に分け,その直流成分を電源から,その他の交流成分を蓄電装 置から供給することを考える。

よって Fig. 11 のように、駆動電力の交流成分のみを蓄電装置から供給する制 御を行うために、駆動電力の計算値  $\hat{P}_{mot}$ をハイパスフィルタに通して直流成分 を除いた波形を入力電力平滑化のための電力指令値  $P_{ref}$ とする。充放電電力の指 令値  $P_{ESD}$ \*に-1 倍して加算しているのは電力の向きを Fig. 9 のように置いたため である。(1)式に伝達関数を示す。 $T_{pow}$ はこのハイパスフィルタの時定数であり、 駆動電力  $P_{mot}$  を蓄電装置と電源に振り分ける境界の周期を表している。 $T_{pow}$ よ り短い周期の電力変動はこのフィルタを通過し蓄電装置の出力に反映される。  $T_{pow}$ を大きくするほど,より長い周期の電力変動までこのフィルタを通過するの で,蓄電装置に必要な容量は増加するが,より電源電力は平滑化され電源電力の 最大値の低減が可能である。

ここで、モータの駆動電力の計算値 $\hat{P}_{mot}$ は実際の駆動電力と等しく ( $\hat{P}_{mot}$ = $P_{mot}$ ), 蓄電量の偏差  $E_{err}$  がゼロで蓄電量補償のループが無視できる( $P_{ESD}$ = $-P_{ref}$ )と仮定すれば、(1)式と、Fig.9の電力の関係を表した(2)式から(3)式



Fig. 11. Block diagram of a power command generator

が導ける。(3)式から、損失  $P_{\text{loss}}$ は  $P_{\text{mot}}$ と比較して小さいので無視すれば、 $T_{\text{pow}}$ が大きいほど  $P_{\text{in}}$ は長い周期の電力変動まで平滑化されることがわかる。

$$P_{ref} = \frac{sT_{pow}}{1 + sT_{pow}} \hat{P}_{mot} \quad \dots \quad (1)$$

$$P_{in} = P_{mot} + P_{ESD} + P_{loss}$$
 (2)

実装上は、ハイパスフィルタにより、センサのノイズの増幅や主回路のFLと FC による共振等の問題が発生する可能性があるので、数 ms の時定数のローパ スフィルタを Fig. 11 の手前に挿入する必要があると考えられる。

#### 3.2.3.2 蓄電量補償部

Fig. 12 に蓄電量補償部の制御系のブロック図を示す。このブロックでは,蓄電装置の蓄電量 *E*<sub>ESD</sub> が蓄電量指令値 *E*<sub>ref</sub>の付近で動作するように,蓄電装置の蓄電量に対して比例補償を行う。

Fig. 12 の左側の 1/  $T_{ene}$ の比例補償器からの蓄電量補償電力  $P_{ene}$ と、ハイパス フィルタからの電源電力平滑化のための電力指令値  $P_{ref}$ から、蓄電装置の充放電 電力の指令値  $P_{ESD}^*$ が求まる。 $P_{ESD}^*$ が電力制御器(APR)に入力され  $P_{ESD}^*$ 通りの電 力で蓄電装置(ESD)が充放電される。電力制御器の部分については、応答が十分 速いとしてここでは簡略化して扱う。

蓄電量指令値 *E*<sub>ref</sub>に関しては,蓄電量の上限と下限の間の蓄電量 *E*<sub>ref</sub> (一定値) を指令値とする。提案方式では,蓄電量を時々刻々厳密に管理するのではなく, 蓄電量の平均値がある値(*E*<sub>ref</sub>)付近に保たれれば良いという考えにより,入力電 力 *P*<sub>in</sub>の最大値の低減(平滑化)を狙う。

Fig. 12 において電力制御器(APR)が理想的に動作(*P*<sub>ESD</sub><sup>\*</sup>=*P*<sub>ESD</sub>)した場合の伝達 関数を(4)式に示す。

$$E_{ESD} = \frac{1}{1 + T_{ene}s} E_{ref} + \frac{T_{ene}}{1 + T_{ene}s} P_{ref} \cdots (4)$$

(4)式において蓄電量の指令値 E<sub>ref</sub>から実際の蓄電量 E<sub>ESD</sub>までの伝達関数は 時定数が T<sub>ene</sub>の一次遅れ特性であり、電力指令値 P<sub>ref</sub>から実際の蓄電量 E<sub>ESD</sub>ま での伝達関数は時定数が T<sub>ene</sub>の疑似積分特性である。電力指令値 P<sub>ref</sub>の内の 1/ T<sub>ene</sub>以上の角周波数の成分に対しては、右辺第2項が積分器として動作するので その通りの充放電が行われる。また、電力指令値 P<sub>ref</sub>の内の 1/ T<sub>ene</sub>以下の角周波 数の成分については、P<sub>ref</sub>はハイパスフィルタから生成されるため低い周波数成 分は少ないので右辺第2項の値は小さくなり、右辺第1項により蓄電量の指令 値 E<sub>ref</sub>に追従する動作をする。つまり T<sub>ene</sub>は P<sub>ref</sub>に従って入力電力平滑化を優先 するか蓄電量を E<sub>ref</sub>に保つための補償電力 P<sub>ene</sub>の調整を優先するかの境界の周 期を表している。この制御器によって、加減速による T<sub>ene</sub>より短い周期の充放電 P<sub>ref</sub>は許容しつつ、長期的な蓄電量は蓄電量補償電力 P<sub>ene</sub>により指令値 E<sub>ref</sub>の周 辺に保たれる。

蓄電量の上限と下限についてはブロック図上では陽に考慮していないが、この制御器は実際の蓄電量 *E*<sub>ESD</sub> が指令値 *E*<sub>ref</sub> から離れるほど蓄電量補償のための 電力を増やすので、車両を最高速まで加速するのに必要なエネルギーに対して 蓄電量に余裕を持たせた設計であれば、上限と下限に抵触することはほぼ無い。 実用上は上限や下限に抵触した場合にはそれ以上充電や放電をしない制御を追 加して上限と下限を超えないことを保証すれば問題ない。

3.2.3.3 充放電電力制御部



Fig. 12. Block diagram of an ESD energy compensator

前節の Fig. 12 では, 蓄電装置(ESD)とその充放電のための電力制御器(APR)は, 見通し良く設計するために理想的な動作である 1/s と 1 と近似して設計を行っ た。実装上は, 蓄電装置の充放電電力指令値 P<sub>ESD</sub>\*に応じた蓄電装置の電流制御 や蓄電量 *E*<sub>ESD</sub>の計算を行う必要がある。

蓄電装置として電気二重層キャパシタ(EDLC)を用いる場合のチョッパの回路 図を Fig. 13 に示す。Fig. 13 のように、2象限チョッパとチョッパ用リアクトル *L*<sub>cho</sub>を介して EDLC を接続する。EDLC の容量は車両の最高速度の運動エネルギ ーから決定する。決定例は 4.1 節に示す。チョッパ用リアクトル *L*<sub>cho</sub> のインダク タンスは、チョッパのスイッチング周波数と許容電流リプルから決定する。スイ ッチング素子の発熱や搭載可能なリアクトルのサイズなどを考慮して決める必 要がある。

Fig. 13 のチョッパでの充放電電力制御方法を Fig. 14 に示す。Fig. 14 の点線内 が Fig. 13 の回路部分の伝達関数であり, 点線の外側は制御器の伝達関数である。 電力指令値  $P_{\text{ESD}}^*$ 通りの電力で EDLC を充放電するために, 電力指令値  $P_{\text{ESD}}^*$ を EDLC の電圧  $v_{\text{ESD}}$ で除して ELDC の電流指令値  $i_{\text{ESD}}^*$ を計算し, PI 制御により電 流制御を行う。

チョッパの出力電圧 v<sub>cho</sub> は EDLC の電圧 v<sub>ESD</sub> 付近で動作するためチョッパの 出力電圧の指令値 v<sub>cho</sub>\*には予め v<sub>ESD</sub> を加算しておき,その上で PI 制御で計算し たチョッパ用リアクトルに印加される電圧の指令値 v<sub>L</sub>\*を加算して用いる。この 指令値 v<sub>cho</sub>\*を用いて三角波比較 PWM でチョッパを駆動させることによりチョ ッパの出力電圧 v<sub>cho</sub> は三角波比較 PWM による無駄時間 *T*<sub>PWM</sub> だけ遅延した後に 指令値通りに出力される。チョッパ用リアクトルに印加された電圧とそのイン ダクタンス *L*<sub>cho</sub> と内部抵抗 *R*<sub>cho</sub> により決まる電流が EDLC のキャパシタンス



Fig. 13. Circuit diagram of the chopper for the EDLC
$C_{EDLC}$ を充電する。EDLCの蓄電量は(5)式により計算する。このFig. 14の制御により、EDLCの電圧が一定でなくても充放電電力指令値 $P_{ESD}$ \*通りのパワーでEDLCが充放電され、その結果のエネルギー $E_{ESD}$ が計算できる。

実際には EDLC には内部抵抗があるが,蓄電量補償により過放電とならないよう制御されるので,設計時には等価直列抵抗や漏れ抵抗等の細かいモデル化は不要である。

電流の PI 制御のゲインについては、インダクタの L/R と制御周期を考慮した 上で閉ループの応答時定数をなるべく短くするよう設定する。PWM の無駄時間 による位相遅れが無視できる周波数帯域ではチョッパ用リアクトルに PI 制御を 適用している( $v_L=v_L^*$ )とみなせるので、EDLC の電流の指令値から実際値までの 伝達関数は(6)式で表せる。このとき、PI 制御のゲインを(7)式のようにとるこ とにより、この電流制御系の応答の時定数は  $T_c$ となる。よって  $T_c$ を制御周期よ りは十分遅く、モータ出力の変化よりは十分速くなるよう設定すれば安定かつ 指令値通りに動作できる。

また、電流制御系の前後には EDLC の電圧で除算や乗算を行う非線形なブロ ックがあるが、EDLC の電圧は充放電に伴い数十秒の時定数で非常に遅い変化を することと電流制御のフィードバックループの外にあることから応答の時定数 や安定性に関しては問題とならない。

これらのことより, Fig. 14 の下側に示す詳細な制御系は,上位の制御系(蓄電 量管理など)を設計する際には, Fig. 14 の上側に示すように簡略化して設計を 行うことは妥当である。



Fig. 14. Detailed block diagram of an APR for the EDLC

$$G_{c}(s) = \frac{k_{i} + sk_{p}}{k_{i} + s(R + k_{p}) + s^{2}L}$$
 (6)

$$k_p = \frac{L}{T_c}, k_i = \frac{R}{T_c}$$
 (7)

#### 3.2.3.4 システム構成を考慮した制御器の設計方針

これらのブロックをまとめて一つの制御器と考えたときの設計方針について, 実際のシステム構成を考慮しつつ示す。

まず,制御器については,下位の制御系である蓄電装置充放電部については, 常に電力指令値 P<sub>ESD</sub> 通りの電力で蓄電装置を充放電することが求められるので, 実現可能な範囲で速い応答性を持たせる。電流制御器の時定数 T<sub>c</sub>を数~数十 ms 程度に設定すれば,制御周期は数百 µs 程度であり,駆動電力の変化はインバー タ車の場合は数百 ms 程度の時間をかけて行われるので問題なく対応できる。

次に電力指令生成部と蓄電量補償部の時定数を決定する。Fig. 10の制御系の 理想の動作は,蓄電装置の蓄電量の平均値は常に一定に保ちつつ,加減速に必要 な電力は蓄電装置から供給して入力電力を平滑化することである。そのために は、モータの駆動電力  $P_{mot}$ を入力電力  $P_{in}$ と蓄電装置の充放電電力  $P_{ESD}$ にどの ように配分するかが重要となる。Fig. 10において、入力電力平滑化の電力指令 値生成部と蓄電量補償部の両方を考慮した場合の、 $P_{mot}$ から  $P_{in}$ までの伝達関数  $G_1(s) \delta(8)$ 式に、 $P_{mot}$ から  $P_{ESD}$ までの伝達関数  $G_2(s) \delta(9)$ 式に示す。駆動電力 の計算値は実際値と等しい( $\hat{P}_{mot}=P_{mot}$ )とする。APR は十分速いとして無視する。

$$G_1(s) = \frac{P_{in}}{P_{mot}} = \frac{1 + s(T_{ene} + T_{pow})}{1 + s(T_{ene} + T_{pow}) + s^2 T_{ene} T_{pow}}$$
 (8)

$$G_{2}(s) = \frac{P_{ESD}}{P_{mot}} = \frac{-s^{2}T_{ene}T_{pow}}{1+s(T_{ene}+T_{pow})+s^{2}T_{ene}T_{pow}}$$
 .....(9)

(8), (9)式には  $T_{ene} \ge T_{pow}$ の和と積しか表れない。これは  $T_{ene} \ge T_{pow}$ の値 を入れ替えても(8), (9)式の伝達関数は不変であることを示している。よって  $T_{ene}=T_{pow} \ge T_{ene} \neq T_{pow}$ の場合について考察する。Fig. 15 に  $T_{ene}=T_{pow}=100s$  とした



Fig. 15. Bode diagram of the  $G_1(s)$  and  $G_2(s)$ 

場合のボード線図を示す。角周波数が 2/ Tpow 付近で G1(s)と G2(s)の大小関係が 逆転し, それより低い周波数では G2(s)は 40dB/dec で減少し, それより高い周波 数では G1(s)が 20dB/dec で減少する。角周波数が 2/ T<sub>pow</sub> [rad/s]のときの周波数は  $1/(\pi T_{pow})$  [Hz]であるので,周期  $\pi T_{pow}$  [s]が  $P_{in}$  と  $P_{ESD}$  のどちらに多く配分す るかの境界であることがわかる。また Tene #Tpow の場合については小さい方の時 定数の逆数の角周波数付近で G<sub>1</sub>(s)と G<sub>2</sub>(s)の大きさが等しくなり, それより低い 周波数で G<sub>2</sub>(s)が二段階で減衰する以外は同じ特性である。よって T<sub>ene</sub>と T<sub>pow</sub>の 両方を個別に調整してもどちらか小さい方の時定数により電力配分の特性がほ ぼ決まる。よって、Tene=Tpowとしてその値を調節することにより制御定数の調整 がよりシンプルになる。次に時定数を具体的に決定する方針について述べる。鉄 道車両の場合はある駅を出発して力行, 惰行, 制動, 次の駅で停止して出発, を 繰りかえすのでそれを一周期とする。最高速まで達した後すぐに制動を開始す る駅間の場合の一周期を Tintmin とする。車両の加減速による電力は主に周期が Tintmin の成分であるので、この周期の電力は蓄電装置から多く供給するべきであ る。よって、少なくとも  $T_{intmin} < \pi T_{ene} = \pi T_{pow}$ とする必要がある。 $T_{ene}$  と  $T_{pow}$ が大 きいほど入力電力はより平滑化されるが、蓄電装置を充放電する周期が長くな るため必要な蓄電量が増大し、搭載した蓄電量では不足する場合もありうる。よ って $T_{intmin} = T_{ene} = T_{pow}$ を目安として設定し、蓄電量が不足する場合は  $T_{ene}$  と Tpow を小さく,余裕のあることがわかれば Tene と Tpow を大きく調整すれば見通 し良く適切な制御定数に設定することが可能である。

## 3.2.4 数値計算による提案制御器の動作の検討

この電力制御器が様々な走行パターンに対しても電源電力平滑化と蓄電量管 理を適切に達成できるのかについて数値計算によるシミュレーションで検討を 行う。想定する路線は主に郊外の直流電化区間で,EDLCを搭載する目的はその ような路線を走行するときの電圧降下や回生失効の低減である。しかし,電圧降 下や回生失効は注目する列車だけでなく,き電抵抗や他の列車の出力によって 決まるため,回生失効などを再現した数値計算を行うためには様々な状況を仮 定する必要があり一般的な検討とはいえない。よって今回は架線を定電圧源と 考え電圧降下や回生失効の発生しない条件下で EDLC を搭載した車両をいくつ かの走行パターンで走行させ,そのときの架線からの電力 (Fig.9の P<sub>in</sub>)を調べ ることにより,制御器の動作が適切かどうか,また実際の場合にはどの程度の電 圧降下や回生失効の抑制効果があるのかについて検討を行う。FC と FL,変換器 損失は,今回は考慮していないので,過渡的な波形や消費電力量の定量的な評価 はできないが制御器の基礎特性の検討を行うには十分である。

## 3.2.4.1 想定する車両の諸元

数値計算により車両の走行をシミュレーションするために最低限必要である 車両諸元と走行パターンを想定する。Table 2 に想定する車両諸元を示す。Fig. 16 に速度張引力特性を示す。今回は郊外の直流電化区間を想定して, 2M2T の 4 両編成で質量は車両や蓄電装置や乗客を含めた合計を一両当たり 40t とした。

Weight per car	40t/car	
Number of cars	4cars	
Starting Acceleration	2.5km/h/s	
Deceleration	3.0km/h/s	
Auxiliary Power per car	30kW/car	

Table 2. Specifications of an assumed train



Fig. 16. Traction force characteristic of an assumed train

走行パターンについては、基本的に駅を発車してからモータの速度トルク特性 に従って 90km/h まで加速してから惰行し、速度が 10km/h 以上減少したら再力 行(10km/h 以上増加したらその分は減速)し、駅に停車するときは一定の減速 度で停止するとした。なお、走行抵抗については(10)式に示すものを用いた。 走行抵抗 R[kgf]、列車速度 v[km/h]、列車質量 W[t]、車両数 N、勾配 h[‰]の関係 を示している。また、補機電力については一両当たり 30kW とした。

 $R = (1.32 + 0.0164 v)W + \{0.028 + 0.0078 (N-1)\}v^{2} + hW \quad \dots \quad (10)$ 

次に, 搭載する EDLC の諸元を決定する。まず, EDLC の最高電圧 VESDmax は, 高い方が同じ出力に対する電流を減らすことが可能であるが, Fig.9 の回路では 架線電圧以下である必要があるので 1200V とする。最低電圧 VESDmin については 低いほど蓄電量を無駄なく使うことができるが,同出力時の電流が増大するた め,最大蓄電量の 75%の範囲を使用し電流増加は 2 倍以下とすることにして 600V と決める。静電容量 CESD は,様々な走行条件に対応するように,車両の最 高速度での運動エネルギーに対して多少余裕のある 150F とした。CESD が 100F と 150F の場合の,車両の運動エネルギーと蓄電装置の蓄電量の和が一定の軌跡 を Fig. 17 に示す。この図は,あらゆる損失が無いと仮定すれば,100F の EDLC



Fig. 17. Trajectory by ideal conversion of stored energy of EDLC and kinetic energy of train

1		
Maximum Voltage of EDLC module	VCmax	1200V
Minimum Voltage of EDLC module	VCmin	600V
Capacity of EDLC module	CESD	150F
Resistance of EDLC module	RESD	10mΩ

Table 3. Specifications of EDLC module

モジュールを 1200V から 600V まで放電したときのエネルギーで 160t の列車が 93km/h まで加速することができ,150F では 115km/h まで加速できることを示し ている。100km/h を最高速と考えると明らかに 100F では不足であり,実際には 様々な損失があることを考えると 150F は妥当である。内部抵抗については 2.5V1000F 級の EDLC の単セルで内部抵抗が 1mΩ 程度のものを直並列にした場 合の想定値である。実際には配線などの抵抗値により,より大きな値となると考 えられる。想定する EDLC モジュールの諸元を Table 3 に示す。

このような車両諸元を想定して,様々な走行パターンに対しても提案した制 御器が,架線からの電力の平滑化(電圧降下と回生失効の防止)と蓄電装置の蓄 電量の管理が適切に行えるかどうかについて検討を行う。

## 3.2.4.2 異なる駅間距離に対する動作の検討

まず平地で様々な駅間距離を走行した場合でも適切に電力配分が行えるのか について検討を行う。

各駅間距離は 5km,4km,3km,2km の駅間を一往復することを想定したので合計 で 28km となる。制御定数の  $T_{ene} \ge T_{pow}$ については想定した駅間の所要時間の平 均が 200s 程度であるので  $T_{ene}=T_{pow}=200s$  とした。シミュレーション結果を Fig. 18 に示す。上から車両速度,架線からの入力電力,モータ出力,EDLC の充電電 力,EDLC の蓄電量である。横軸は同じなので一番下以外は省略した。

Fig. 18 よりモータ電力は最大で 1200kW 程度で力行や回生を行っているにも 関わらず, EDLC が逆向きでハイパスフィルタを通した波形で充放電されている ため, 力行時でも架線からの入力電力は最大でも 600kW 程度に抑えられており, また回生電力は全て EDLC で吸収しており,入力電力の平滑化が達成されてい る。このことから力行時の架線電流の最大値は約半分になるため,架線の電圧降 下を半減することが可能である。また,同じエネルギーを送る場合に電流を半分 にして倍の時間をかけて送ることにより抵抗による損失は半分となるので,き 電損失についても半減することが可能である。また,回生電力は架線に回生せず 全て EDLC で吸収しているため,回生失効が多い路線ではハイブリッド化する ことにより省エネルギー化が可能である。

また、EDLCの蓄電量については加減速に合わせて充放電されているが平均的 な値は指令値  $E_{ref}$ 付近に保たれており、上限  $E_{max}$ や下限  $E_{min}$ には一回も達する ことなく動作している。EDLCの充放電電力を見ると惰行時に 200~300kW 程度 で EDLC が充電されており、この期間の電力量により EDLC の蓄電量管理が達 成されている。

このように駅間が異なり惰行時間が増減しても入力電力平滑化と蓄電量管理が達成されているので提案制御法の動作の妥当性が確認できる。

43



Fig. 18. Simulation results of power distribution and energy management of a hybrid train with different running interval

# 3.2.4.3 速度制限に対する動作の検討

次に速度制限などにより最高速度が異なる場合や二段階で力行や回生を行った場合でもそれに合わせて入力電力平滑化と蓄電量管理が適切に行えるかについて検討する。車両諸元や制御定数は Fig. 18 と同じである。各駅間距離も Fig. 18 のときと同じであるが一部分に速度制限を設けた。

シミュレーション結果をFig. 19に示す。Fig. 19の速度波形からわかるように, 最高速度が 60km/h の区間や二段階で力行や回生をする区間を設定したが,その 場合でも入力電力は半分以下に抑えられている。また,EDLC の電力量も平均的 な値は指令値 *E*ref 付近に保たれており問題は無い。提案制御法は標準運転曲線な どでは無く時々刻々のモータ電力を指令値生成に用いているため,このように 同じ区間をかなり異なるランカーブで走行しても問題無く対応できており,実 用的な制御器であるといえる。



Fig. 19. Simulation results of power distribution and energy management of a hybrid train with speed limitations

# 3.2.4.4 勾配のある場合の動作の検討

最後に勾配のある場合にどの程度対応できるのかについて検討を行う。位置 エネルギーは蓄電量管理を行う上で非常に大きな外乱である。今回は架線ハイ ブリッド車両を想定しているので、大容量の蓄電装置を搭載して勾配のエネル ギーも蓄電装置で負担するのではなく、Fig. 18、Fig. 19 と同じ容量の蓄電装置で 加減速による分のみを補償できるか検討する。車両諸元や制御定数は Fig. 18 と 同じで、各駅間距離も同様であるが前半の 14km の区間には-10‰の勾配を設け て後半は+10‰の勾配とした。10‰で 14km 走行すると 189km/h の運動エネルギ ー相当の位置エネルギーが放出されるので、今回想定している 1200V,150F の EDLC では吸収できないのは Fig. 17 からも明らかである。

シミュレーション結果を Fig. 20 に示す。車両速度の波形を見ると、前半は惰 行時も加速しておりブレーキを使った「のこぎり運転」となっていることや、後 半は再力行の頻度が増えていることから勾配があることが確認できる。入力電 力を見ると、前半の下り勾配では約 400kW 以下に平滑化されている。上り勾配 にさしかかると入力電力が徐々に増加してゆき 960 秒付近で EDLC の蓄電量が 下限に達し、入力電力のみでモータ電力全て供給するため 5 秒間程約 1200kW と なるが、その後は約 800kW 以下に平滑化されている。EDLC の蓄電量もその後 は徐々に指令値に近づいて下限に達することなく走行できている。このように、 提案制御法は勾配の情報を指令値生成に用いていないにもかかわらず、入力電 力の平均値を調節して適応するような動作が達成されている。

入力電力をみると、下り勾配が続く前半の一部分で値は小さいが負となる部 分がある。このときに架線電圧の上昇を検出した場合は、まずモータの回生絞込 み制御はせずに蓄電装置の電力を充電する方向に制御し、蓄電量が上限に達し てしまったときのみモータの回生絞込み制御を行うことにより、蓄電装置の有 効利用が図れる。

47



Fig. 20. Simulation results of power distribution and energy management of a hybrid train with gradients

# 3.2.4.5 制御定数の調整の検討

Fig. 20 では、勾配の急な変化に対応しきれず一回だけ蓄電量が下限に達している。架線はもともと車両の全電力を供給する能力はあるので短時間であれば特に問題は無いが、搭載する蓄電量を増やさずにこれを回避するには、制御定数を調整すればよい。具体的には、長い周期のモータ出力の変動は蓄電装置から供給せずに短い時定数で蓄電量を指令値に近づけるために、*T*pow と *T*ene を小さくする。*T*pow と *T*ene を 200s から 150s に変更した以外は同じ条件でのシミュレーション結果を Fig.21 に示す。車両速度とモータ出力は同じであるため省略した。Fig. 20 と比較すると Fig.21 の方が、入力電力の変動が多少大きくなっているが、勾配が変化したときの入力電力の増加も速いので蓄電量が下限に達しないような動作とすることができた。モータが最大約 1200kW に対して入力電力は最大でも7割程度に低減できている。このように提案制御法では時定数を調整するだ



Fig. 21. Simulation results of power distribution and energy management of a hybrid train with gradients ( $T_{ene}=T_{pow}=150s$ )

けで入力電力平滑化と蓄電量管理の配分を変え,蓄電装置の放電深度を調節することが可能である。様々な路線に *T*pow と *T*ene を同じ値とすることにすれば調整する制御定数はたった一つであり、シンプルで調整のしやすい実用的な制御器であるといえる。

## 3.2.5 まとめ

本論文では、電源と蓄電装置を用いる電気駆動車両のための蓄電装置の電力 制御法を提案し、今回は架線-EDLC ハイブリッド車両についてシミュレーショ ンを行い、提案制御法の動作の検討を行った。

本制御法はモータ出力の計算値を指令値生成に用いるシンプルな制御器にも 関わらす、様々なランカーブや勾配にも対応が可能であること、また、制御定数 の調整も簡潔に行えることをシミュレーションにより確認した。今回の結果か らは、入力電力の最大値に関して、平坦線区では約5割の削減、ある程度の勾配 でも約3割の削減が期待できる。よって、提案制御法を適用した架線-EDLC ハ イブリッド車両が実現すれば、架線の電圧降下や回生失効の低減が図れる。また 何より制御調整などの期間の短縮効果も期待できる。

また,架線以外の原動機や燃料電池などを電源とする車両に対しても,電源電力の平滑化は大きな利点となるので,本制御法は架線-EDLC ハイブリッド車両以外の様々なハイブリッド車両にも利用価値のある内容である。

# 3.3 蓄電装置での電力損失の推定・補償方法とその 実装法

本節では実用上問題となる蓄電装置の損失を補償する方法として「損失オブ ザーバ」を提案し、実験装置に適用し本制御法の有用性を示す。

# 3.3.1 序論

前節でシミュレーションにより基本的な本制御法の設計法と動作の妥当性を 示した。しかし、実際の蓄電装置で動作させる際に、蓄電装置の内部抵抗や変換 器等による損失が無視できない場合には、本制御器は損失に依存して多少放電 状態寄りで動作することになり、その分だけ蓄電装置容量に余裕が必要となり、 車載する際の重量増加が大きくなる。

蓄電装置の損失を等価抵抗などでモデル化できれば補償が可能であるが、二 次電池や電気二重層キャパシタなどの蓄電装置の損失は単純な金属の電気抵抗 のような定数でのモデル化は難しく、温度や充電状態に大きく依存する。電気二 重層キャパシタをモデル化している文献もある[34][35]。しかしこれらは机上検 討のためのシミュレーションモデルであり、制御器に組み込むことを考慮して おらず、条件も限られている。

そこで本論文では蓄電装置の損失の大きさによらずにエネルギーマネジメ ントを達成し、必要最小限の蓄電装置容量で効果を上げるようにするために、損 失を電力制御器から見た外乱と捉えて推定・補償する外乱オブザーバを用いて 損失を補償する、「損失オブザーバ」を提案する。本節では、損失オブザーバの 考え方、設計方法について説明し、実験装置により実験検討を行い、提案する損 失オブザーバの効果を示す。

51

### 3.3.2 損失オブザーバによる蓄電装置の損失の推定・

### 補償法

Fig. 22 に外乱オブザーバを適用した本制御系の全体像を示す。3.2 節の図と比較して電力制御器部分(APR)が省略されているが、本節では APR 等の下位の制御系については議論しないので記述を省略しているだけであり、用いないということではない。

ここでは Fig. 13 に示す蓄電装置自体及び蓄電装置充放電用のチョッパで発生する損失 Plossの推定・補償方法ついて議論する。

外乱オブザーバは主にモーションの分野で、摩擦などの外乱の補償[51]や、環 境からの反力の推定[52]などに用いられる。外乱補償は、通常は外乱を補償する ことによりフィードバックのループゲインを向上させるために用いられるが、 本研究で用いる損失オブザーバは外乱が補償されることによりループゲインを 落としても指令値付近に制御量を維持するために用いている。この意味では逆 のように見えるが、マイナーループで外乱を補償しておくことによりアウター ループでは伝達関数上はその影響を無視した見通しの良い設計が可能となる点 では共通である。本制御方法では損失を補償することによりアウターループで は損失が無い蓄電装置に対するエネルギー維持の制御系を組めば良くなるので 比例制御のみでエネルギーを維持することが可能となりその結果閉ループ伝達 関数は一次遅れ系となり制御の時定数について見通しのよい設計が可能となる 利点がある。また、推定するのは損失という意味のある物理量であるため、この 意味では反力の推定と同様であり、正しい電圧 - エネルギー特性さえ把握でき ていれば、通常測定することのできない蓄電装置内部の損失がリアルタイムで 得られることになるので、蓄電装置の温度推定や冷却の制御等への応用も可能 である。

#### 3.3.2.1 蓄電装置の損失オブザーバ

3.2 節の制御で基本的には蓄電装置の蓄電量の維持と入力電力の平滑化が可能 である。しかし、蓄電装置の損失が無視できない場合には、エネルギー維持の制 御器に比例制御器を用いているため、蓄電量に定常偏差が生じる。損失から蓄電 量までの伝達関数を考えると(11)式となる。

$$E_{ESD} = -\frac{T_E}{1+sT_E} P_{loss} \cdots (11)$$

この定常偏差によりエネルギー指令値 *E*<sub>ref</sub>よりも常に放電気味となるので過 放電にならないようにするためには余計に蓄電装置を搭載する必要があるので 問題である。そこで損失を考慮することが必要となるが、蓄電装置の内部抵抗は 温度や電流値に非線形に依存しており制御器に組み込めるようなシンプルなモ デル化は困難である[35]。

そこで、蓄電装置の損失をモデル化せずに他の情報から推定する方法を、外乱 オブザーバという考え方を用いて実装する。外乱オブザーバはモーションコン トロールなどの分野で用いられており、制御入力と、出力を制御対象の逆システ ムのモデルに通したものとの比較により外乱をリアルタイムで推定することが できる[36]。本制御系の場合は以下の(12)式のように適用することができる。



Fig. 22. Block diagram of a frequency based power controller for energy storage device of hybrid traction system



Fig. 23. Experimental results of constant current charging and discharging of an EDLC

$$\hat{P}_{loss} = \frac{1}{1 + sT_{OB}} (P_{ESD}^* - sE_{ESD}) \quad \dots \quad (12)$$

制御入力である蓄電装置の電力指令値 PESD\* と測定した蓄電量 EESD の微分 の差をとることにより、充電したにも関わらず蓄積されていない、つまり損失 となった電力が計算できる。理論上はこれだけで良いが、推定した電力損失に 重畳する微分により増幅された高域のノイズを除去するために時定数が Tob の ローパスフィルタを挿入する。このようにして推定損失 Plossを計算する。この 時定数についてはノイズ除去の観点からは長い方が良い。しかし少なくとも走 行に応じて変化する損失を推定するためには走行周期よりは短く設定する必 要がある。目安として 10 倍程度、一走行周期よりも短く設定しておけば十分推 定可能である。このようにして推定された損失を Fig. 22 に示すように電力指令 値 PESD\* に加算することにより、蓄電装置の損失をリアルタイムで補償するこ とができる。その結果、本制御器の蓄電量維持の性能を向上することが期待で きる。以上が損失オブザーバの基本的な考え方である。

3.3.2.2 損失オブザーバのための正確な蓄積エネルギー計算法 とその実装法

損失オブザーバの実装上の問題となる、EDLCの静電容量の非線形性について 説明する。EDLCの静電容量は一定ではなく電圧依存性があることが知られてい る[37]。実例を示しながら説明する。Fig.23 はある EDLC を一定電流で充放電し た結果である。電圧波形の傾きを黒い点線の三角形で示してあるが、明らかに電 圧が高い時と電圧が低い時で異なっており静電容量が電圧に依存していること がわかる。よって電圧から蓄積エネルギーを計算する際にはこの非線形性を考 慮しないと正しく計算することができず、損失の推定が正確に行えず問題とな る。

よってここではEDLCの静電容量の電圧依存性を考慮し正しい蓄積エネルギー を計算できる測定方法と制御器への実装方法を提案し、実際に実験装置に適用 してその妥当性を示す。

測定方法について説明する。まず Fig. 23 のように定電流で充電した結果を Fig. 24 と(13)式のように二次関数で近似する。静電容量が一定であれば比例で近似でき、電流値  $I_1$ を一次の係数  $a_1$ で除したものが静電容量となり。二次の係数は 0 になるはずだが、今回は(13)式の係数として  $I_1$ を 10.0 A.としたとき  $a_2$  = -0.0276 V/s<sup>2</sup>、 $a_1$  = 5.19 V/s が得られたのでこの EDLC は非線形性を持っていることが わかる。このような場合はこの結果を注意深く計算しないと正しく蓄積エネル ギーを計算することはできない。

$$\begin{cases} v_{ESD}(t) = a_2 t^2 + a_1 t \\ q_{ESD}(t) = I_1 t \end{cases}$$
 (13)

まず時間 t を消去し(14)式を得る。

$$v_{ESD}(q_{ESD}) = \frac{a_2}{I_1^2} q_{ESD}^2 + \frac{a_1}{I_1} q_{ESD} \cdots (14)$$

(14)式を積分しエネルギーについて(15)式を得る。

(15)式は電荷に対する特性なので電圧に対する特性に変換するために(14)式の逆関数を代入する。

このようにして電圧に対するエネルギーの特性を得ることができた。しかし (16)式は平方根や累乗が多く複雑な式の形をしているので制御器でのリアルタ イムでの計算には適さない。よって、(16)式をシンプルな多項式で近似して実装 する方法を提案する。物理的には静電エネルギー*E*<sub>ESD</sub>(*v*<sub>ESD</sub>)は電圧が0の時0で あり(*E*<sub>ESD</sub>(0)=0)、単調増加となるので以下の(17)式で近似を行う。

 $E_{ESD}(v_{ESD}) = b_3 v_{ESD}^3 + b_2 v_{ESD}^2 + b_1 v_{ESD} \cdots (17)$ 

ここで  $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$ は(16)式において使用する電圧範囲で最小二乗法を用いて 得られた(17)式の係数である。Fig.25に(16)式と(17)式で近似した結果を示す。 今回は $b_3 = 0.00362 \text{ J/V}^3$ ,  $b_2 = 0.676 \text{ J/V}^2$  and  $b_1 = 9.25 \text{ J/V}$  が得られた。(16)式と (17)式の線が重なっているので(17)式は近似式であるが十分(16)式の代用とし て使える。この(17)式のメリットは(16)式より計算量がかなり少なくて済むこ とである。一般的に、Fig.25のような非線形な特性を制御器に実装する際にはル ックアップテーブルなどにデータを変換して実装することが多い。しかしその ような実装では大量にメモリ等の記憶域を用いることになるため、(17)式で近 似する本実装法は計算量だけでなくメモリの使用量も少ないという利点がある。 内部抵抗による電圧降下の影響を減らすために、EDLC の端子電圧  $v_{\text{ESD}}$ から基 準の内部抵抗値  $R_{\text{ESD}}$ による電圧降下を除いた内部電圧  $v_{\text{ESD}}$ を計算し、以下のよ うにエネルギー計算に用いる。



Fig. 24. Approximated voltage waveform of the EDLC and its equation



Fig. 25. Obtained voltage-energy characteristics of the EDLC by proposed method and its equation

## 3.3.3 ハイブリット電源システムの実験装置

実験により、損失オブザーバを追加した本制御法の有用性を検証する。Fig. 26 と Table 4 に回路図、外観、諸元を示す。この実験装置は架線-蓄電装置ハイブリ ッド車両の主回路を模擬しており、直流電気鉄道の変電所に相当する三相交流 の整流回路、車体の慣性負荷を模擬するフライホイールを駆動するモータとイ ンバータ、蓄電装置に相当する電気二重層キャパシタとチョッパ(以下 EDLC チ ョッパと呼ぶ)、余剰な電力が生じた際にエネルギーを捨てる抵抗器とチョッパ (以下ブレーキチョッパと呼ぶ)から構成される。本装置は定置の実験装置なので 走行はしないが、モータを停止から加速、惰性回転、減速、停止と繰り返す一連 の動作を便宜上"走行"、その周期を"走行周期"と呼ぶことにする。

主な制御定数の設計として Fig. 22 の電力平滑化の時定数  $T_P$  とエネルギー維持の時定数  $T_E$  と、損失推定の時定数  $T_{ob}$ を決める。今回のシステムでは蓄電装置の蓄電容量がフライホイールの運動エネルギーと比較して大きいので、 $T_P$  と



Fig. 26. Experimental setup of a small-scale Hybrid traction system

Inductance of filter inductor	200 mH	
Capacitance of filter capacitor (total of DC bus)	1.9 mF	
Voltage of DC bus	280 V	
Rated power of motor	1 kW	
Moment of inertia of mechanical load	0.75 kgm2	
Absolute maximum speed of motor	2000 rpm	
Absolute maximum voltage of EDLC	160 V	
Nominal capacitance of EDLC ( at 140 V )	2.8 F	
Inductance of inductor for EDLC chopper	20 mH	
Resistance of load for brake chopper	33 Ω	
Inductance of inductor for brake chopper	20 mH	

Table 4. Specifications of the experimental setup

*T*<sub>E</sub> については走行周期より長い時定数を設定し電源からの入力電力を十平滑 化することが可能である。今回の実験条件では Fig. 27 に示すように最大の走行 周期が 100 秒なのでその周期の波形を最低限は平滑化できるように 100 秒とよ り平滑化できるように 300 秒に設定した場合を比較する。損失推定の時定数 *T*<sub>ob</sub> については、走行周期での損失の変化に追従するため走行周期よりは短く、下 位の制御である EDLC チョッパの電流制御の時定数(10ms 程度)よりは長くすれ ばよく、いくらか長い方が高域のノイズ除去の観点から良いので、今回は対数 軸で両者の中間を取り 1 秒とした。 3.3.4 損失オブザーバの有用性検証の実験結果と考察

実験結果の時間波形を Fig. 27 に、評価指標をまとめたものを Table 5、Fig. 28 に示す。

Fig. 27 の(a)(b)は損失オブザーバを用いない場合であり、本制御器の基本的な 特性を示している。基本的な動作として、モータは最大 1kW で走行周期や最高 速度を毎回変えつつ加減速しているにも関わらず、電源からの入力電力は最大 でも 300W 程度と、電力平滑化が達成できており、また、走行周期や最高速度の 違いにも対応して EDLC のエネルギーは下限や上限に達しておらず適切に維持 できていることも確認できる。

(b)のほうが3倍長い時定数を用いているため、電源からの入力電力 Pin のピークはより少なくなっているが、その分 EDLC のエネルギーEEDLC を維持する能力が低下しエネルギーの指令値 Eref との最大の偏差が大きくなっている。入力電力



Fig. 27. Experimental results of effects of applying the loss observer and changing of the time constants of the controller

result						
	(a)	(b)	(c)	(d)		
Disturbance observer	without	without	with	with		
Time constants (TP and TE) [s]	100	300	100	300		
Peak Input Power [W]	373 (100%)	276 (74%)	375 (101%)	270 (72%)		
Maximum Energy Error [kJ]	7.4 (100%)	8.8 (119%)	6.8 (92%)	7.1 (96%)		

Table 5 Comparison of peak reduction effect and energy keeping effect of each experimental



Fig. 28. Relationship between peak reduction effect and energy keeping effect of each experimental result

平滑化と蓄積エネルギー維持の評価指標として、ピーク入力電力と最大エネル ギー偏差を用い、各実験結果をプロットしたものが Fig. 28 であり、(a)と(b)の位 置関係からトレードオフの関係であるとわかる。

Fig. 27 の(c)(d)は損失オブザーバを用いた場合であり、推定された損失を見る と多少ノイズは多いが、加速時と減速時にプラスに振れ、惰行時に 0 に近くな っており、蓄電装置での損失が推定できていると考えられる。損失波形の実測値 と比較していないのは、EDLC の内部での損失を除いた電力の測定が困難であり 蓄電装置全体の損失を単純には測定できないからである。

Fig. 27 の(c)(d)をみると、それぞれ損失オブザーバを用いない場合である(a)(b) と比較して、損失を補償した分だけ最大のエネルギー偏差が低減されているこ とがわかる。損失オブザーバを用いずにエネルギー偏差を減らすためには、制御 器の時定数を短く設定し電力平滑化の性能を犠牲にしなければならないので、 損失オブザーバにより損失を補償することの有用性が確認できる。

Fig. 28 で損失オブザーバの効果を確認すると、(a)と(c)の比較から同じピーク カット効果をより少ない最大エネルギー偏差で実現できていることがわかる。 最大エネルギー偏差はどれくらいの容量の蓄電装置を搭載する必要があるかを 表しているので、同じ効果を少ない蓄電装置で得られるといえる。また、(a)と(d) の比較から同程度の最大エネルギー偏差を許容した場合はより高いピークカッ ト効果を得られる、つまり、同じ蓄電装置でより高い効果が得られるといえる。

提案した損失オブザーバを用いた Fig. 27 の(d)について他と定量的に比較する と、ピーク入力電力は 270W と、(a)の 373W と約3割も低減できており、その 際に必要な蓄電装置は7.1kJの利用可能範囲があればよく、ほぼ同じ性能を損失 オブザーバ無しで得るには(b)の場合は8.8kJ であるので、約2割の蓄電装置容量 低減が可能であるともいうことができ、どちらにしても大きな改善効果である ことがわかる。

62

#### 3.3.5 結論

本節では実用上問題となる EDLC の損失を推定・補償する損失オブザーバを 提案し、また、EDLC の静電容量の電圧依存性がある場合でも適用可能な蓄積エ ネルギー計算方法とそのシンプルな実装方法を提案し、その効果を実験装置で 検証した。

提案手法は実験装置にも問題なく実装することができ、その結果、約3割の ピーク電力カット効果の改善、または約2割の所要蓄電装置容量の低減を実現 し、大幅な性能向上効果があることを確認した。

これらのことから本節で提案した内容は EDLC を用いたハイブリッド電源シ ステムの性能向上に有用であるといえる。

# 3.4まとめ

本章では、直流電気鉄道における架線と蓄電装置のハイブリッド車を例に、 負荷のピーク電力を平滑化する制御法についての研究成果を示した。

提案した体系的に設計の可能な制御系と、実用上問題となる損失の補償法に より、実際の損失のある蓄電装置を用いた場合でも様々な走行条件に対してピ ークカットできる制御定数の体系的設計が可能となった。これによりハイブリ ット車の制御系の開発や調整にかかる期間やコストの低減に貢献できる。

# 4 交流電気車の脈動電流に位相同期する方式 のビートレス制御の安定性解析

本章では、交流電気鉄道におけるビートレス制御を例に、入力電力の脈動の影響を抑える制御法についての研究成果を示す。

# 4.1研究背景と解決する課題

交流電化では主に用いられているのは単相交流であるため電源周波数の2倍 の電力脈動を生じる。これがインバータの出力電圧に重畳してしまうと電流や トルクに振動が生じる。これをビート現象と呼び、インバータの過電流や駆動系 の機械的な振動の原因となる。

そのため、ビート現象を起こさないようにインバータの出力電圧を制御する ビートレス制御が主に用いられており、様々な方式があるが、設計指針が不明確 で、全速度域や過渡時等の制御定数の調整方法に時間とコストがかかってしま っている。

そこで本論文では、制御系が多少複雑だがよい性能の期待できる本制御法に ついて、複雑かつ非線形であるためにこれまで行われていなかった安定性の解 析を、必要に応じて簡略化等を適用し、解析のためのモデルを提案し、それを用 いて本制御系の特性を明らかにする。また解析した結果を基に、各制御定数の設 計法を提案する。この設計法により、新型車等に適用する際の制御調整の時間が 短縮され試験にかかるコストを低減できることが期待できる。この提案する設 計法の妥当性をシミュレーションにより示す。 4.2脈動電流位相同期方式のビートレス制御の安定 性解析

## 4.2.1 序論

単相の高電圧による交流電化は変電所間隔を広く取ることができるが、車両の駆動用インバータに適切な直流電圧を供給するために、Fig. 29 のように変圧器と整流器を車載する必要がある。また単相電源の電力 *P*<sub>s</sub>は、電源電圧 *v*<sub>s</sub>と電源電流 *i*<sub>s</sub>をそれぞれ実効値が *V*<sub>s</sub>と *I*<sub>s</sub>の正弦波とすると、(19)式に示すように電源周波数 ω<sub>s</sub>の2倍の電力脈動を生じる。これを単相電力脈動と呼ぶ。

 $P_s = \sqrt{2}V_s \cos \omega_s t \cdot \sqrt{2}I_s \cos \omega_s t = V_s I_s (1 + \cos 2\omega_s t) \quad \dots \quad (19)$ 

この単相電力脈動により交流車の直流リンク電圧は 2ωs で振動するので、駆動用インバータの出力電圧波形にこの周波数成分が重畳してしまうと、電動機の電流やトルクにインバータ出力周波数ω1 と 2ωsの和と差の周波数の振動が生じる。これをビート現象と呼び、インバータの過電流や駆動系の機械的な振動の原因となる。

家電分野では一般的には単相電力脈動の影響を無視できるような大容量の電 解コンデンサと力率改善回路により安定な直流を得ている。インバータの小型 長寿命化を狙い電解コンデンサレスで大きな脈動を含む入力電圧でも過電流に ならずに電動機を駆動する制御方法も提案されている[43]。しかし電動機出力を 単相電力に合わせざるを得ずトルクの脈動は避けられない。 産業分野では単相では無く三相電源を用いるためビート現象は通常は問題とならないが、三相を整流した場合の脈動周波数である 6ω。以上まで電動機を駆動する場合にはビート現象が問題となる。電流の脈動成分を基にq軸電圧に周期的な補償電圧を加算して抑制する制御方法が提案されている[44]が、電圧の振幅が制御できる PWM 制御が必要である。

鉄道分野においては単相電源を用い、電動機の最大出力に対して直流リンク 部のコンデンサの容量が比較的小さいため、ビート現象が顕著に起こるので補 償が必要である。ドイツ等では交流電気鉄道の電化周波数が16.7Hzと低く、コ ンデンサのみで電力脈動を吸収することが現実的で無いため、電源周波数の2倍 で共振する LC 直列フィルタを直流リンク部に挿入し回路的な対策を行ってい る[45]。しかし日本の交流電気鉄道では、車両の軽量化や低コスト化のために、 回路では無く制御により対策を施すことが一般的である。

シンプルなビートレス制御としては直流リンク電圧の脈動と逆位相となるように駆動用インバータの変調率を制御する方式が提案されている[46]が、全速度 域で PWM が使用できるような V/f の小さい電動機を用いた場合であり全ての 車両には適用できない。

一般的な交流車は基底速度以上では駆動用インバータは電圧利用率向上とス イッチング損失低減のために1パルス制御を用いるので変調率は1に固定され 制御できない。そのため1パルス制御領域ではインバータの出力電圧を周波数 変調または位相変調することによりビート成分を抑圧する必要がある。これま でに提案されている1パルス領域でのビートレス制御方式としては直流リンク 電圧の脈動成分を基にフィードフォワード的にインバータ周波数を変調する方



Fig. 29. Main circuit diagram of typical AC-fed car



Fig. 30. Block diagram of torque current ripple phase lock type phase modulation beat-less control

式があるが[47]、フィードフォワード制御であるためインバータの出力電圧誤差 や制御の遅れ等のモデル誤差のある場合には完全なビートレスにはならない。

また制御定数を調整することなく簡潔にビートレス制御を実現できる方法と して、トルク電流の脈動成分をバンドパスフィルタで抽出しそれをそのままイ ンバータ周波数にフィードバックし周波数変調する制御も提案されているが [48]、調整可能な制御定数が無いので特性が問題となった場合にも調整すること ができない。

一方で、本研究では Fig. 30 に示す制御を用いてビートレス制御を行っている。 まずバンドパスフィルタで抽出したトルク電流の脈動成分に対して、位相同期 ループ (PLL) により脈動成分の位相に同期し、その位相を基に同期検波により 脈動成分の振幅を得る。そして、そのトルク電流脈動成分の振幅が零となるよう に PI 制御を用いてインバータの電圧位相角の位相変調量を決める方式である。 本方式の利点は、トルク電流脈動成分に対して同期整流を行っているため脈動 の大きさを正確に把握することができ、それを基に PI 制御するため適切に設計 できれば高いビート抑圧性能が期待できることである。しかし欠点として他の 方式と比較して多少複雑であるため、新型車の制御調整の際に適切なビートレ スの特性を得るための調整に時間とコストがかかるという課題がある。

そこで本論文では、複雑かつ非線形であるためにこれまで行われていなかっ た本制御系の安定性の解析を、必要に応じて簡略化等を適用して行い、本制御系 の特性を明らかにする。また解析した結果を基に、各制御定数の設計指針を提案 する。この設計指針により、新型車等に適用する際の制御調整の時間が短縮され 試験にかかるコストを低減できることが期待できる。この提案する設計指針の 妥当性をシミュレーションによる検討により示す。

## 4.2.2 交流電気車主回路の直流リンク部

本章では前提とする交流電気車の直流リンク部の設計指針について説明する。 Fig. 29 に示す一般的な我が国の交流車の主回路システムでは、20kV または 25kV の単相交流を変圧器で 1kV 程度に降圧したのちに、PWM 整流器で 2kV 程度の 直流に整流する。PWM 整流器の交流側電流は力率1の正弦波となるように制御 する[49]。

直流リンク部の平滑コンデンサ容量  $C_{dc}$ については、電動機出力が最大のとき の単相脈動による電圧振幅が Peak to Peak (P-P 値)で定格直流電圧  $V_{dc}$ の 10%程 度以下になるよう設計する[50]。単相脈動時の電圧波形  $v_c$ の関係式は、(19)式、 電動機出力  $P_m$ 、コンデンサの電圧方程式から(20)式で表せる。これを解くと (21)式が得られる。振動の振幅が小さいときは(22)式で近似できるので脈動電 圧の P-P 値を定常値の 10%以下にするのに必要な静電容量  $C_{dc}$ は(23)式で求ま る。

 $C_{dc} \frac{dv_{c}(t)}{dt} = \frac{P_{m} \cos 2\omega_{s}t}{v_{c}(t)} , \quad v_{c}(0) = V_{dc} \quad (20)$   $v_{c}(t) = V_{dc} \sqrt{1 + \frac{P_{m} \sin 2\omega_{s}t}{\omega_{s}C_{dc}V_{dc}^{2}}} \quad (21)$   $v_{c}(t) \approx V_{dc} + \frac{P_{m} \sin 2\omega_{s}t}{2\omega_{s}C_{dc}V_{dc}} \quad (22)$   $C_{dc} \geq \frac{P_{m}}{0.1\omega_{s}V_{dc}^{2}} \quad (23)$ 

(22)式に示すように直流部の脈動電圧の振幅は電動機出力に比例し、その周 波数は電源電圧の2倍の2ωsである。この直流部の電圧脈動によりインバータ 出力が振幅変調されてしまい、インバータ出力周波数ω1と脈動周波数2ωsとの 和と差の周波数成分が新たに生じてしまう。これがビート現象である。 4.2.3 トルク電流脈動成分位相検出方式ビートレス制

# 御系の解析とその設計法

ビートレス制御には電流の脈動を抑えることを目的とするものと、トルクの 脈動を抑えることを目的とするものがあり、両者は変調すべき位相などの特性 がいくらか異なることが知られているが[47]、本制御法はトルク脈動の低減を目 指す。トルク脈動低減には q 軸電流脈動を低減すれば良いとこを示す。ベクト ル制御時の誘導電動機のトルクの式は、極対数 P<sub>p</sub>、相互インダクタンス M、二 次側インダクタンス L<sub>2</sub>、二次側磁束 φ<sub>2d</sub>、一次側トルク電流 i<sub>1q</sub> で(24)式で表せ る。ここで二次側磁束 φ<sub>2d</sub> と一次側磁束電流 i<sub>1d</sub>の関係は二次側抵抗 R<sub>2</sub> と L<sub>2</sub>の比 で決まる二次側回路の時定数 T<sub>2</sub>を用いて(25)式で表すことができる。

$$T_{m} = P_{p} \frac{M}{L_{2}} \varphi_{2d} i_{1q}$$
 (24)

$$\varphi_{2d} = \frac{M}{1 + sT_2} i_{1d}$$
 ,  $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$  .....(25)

一般的な鉄道車両用誘導電動機の場合は、二次磁束の時定数  $T_2$ は 200~300ms 程度なので、50Hz 電化の場合 10ms である脈動周期  $2\pi/2\omega_s$ より一桁以上長い。 よって、この式(7)から d 軸電流  $i_{1d}$ に  $2\omega_s$ の脈動成分が重畳したとしても、磁束 はほぼ一定とみなせる。つまり、トルク脈動を低減するためには、q 軸電流  $i_{1q}$ の 脈動成分を除去すれば良いことがわかる。

そこで、本研究ではq軸電流のビート成分を抑圧するためにFig. 30 のような ビートレス制御器を用いている。このブロック図は大きく4つの機能に分割で きる。左端のバンドパスフィルタによるトルク電流の脈動成分抽出部分、下側の 余弦波を脈動成分に乗算し位相に同期するよう PI 制御を行う位相同期ループ部 分、上側の脈動成分の振幅を求めるために正弦波を乗算する同期整流部分、右側 の脈動成分の振幅と位相を基に位相変調する振幅と位相を決める位相変調波生 成部分、である。本章では、この本制御器の各部について伝達関数による解析を 行い制御定数の設計指針を示す。

# 4.2.3.1 脈動成分抽出部の解析

まずトルク電流 *i*<sub>1q</sub>のビート現象による脈動成分を抽出するために Fig. 30 の左 端にあるようにバンドパスフィルタ(BPF)を用いる。相電流のビート成分の周波 数は|2ω<sub>s</sub>±ω<sub>1</sub>|であるが、インバータ出力周波数 ω<sub>1</sub> で dq 変換すると、元の直流リ ンク部電圧の脈動の周波数である 2ω<sub>s</sub> に復調される。よってこの周波数を中心 周波数とする簡潔な BPF として、以下の(26)式に示す二次の伝達関数を用いる。 ここで ω<sub>n</sub>はこの二次系の固有周波数、ζは減衰係数である。

この伝達関数は、1>>ζ<sup>2</sup>であれば、通過帯域幅  $\Delta \omega$  は片側で $\Delta \omega \approx \zeta \omega_n$ 、共振周 波数  $\omega_r \iota \omega_r \approx \omega_n$ と近似できる。抽出したビート成分  $i_{1qBPF}$ に  $2\omega_s$ 以外の波形が 多く含まれていると後段の PLL の脱調の原因となるため  $\Delta \omega$  は小さく設定すべ きだが、 $\Delta \omega$  が小さすぎると実際の  $i_{1q}$ の脈動成分の大きさが変化した際に  $i_{1qBPF}$ の追従性が悪い。

よって設計指針として、 $\omega_r \ge \omega_n$ の差が無視できる範囲内で $\zeta$ を大きくとるこ とにする。例として  $\zeta=0.1$  とすると  $\omega_r=0.995\omega_n$  となるのでほぼ無減衰と同じ周 波数で共振しつつ、 $\Delta\omega$ の逆数の減衰の時定数を 100ms 程度に小さくでき、トル ク電流の脈動成分の大きさの変化にも追従できると考えられる。

## 4.2.3.2 位相同期ループ(PLL)部の解析

次にトルク電流脈動成分  $i_{1qBPF}$  の位相を抽出するために位相同期ループ(PLL) を用いる。Fig. 30 内の BPF の後段で  $i_{1qBPF}$ に余弦波を乗算し、PI 制御により周 波数  $\omega_{PLL}$ を調整し、それを積分して位相  $\theta_{PLL}$ を求めているループの部分が PLL である。

このループには、信号同士の乗算やサンプルホールドなど非線形や時変の要素があり、このままでは伝達関数による解析が行えない。よって、解析のために 妥当性のある範囲内で仮定などを用いて線形化して伝達関数を考える。

まず、左端の θ<sub>PLL</sub>の余弦波と i<sub>1qBPF</sub>を乗算している部分を線形化する。この部 分は位相比較器に相当する。ここで(27)式のように、PLLの入力である脈動成 分  $i_{1qBPF}$ を、振幅が  $I_{rip}$ 、位相が  $\varphi_{in}$ の正弦波と仮定する。PLL の出力の位相  $\theta_{PLL}$ は周波数は脈動周波数  $2\omega_s$ に同期しており位相は  $\varphi_{out}$ とする。乗算結果  $\theta_{err}$ を (28)式に示す。

 $i_{1qBPF} = I_{rip} \sin(2\omega_s t + \phi_{in}) \quad , \quad \cos(\theta_{PLL}) = \cos(2\omega_s t + \phi_{out}) \quad ...... (27)$ 

$$\theta_{err} = \frac{I_{rip}}{2}\sin(4\omega_s t + \phi_{in} + \phi_{out}) + \frac{I_{rip}}{2}\sin(\phi_{in} - \phi_{out}) \qquad (28)$$

結果の(28)式は、単相電力脈動の周波数 2 $\omega$ sのさらに2倍の周波数 4 $\omega$ sで脈動する第一項と、入出力の位相差を表す直流の第二項から構成される。ここで第二項の位相差の部分のみ抽出できれば PLL の位相比較器として機能する。後段のループフィルタで第一項は除去できると仮定し、さらに入出力間の位相差は小さいと仮定するとsinx  $\approx$  x なので、(29)式に示すように線形化された式が得られる。このように位相差( $\varphi$ in- $\varphi$ out)に比例した値を  $\theta$ err として検出できることがわかる。

$$\theta_{err} \approx \frac{I_{rip}}{2} (\phi_{in} - \phi_{out}) \tag{29}$$

PLL の位相比較器の後段には、(28)式の第一項を除去しつつ周波数を適切に 調整するためのループフィルタが置かれる。ゲイン交差周波数や位相余裕を自 由に調整するために、高次のフィルタが用いられることが多いが、計算量低減の ために、Fig. 31 のフィルタと PI 制御器が用いられている。このフィルタを積分 ラッチフィルタと呼ぶことにする。

Fig. 31(a) は積分ラッチフィルタの動作を表しており、Fig. 31(b) は解析用の 等価なブロック図である。このフィルタは、(28)式の第一項の1周期( $2\pi$ )/( $4\omega_s$ ) を  $T_{lat}$  とし、入力波形を積分し  $T_{lat}$  で除した値を  $T_{lat}$  毎にサンプルホールドし、値 をサンプルした直後に積分器をリセットするという動作をする。(28)式の第一 項を1周期積分した値は常に0なので完全に  $4\omega_s$ の成分を除去できることがわ かる。



Fig. 32. Bode diagram of integral-latch filter by linearization ( $T_{lat}$ =5ms)

しかし、Fig. 31(a)は時変の構造をもっておりこのままでは伝達関数で解析で きない。Fig. 31(a) の x1 に着目すると積分器は T<sub>lat</sub>の間だけ入力 u を積分した後 リセットされているので、Fig. 31(b) の u から x2 のように積分波形の T<sub>lat</sub>の間の 差をとると、x1 は鋸波的で x2 は連続的だがサンプルされるタイミングでは等し くなる。よって後は後半のサンプルホールドを模擬している伝達関数を接続す れば Fig. 31(b)で Fig. 31(a)を模擬できる。解析用の伝達関数 GILF(s)とそのボード 線図を(30)式と Fig. 32 に示す。

$$G_{ILF}(s) = \left(\frac{1 - e^{-sT_{lat}}}{sT_{lat}}\right)^2 \dots (30)$$

Fig. 32 から、*T*<sub>lat</sub>の周期のゲインは0になっているので4ω<sub>s</sub>の成分は除去できるが、一方、位相を見ると、*T*<sub>lat</sub>の無駄時間の伝達関数のように位相遅れが周波数の増加と共に際限なく大きくなるので、位相の面からあまりループゲインを上げられないことがわかる。

本制御系の PLL は、Fig. 30 の下側のループを辿るとわかるように、乗算による位相比較器、4ωsの成分を除去する積分ラッチフィルタ、(29)式の位相差が零



Fig. 31. Functional block diagram (a) and analytic block diagram (b) of integral-latch filter
となるよう PLL 内の周波数を調整する PI 制御器、周波数から位相を計算する積 分器、から構成されている。近似して求めた(29),(30)式を用いることにより PLL 部の一巡伝達関数 *L*<sub>PLL</sub>(s)を以下の(31)式のように表せる。

$$L_{PLL}(s) = \frac{I_{rip}}{2} \left(\frac{1 - e^{-sT_{lat}}}{sT_{lat}}\right)^2 \frac{sK_{pPLL} + K_{iPLL}}{s} \frac{1}{s} \dots (31)$$

この一巡伝達関数の位相特性について考えると、周波数から位相を求める積 分器がすでにあるので、PI 制御器の積分ゲイン  $K_{iPLL}$ を使用すると低域から位相 が 180 度回ってしまうので得策ではない。また、一般的な PLL では入力周波数 が変化しても定常偏差無く入力位相に追従するために積分ゲイン  $K_{iPLL}$ が必要で あるが、今回同期するべき  $i_{1qBPF}$ の周波数は  $2\omega_s$ で一定なので、Fig. 30 のように  $\omega_{FF} = 2\omega_s$ をフィードフォワード的に PLL の周波数に加算しておけば、比例ゲイ ン  $K_{pPLL}$ のみでも定常偏差なく同期が可能となる。よって  $K_{iPLL}=0$  として  $K_{pPLL}$ の み設計する。

ここで、ここまでトルク電流脈動成分の振幅 *I*<sub>rip</sub> は一定と仮定していたが、実際には過渡時にはトルク電流指令値の大きさや変化率などに応じて変化する。 よってこの PLL の安定性を常に確保するために、*I*<sub>rip</sub> が最大となるときに *L*<sub>PLL</sub>(s) の位相余裕が十分確保できるような比例ゲイン *K*<sub>pPLL</sub> を設計する。そうすれば、 それより *I*<sub>rip</sub> が小さいときはループゲインが小さくなり更に位相余裕が確保され るのでこの PLL は常に安定であると考えられる。このような設計指針を以下に 示す。

まず、積分ラッチフィルタの通過帯域では積分ラッチフィルタのゲインは1と 近似でき位相は  $T_{\text{lat}}$  の無駄時間と同様なので、 $L_{\text{PLL}}(s)$ のゲインと位相は以下の (32)式で表せる。

$$|L_{PLL}(j\omega)| \approx \frac{I_{rip}K_{pPLL}}{2\omega}$$
,  $\angle L_{PLL}(j\omega) \approx -\frac{\pi}{2} - \omega T_{rat}$ .....(32)

ここで過渡時に想定される  $I_{rip}$ の最大値を  $I_{ripMAX}$ 、確保したい位相余裕を  $\varphi_{mar}$  とおくと、 $L_{PLL}(j\omega)$ のゲインが1のときに位相が- $\pi+\varphi_{mar}$ という条件から、以下の PLL の比例ゲインの設計指針の(33)式が得られる。



Fig. 33. Bode diagram of design results of PLL part

$$K_{pPLL} = \frac{\pi - 2\varphi_{mar}}{T_{rat}I_{ripMAX}} \qquad (33)$$

この提案する設計指針による設計後の PLL 部分の一巡伝達関数  $L_{PLL}(s)$ とその 閉ループ伝達関数のボード線図を Fig. 33 に示す。一例として  $T_{lat}=5ms$ ,  $I_{ripMAX}=200A, \varphi_{mar}=60deg を用い K_{pPLL}=1.0$ と設計した。設計通りの位相余裕でピ ークの無い閉ループ特性が得られている。

### 4.2.3.3 同期整流部の解析

次に図2の上部の、PLLの位相 θPLLの正弦波と *i*1qBPF を乗算し積分ラッチフィ ルタを用いて脈動成分 *i*1qBPF の振幅を計算している部分について、解析を行う。 PLL の位相比較部の解析時と同様に周波数と位相を仮定して(34)式の正弦波を 乗算すると結果は(35)式となる。

 $i_{1qBPF} = I_{rip} \sin(2\omega_s t + \phi_{in}) \quad , \quad \sin(\theta_{PLL}) = \sin(2\omega_s t + \phi_{out}) \quad \dots \quad (34)$ 

ここで後段にある積分ラッチフィルタは 4ωs でのゲインが 0 であるので(35) 式の第一項はやはり除去される。さらに入出力の位相差が小さいとすればcosx ≈ 1より(35)式は(36)式で近似できる。

このように Fig. 30 の上段部分では *i*1qBPF の位相に同期した正弦波を乗算して フィルタを適用することにより、*i*1qBPF の振幅 *I*rip に比例した値が検出できること がわかる。

#### 4.2.3.4 位相変調部の解析

ここまでの解析により Fig. 30 のビートレス制御器の  $i_{1qBPF}$ の振幅  $I_{rip}$  から位相 変調波の振幅のフィードバック成分  $A_{PI}$  までの伝達関数  $G_{AMP}(s)$ は(19)式で表せ る。ビート成分の振幅  $I_{rip}$  が零となるように、 $K_{pAMP}$ 、 $K_{iAMP}$ のゲインを持つ PI 制 御器で位相変調波の振幅の PI 成分  $A_{PI}$  が計算される。

 $G_{AMP}(s) = \frac{A_{PI}}{I_{rip}} = \frac{1}{2} \left( \frac{1 - e^{-sT_{lat}}}{sT_{lat}} \right)^2 \frac{sK_{pAMP} + K_{iAMP}}{s} \dots$ (37)

また位相変調するべき振幅  $A_{mod}$  については、(22)式から(38)式の理論的な 関係が得られるので、電動機電力  $P_{mot}$  と比例係数  $K_{FF}$  からフィードフォワード 成分  $A_{FF}$  を(39)式のように計算して用いている。電力計算用の dq 軸の電圧電流 には振動成分を除くために指令値を用いる。添字の ref は指令値を表す。

$$A_{\rm mod} = \frac{|\Delta v_m|}{V_{m0}} = \frac{|\Delta v_c|}{V_{dc}} = \frac{1}{V_{dc}} \frac{|P_m|}{2\omega_s C_{dc} V_{dc}} \dots (38)$$

$$A_{FF} = K_{FF} P_{mot} = \frac{1}{2\omega_s C_{dc} V_{dc}^2} (v_{1d}^{ref} i_{1d}^{ref} + v_{1q}^{ref} i_{1q}^{ref}) \dots (39)$$

Fig. 30 の右上付近に示すように、(38)式と(39)式から得られる位相変調波の 振幅 Amod とトルク電流脈動成分の位相 θPLL を基にインバータの電出力電圧ベク トルの位相変調を行う。このビートレス制御系の一巡伝達関数には(37)式だけ ではなく、インバータとモータの特性を解析する必要があるので、以下で解析を 行う。



Fig. 34. Brief block diagram of a whole beat-less control system of main traction circuits.

### 4.2.3.5 インバータとモータ部の解析

Fig. 34 にこの制御系の全体像の概略図を示す。このビートレス制御系の一巡 伝達関数を解析するためには、インバータの電圧ベクトルを位相変調した際に、 どのように dq 座標上で電流が変化するかを調べる必要がある。まず電圧ベクト ルを位相変調した際に電圧がどのように変調されるか調べる。

位相変調波  $\varphi_{mod}$ の振幅  $A_{mod}$  と位相  $\theta_{mod}$  を(40)式としたときにインバータ出力の相電圧  $v_i$ は(41)式となる。 $V_{m0}$ はインバータ出力の相電圧の振幅の定常値である。

$$\phi_{\text{mod}} = A_{\text{mod}} \sin(\theta_{\text{mod}}) , \quad \theta_{\text{mod}} = 2\omega_s t + \phi \quad \dots \quad (40)$$

$$v_i = V_{m0} \cos(\omega_1 t + \phi_i + A_{\text{mod}} \sin(\theta_{\text{mod}})) , \quad i = u, v, w \quad \dots \quad (41)$$

 $v_i \approx V_{m0} \left( 1 + A_{mod} \cos(\theta_{mod}) \right) \cos(\omega_1 t + \phi_i) \quad , \quad i = u, v, w \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad (43)$ 

相電圧 viの(41)式は三角関数の入れ子でありこのままでは解析が困難である。 式は n 次のベッセル関数 J<sub>n</sub>(x)を用いて(42)式に変形でき、位相変調波の振幅 A<sub>mod</sub>が小さいとき(43)式で近似できる。よって出力電圧を小さい変調度で位相 変調したときは、それより 90 度進んだ位相で振幅変調を行うのとほぼ等価であ ることが(41)式と(43)式の比較からわかる。よって実際の変調方法は(41)式 のように位相変調であるが、解析では(43)式のように等価な振幅変調として扱 う。 次に(43)式の内の変調によって生じた振幅変動部分を以下のように  $\Delta v_m$  とおき、 $\Delta v_m$ に対する誘導電動機の dq 軸電流の応答を解析する。

誘導電動機の電圧方程式(45)式と磁束の式(46)式にベクトル制御時の仮 定(47)式を代入すると簡略化された電圧方程式(48)式が得られる。(48)式 を電流について解き相電圧の振幅の変化と dq 成分の関係(49)式を代入すると 電圧ベクトルの長さの変動に対する電流までの伝達関数(50)式が求まる。 $v_{1d}$ は一次側 d 軸電圧、 $v_{1q}$ は一次側 q 軸電圧、 $R_1$ は一次側巻線抵抗、 $L_1$ は一次側イ ンダクタンス、 $\omega_1$ は一次側電気角周波数、 $\omega_{s1}$ はすべり電気角周波数、 $R_2$ は二次 側巻線抵抗、 $L_2$ は二次側インダクタンス、 $i_{1d}$ は一次側 d 軸電流、 $i_{1q}$ は一次側 q 軸電流、 $i_{2d}$ は二次側 d 軸電流、 $i_{2q}$ は二次側 q 軸電流、 $\varphi_{2d}$ は二次側 d 軸磁束、 $\varphi_{2q}$ は二次側 q 軸磁束である。二次側の定数は一次側から見た値に換算してある。 添え字が 0 の値は定常値、 $\Delta$  の付いた値はその値からの変動分である。電流制御 の PI 制御器については、定常的には電流を流すのに適切な電圧  $V_{1d0}$ , $V_{1q0}$ を出力 するが、外乱による電圧変動  $\Delta v_m$ に対しては応答できないと仮定して無視する。

$$\begin{pmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{1} + sL_{1} & -\omega_{l}L_{1} & sM & -\omega_{l}M \\ \omega_{L_{1}} & R_{1} + sL_{1} & \omega_{l}M & sM \\ sM & -\omega_{sl}M & R_{2} + sL_{2} & -\omega_{sl}L_{2} \\ \omega_{sl}M & sM & \omega_{sl}L_{2} & R_{2} + sL_{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{id} \\ i_{2q} \\ i_{2d} \end{pmatrix} \dots (45)$$

$$\begin{cases} \phi_{2d} = Mi_{1d} + L_{2}i_{2d} \\ \phi_{2q} = Mi_{1q} + L_{2}i_{2q} & \dots (46) \\ \phi_{2d} = \phi , \phi_{2q} = 0 , \omega_{sl} = \frac{R_{2}i_{q}}{L_{2}i_{ld}} \dots (47) \\ \begin{pmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{1} + sL_{\sigma} & -\omega_{l}L_{\sigma} \\ \mu_{L_{\sigma}} & R_{1} + sL_{\sigma} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{pmatrix} \phi , L_{\sigma} = L_{1} - \frac{M^{2}}{L_{2}} \dots (48) \\ v_{1d} = V_{1d0} + \frac{V_{id0}}{V_{m0}} \Delta v_{m} , v_{1q} = V_{1q0} + \frac{V_{iq0}}{V_{m0}} \Delta v_{m} \dots (49) \\ \begin{cases} G_{\Delta i1d} (s) = \frac{\Delta i_{1d}}{\Delta v_{m}} = \frac{(R_{1} + sL_{\sigma}) \frac{V_{1d0}}{V_{m0}} + (R_{1} + sL_{\sigma}) \frac{V_{1q0}}{V_{m0}}}{(R_{1} + sL_{\sigma})^{2} + (\omega_{1}L_{\sigma})^{2}} \dots (50) \end{cases}$$

(50)式の  $G_{\Delta i l d}(s)$ と  $G_{\Delta i l q}(s)$ はそれぞれ、電圧ベクトルの振幅の変動  $\Delta v_m$ に対する、d 軸電流の変動成分  $\Delta i_{1d}$ までと、q 軸電流の変動成分  $\Delta i_{1q}$ までの伝達関数



Fig. 35. Bode diagrams of transfer function from  $\Delta v_m$  to  $\Delta i_{1d}$  and  $\Delta i_{1q} G_{\Delta i 1d}(s)$ ,  $G_{\Delta i 1q}(s)$  with different  $f_1$ 

である。インバータ周波数ω1が変化するとモータの電圧ベクトルの向きと大き さが変化することによりこの伝達関数の特性も変わるのでインバータ周波数に 対するこの伝達関数の特性を調べる。

Fig. 35 に、左からインバータ周波数  $f_1 = 50, 100, 150$  Hz の場合についての G<sub>Δild</sub>(s)と G<sub>Δilq</sub>(s)のボード線図の例を示す。この Fig. 35 の横軸はインバータ出力 電圧の脈動成分  $\Delta v_m$ の周波数であり、縦軸は dq 軸上の電流脈動成分  $\Delta i_{ld}, \Delta i_{lq}$  ま でのゲインと位相差である。Fig. 35 の横軸が、dq 軸上での脈動周波数  $2\omega_s$  (例え ば  $2f_s=100$ Hz)のときの値を読み取れば、ビート現象による dq 軸上の電圧ベクト ルの脈動  $\Delta v_m$  に対して q 軸電流の脈動成分  $\Delta i_{lq}$  がどのように生じるかわかる。 逆にこの図の横軸が  $2\omega_s$ 以外(例えば  $2f_s=100$ Hz 以外)の周波数の特性はビートレ ス制御に対して関係が無い。よって  $G_{\Delta ilq}(s)$ について、電圧脈動  $\Delta v_m$ の周波数は  $2\omega_s$ に固定し、変数をインバータ周波数  $\omega_1$ に取り直した関数  $F_{\Delta ilq}(\omega_1)$ を(51)式 で定義し、 $2f_s=100$ Hz としたときの特性を Fig. 36 に示す。定数は Table 6 の値を 用いた。

Fig. 36 は、インバータ周波数  $\omega_1$  を変えたときの  $2\omega_s$ の周波数の電圧脈動  $\Delta v_m$ 対する、 $2\omega_s$ の周波数の q 軸電流脈動  $\Delta i_{1q}$ の振幅比と位相差を示している。つま りこの(51)式と Fig. 36 が、単相電力脈動による 100Hz の出力電圧ベクトル脈動



Fig. 36. Phase and gain diagram from  $\Delta v_{\rm m}$  to  $\Delta i_{1q} F_{\Delta i 1q}(\omega_1)$ 

に対して、トルク電流にどう 100Hz の脈動が表れるかを示しており、これを基 に位相変調時の特性を解析する。

## 4.2.3.6 ビートレス制御全体の一巡伝達関数の解

#### 析

これまでの解析結果を基に Fig. 34 の  $i_{1q}$ に関する全体の一巡伝達関数について 考える。周波数が  $2\omega_s$  の脈動成分に着目してその成分の振幅と位相の特性を解 析する必要がある。位相変調を行う  $G_{AMP}(s)$ の部分に関しては、 $2\omega_s$  の電流脈動 の振幅を直流成分として扱うので、PLL 部と同様に解析ができる。それ以外の部 分では  $2\omega_s$ 成分を正弦波のまま扱うので、モータの解析と同様に  $s = j2\omega_s$  を代入 して  $2\omega_s$ 成分に対しての位相とゲインを解析する必要がある。

これまでの解析結果から、(26)式の BPF 部分の 2 $\omega_s$  成分に対する伝達関数  $G_{BPF}(j2\omega_s)$ 、(37)式の同期整流部分と位相変調部分の 2 $\omega_s$ 成分の振幅に対する伝 達関数  $G_{AMP}(s)$ 、(41)式と(43)式より浅い位相変調は 90 度進みの振幅変調とほ ぼ等価であるので両者の関係が(52)式と表せること、(51)式に示した電圧ベク トル脈動に対する電流脈動の伝達関数  $F_{\Delta ilq}(\omega_l)$ より、Fig. 34 のビートレス制御 全体の 2 $\omega_s$ の周波数成分の脈動に対するループゲイン  $L_{BTL}(s)$ が下記の(53)式の ように得られる。これを用いて解析を行う。

$$\Delta v_m \approx -j V_{m0} \phi_{\rm mod} \quad \dots \quad (52)$$

 $L_{BTL}(s) = G_{BPF}(j2\omega_s)G_{AMP}(s)jV_{m0}F_{\Delta i lq}(\omega_1) \qquad (53)$ 

まず定常的な 2ω<sub>s</sub>の周波数成分に対する *L*<sub>BTL</sub>(s)の特性について解析し、その 後に 2ω<sub>s</sub>の周波数成分の振幅の変化に対してどう応答するか解析を行う。本制 御系ではビートレス制御の位相とゲインにフィードフォワード的な補正を行っ ているので、それを考慮して解析を進める。

まず位相変調する位相 $\theta_{mod}$ のフィードフォワード(FF)成分 $\theta_{FF}$ には以下の(54) 式を用いている。

$$\theta_{FF}(\omega_1) = \angle (jV_{m0}) + \angle (F_{\Delta i 1q}(\omega_1)) \approx \frac{\pi}{2} + \theta_{mot}(\omega_1) \qquad (54)$$

ここで、 $\theta_{mot}(\omega_1)$ は、Fig. 36 に示すモータ部分の位相特性 $\angle F_{\Delta ilq}(\omega_1)$ を制御器に 実装するために Fig. 37 のように折線近似したものである。変調位相 FF 成分  $\theta_{FF}(\omega_1)$ はインバータ周波数  $\omega_1$ の関数となっており、この補正により  $\omega_1$ が変化し ても(53)式の後半部分の位相はほぼ打ち消され、必要な位相で位相変調を行う ことができる。

また 3.4 節に示した位相変調する振幅を決める PI ゲイン  $K_{pAMP}$ ,  $K_{iAMP}$  についても、Fig. 36 に示すモータ部分のゲイン特性 $|F_{\Delta i 1q}(\omega_1)|$ を Fig. 37 のように折線近似した値  $K_{mot}(\omega_1)$ を用いて以下の(55)式のように補正を行うので解析でも考慮する。

これにより  $\omega_1$  が変化しても  $\omega_1 = 2\omega_s$ のときにループゲインが過大となること や、それ以外の周波数でループゲインが不足することを防止している。ループゲインを考えたときには  $K'_{pAMP}$ ,  $K'_{iAMP}$  が正味の PI ゲインとなるのでこの値につ いての設計指針を示す。

上記の位相とゲインの補償によりモータの特性  $F_{\Delta i lq}(\omega_l)$ を打ち消せると仮定 し、また BPF 部分は  $2\omega_s$ の周波数に対しては  $G_{BPF}(j2\omega_s)=1$  なので無視すれば、 ビートレス制御系全体の一巡伝達関数は以下のように近似できる。



Fig. 37. Phase of  $\theta_{mot}$  and gain of  $K_{mot}$  for compensation of  $F_{\Delta ilg}(\omega_1)$ 

$$L_{BTL}(s) \approx \frac{V_{m0}}{2} \left(\frac{1 - e^{-sT_{lat}}}{sT_{lat}}\right)^2 \frac{sK'_{pAMP} + K'_{iAMP}}{s} \dots (56)$$

(56)式は(31)式と異なり単体の積分器は無いので $K'_{iAMP}\neq0$ としないと定常 偏差を 0 にすることはできない。また比例ゲインを用いると高域までループゲ インが小さくならず積分ラッチフィルタの位相遅れが問題となり位相余裕が確 保できないので得策でない。よって $K'_{pAMP}=0$ として $K'_{iAMP}$ について設計する。

ここで考慮すべきなのは  $2\omega_s$ 成分の振幅の変化、具体的には(34)式の  $I_{rip}$ の値 の変化に対してこの制御系がどう応答するかである。BPF 部分は通過帯域幅  $\Delta\omega$ よりも速い  $I_{rip}$ の変化には追従できず  $2\omega_s$ 成分に位相やゲインのずれが生じる。 よって BPF 部分の位相やゲイン特性を無視するために、この制御系のカットオ フ周波数  $\omega_{cut}$ は BPF の通過帯域幅  $\Delta\omega$  よりも小さく設定する。また必要な帯域 幅としてトルク電流の立ち上がり時間が 1 秒程度なのでこれには追従するため に 1Hz 程度の帯域は必要となる。

式のゲインが 0dB となるときの周波数から以下の(57)式の設計指針が導ける。ここで相電圧振幅  $V_{m0}$  は実際には速度によって変化するが、ビートレス制御が問題となる 100Hz 付近では常に一定でその最大値  $V_{m0MAX}$  は( $V_{dc}/2$ ) \* ( $4/\pi$ )で求まるのでこの値を設計に用いる。



Fig. 38. Bode diagram of designed beat-less control system

 $\cdots \cdots (57)$ 

$$K'_{iAMP} = \frac{2\omega_{cut}}{V_{m0MAX}} \quad \dots \quad \dots$$

 $V_{m0MAX}$ については Table 6 の定数から 1782V と決まる。BPF の通過帯域幅  $\Delta \omega$ は 10Hz と設計したので、この制御系の帯域幅  $\omega_{cut}$  をそれより小さく 1.4Hz と決めると  $K'_{iAMP}=0.01$  と設計できる。 $K_{mot}(\omega_1)$ により $|F_{\Delta i1q}(\omega_1)|$ を補償して 1 になっていると仮定してボード線図を書くと Fig. 38 が得られる。制御系の帯域  $\omega_{cut}$  は設計通り 1.4Hz となっている。この帯域内であれば BPF や積分ラッチフィルタによる位相遅れは無視できる。

これらが本ビートレス制御の解析と設計指針である。Fig. 30 の制御器とモー タについて必要な線形化等により伝達関数による解析を行い、モータの定数を 基にした制御定数の設計指針を示した。

### 4.2.4 シミュレーションによる有用性の検証

提案した設計指針を用いて設計した本ビートレス制御の動作を検討し設計法 の妥当性を検証する。過渡応答についても検討を行うためにシミュレーション を用いる。

諸元を Table 1 に示す。架線の電源周波数は 50Hz を想定する。インバータ周 波数によってモータ部分の特性が Fig. 36 のように変化するので、モータの回転 数が 50Hz, 100Hz, 150Hz 相当の各状態について、最初の 0.1 秒間はビートレス 制御を適用せずにビート成分が発生している状態とし、その後 0.1 秒間でビート レス制御のゲインを設計値まで増加させ、トルク電流の 100Hz の脈動成分を適 切に抑圧しビートレス状態を達成できるか確認する。

Fig. 39 にシミュレーション結果を示す。単相電力脈動により DC リンク電圧 vc が 100Hz で脈動しておりこれがビート現象の原因である。ビートレス制御を 適用していない最初の 0.1 秒間は相電流 iu, iv にビート成分の電流が重畳してい るので、通常の電流制御系のみではビート成分を除去できないことがわかる。よって 3.5 節の解析で電流制御系はこの 100Hz の脈動に対して応答できないと仮 定したことの妥当性が確認できる。

Tuble 0. Specifications of an assumed fraction system	
Line voltage	$V_{\rm ac} = 20 \ \rm kV$
Line frequency	$\omega_{\rm s}$ = 50 Hz
DC link voltage	$V_{\rm dc} = 2800 \ { m V}$
DC link capacitor	$C_{\rm dc} = 5.0  {\rm mF}  ({\rm per  Motor})$
Rated power of motor	$P_{\rm m} = 1200 \; \rm kW$
Rated frequency of motor	$F_1 = 45 \text{ Hz}$
Primary inductance of motor	$L_1 = 31.6 \text{ mH}$
Primary resistance of motor	$R_1 = 52 \text{ m}\Omega$
Secondary inductance of motor	$L_2 = 31.5 \text{ mH}$
Secondary resistance of motor	$R_2 = 35 \text{ m}\Omega$
Mutual inductance of motor	<i>M</i> = 30.8 mH

Table 6. Specifications of an assumed traction system

また相電流  $i_u$ ,  $i_v$ には DC リンク電圧の脈動周波数 100Hz とインバータ周波数  $f_1$ の差の周波数のビート成分が主に重畳していることが確認できる。一方 dq 軸 電流  $i_{1d}$ ,  $i_{1q}$ には常に 100Hz の脈動が重畳しており、その大きさと位相を DC リ ンク電圧脈動と比べると Fig. 36 の解析結果とおおむね一致しているので Fig. 36 と(51)式の妥当性も確認できる。



Fig. 39. Simulation results of proposed beat-less control at different  $f_1$  ( $f_1$ =50,100,150Hz)

ビートレス制御の位相変調の積分ゲイン *K*<sub>iAMP</sub> を 0.1 秒間かけて設計値まで増加させると、位相変調波の振幅 *A*<sub>mod</sub> が増加し、それにともない *i*<sub>1qBPF</sub> の振幅が 0 に収束している。つまりトルク電流 *i*<sub>1q</sub> の 100Hz の脈動成分を適切に抑圧できたことが確認できる。

インバータ周波数毎に対する特性については、ビートレス制御適用前のビート成分 *i*1qBPF の振幅が、(a)の場合の方が(b)の場合と比較して小さいにも関わらず、必要な *A*mod は(a)のときの方が大きいことがわかる。このことから Fig. 37 のように位相変調のゲインを *f*1 に応じて可変することの必要性についてとそれを考慮に入れた解析の妥当性が確認できる。

これらの結果から、本ビートレス制御系についての解析結果と提案した設計 指針の有用性が確認できる。

## 4.3結論

本研究では、トルク電流脈動成分を同期検波しインバータの出力電圧の位相 角を位相変調する方式のビートレス制御について解析のためのモデルを提案し て安定性の解析を行い、本制御系の特性を明らかにした。またその結果を基に適 切なゲインの決定法を提案し、シミュレーションにより本制御系の設計指針の 妥当性を確認した。

実際の車両駆動用インバータに適用する際には、空転やパルスモード切替な どの過渡的な外乱があり安定性の余裕を考えると実用上はあまりゲインを高く できないが、そのような状況に対しても、実車の過渡的な外乱の大きさがわかれ ば本解析手法により適切なゲインを設計できるので、実車の制御定数決定にも 有用であると考えられる。

よって本設計法により、新型車等に適用する際の制御調整の時間が短縮され 試験にかかるコストを低減できることが期待できる。

# 5 結論

本章では本論文の研究成果をまとめ、本研究及びこの分野の今後の展望や課題について述べる。

## 5.1まとめ

本論文では、直流電気鉄道の技術的課題である大電流による電圧変動や回 生失効の問題と、交流電気鉄道の技術的課題である単相交流の電力脈動による ビート現象について、これまで個別のシステムに対する試行錯誤を経て実装さ れてきた制御系を、体系的に設計できる一手法をそれぞれについて提案した。本 研究の今後の課題としては、時間をかけ調整した複雑な制御器と、提案設計法で 設計した提案制御器を比較すると、本制御器のほうが性能面で劣ることもある と考えられるので、理論的な限界に近い性能を一回の設計で出せるような制御 法と設計法を得られるようにするのが残された課題であると考える。

## 参考文献

- [1] 国土交通省 鉄道統計年報 [平成 25 年度] (1) 1 運輸成績表(数量)
   <u>http://www.mlit.go.jp/tetudo/tetudo\_tk2\_000027.html</u>
   <u>http://www.mlit.go.jp/common/001118743.xlsx</u>
- [2] 電気事業連合会電力需給実績 2015 年度 確報(2016 年 4 月 28 日発表) http://www.fepc.or.jp/library/data/demand/index.html http://www.fepc.or.jp/library/data/demand/\_\_icsFiles/afieldfile/2016/04/28/juyou \_\_k\_fy2015.pdf
- [3] 総務省統計局 人口推計(平成 26 年 10 月 1 日現在) 人口推計 平成 26 年 10 月 1 日現在 結果の概要 全国人口の動向
   <a href="http://www.stat.go.jp/data/jinsui/2014np/index.htm">http://www.stat.go.jp/data/jinsui/2014np/index.htm</a>
   <a href="http://www.stat.go.jp/data/jinsui/2014np/pdf/gaiyou.pdf">http://www.stat.go.jp/data/jinsui/2014np/pdf/gaiyou.pdf</a>
- [4] 資源エネルギー庁 総合エネルギー統計 平成 27 年度(2015 年度) エネ ルギー需給実績(速報) (平成 28 年 11 月 18 日公表)
   <u>http://www.enecho.meti.go.jp/statistics/total\_energy/results.html</u>
   <u>http://www.enecho.meti.go.jp/statistics/total\_energy/pdf/stte\_021.pdf</u>
- [5] エネルギーコスト上昇に関する関係副大臣等会議(第1回)配布資料1:
   経済産業省提出資料(エネルギー価格動向について)
   <a href="http://www.cas.go.jp/jp/seisaku/energycost/dai1/gijisidai.html">http://www.cas.go.jp/jp/seisaku/energycost/dai1/gijisidai.html</a>
- [6] 国土交通省 エコレールラインプロジェクト推進検討会議 エコレール会議 資料1 (PDF形式)
   <a href="http://www.mlit.go.jp/report/press/tetsudo04\_hh\_000035.html">http://www.mlit.go.jp/report/press/tetsudo04\_hh\_000035.html</a>
- [7] 新井静男,白木直樹,佐藤春雄:「キハ200形ディーゼル気動車のハイブリッドシステム」,平成22年電気学会産業応用部門大会講演論文集,1-04-2,pp.I-143~148,2010.8
- [8] 添田正,寺内伸雄,新田浩,杉山義一,小川知行:「入換用ハイブリッド 機関車の開発」,第17回鉄道技術連合シンポジウム(J-RAIL2010)講演論文 集,pp.401-404,2010.12

- [9] Kono, Y. ,Shiraki, N. Yokoyama, H. Furuta, R. "Catenary and storage battery hybrid system for electric railcar series EV-E301", International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), pp. 2120 – 2125, 2014.5
- [10]Steiner, M. ,Klohr, M. ,Pagiela, S. ," Energy storage system with ultracaps on board of railway vehicles", European Conference on Power Electronics and Applications 2007 (EPE 2007), pp. 1~ 10, 2007.9
- [11]Bombardier MITRAC Energy Saver <u>http://www.bombardier.com/en/transportation/products-services/technology-</u> solutions/eco4-technologies/mitrac-energy-saver.html
- [12]関島康直,戸田伸一:「車両用 EDLC 電力貯蔵システムの走行試験」,平成20年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 3-21, pp. III-201~204, 2008.8
- [13]A. Gomez-Exposito, J.M. Mauricio, and J.M. Maza-Ortega, "VSC-Based MVDC Railway Electrification System," IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 29, no. 1, pp. 422-431, 2014.
- [14]L. Abrahamsson, T. Kjellqvist, and S. Ostlund, "High-voltage DC-feeder solution for electric railways," IET Power Electronics, vol. 5, no. 9, pp. 1776-1784, 2012.
- [15]M. Tomita, M. Muralidhar, Y. Fukumoto, A. Ishihara, K. Suzuki, Y. Kobayashi, and T. Akasaka, "Design and Development of Superconducting DC Cable for Railway Applications," IEEE Trans. on Applied Superconductivity, vol. 23, no. 3, Article#:3601504, 2013.
- [16]R. Takagi, "Preliminary evaluation of the energy-saving effects of the introduction of superconducting cables in the power feeding network for dc electric railways using the multi-train power network simulator," IET Electrical Systems in Transportation, vol. 2, no. 3, pp. 103-109, 2012.
- [17]A. Rufer, D. Hotellier, and P. Barrade, "A supercapacitor-based energy storage substation for voltage compensation in weak transportation networks," IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 19, no. 2, pp. 629-636, 2004.
- [18]H. Hayashiya, T. Suzuki, M. Hino, D. Hara, M. Tojo, S. Shimada, K. Kudo, T. Kato, and H. Takahashi, "Effect evaluation of Li-ion battery for regenerative energy utilization in traction power supply system," 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), pp. 1-9, 2015.

- [19]S.M. Lukic, J. Cao, R.C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy Storage Systems for Automotive Applications," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 6, pp. 2258-2267, June 2008.
- [20]M. Zandi, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat and F. Meibody-Tabar, "Energy Management of a Fuel Cell/ Supercapacitor/ Battery Power Source for Electric Vehicular Applications," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 60, no. 2, pp. 433-443, Feb. 2011.
- [21]J.S. Martinez, D. Hissel, M.-C. Pera, and M. Amiet, "Practical Control Structure and Energy Management of a Testbed Hybrid Electric Vehicle," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 60, no. 9, pp. 4139-4152, Nov. 2011.
- [22]S.G. Li, S.M. Sharkh, F.C. Walsh, and C.N. Zhang, "Energy and Battery Management of a Plug-In Series Hybrid Electric Vehicle Using Fuzzy Logic," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 60, no. 8, pp. 3571-3585, Oct. 2011.
- [23]N.J. Schouten, M.A. Salman, and N.A. Kheir"Fuzzy Logic Control for Parallel Hybrid Vehicles," IEEE Trans. on Control Systems Technology, vol. 10, no. 3, pp. 460-468, May 2002.
- [24]Hyeoun-Doung Lee, Seung-Ki Sul, "Fuzzy-Logic-Based Torque Control Strategy for Parallel-Type Hybrid Electric Vehicle," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 4, pp. 625-632, Aug 1998.
- [25]Chen Zheng, C.C. Mi, Xu Jun, Gong Xianzhi, and You Chenwen, "Energy Management for a Power-Split Plug-in Hybrid Electric Vehicle Based on Dynamic Programming and Neural Networks," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 63, no. 4, pp. 1567-1580, May 2014.
- [26]Y.L. Muephey, P. Jungme, L. Kiliaris, M.L. Kuang, M.A. Masrur, A.M. Phillips, and Qing Wing, "Intelligent Hybrid Vehicle Power Control Part II: Online Intelligent Energy Management," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 62, no. 1, pp. 69-79, Jan. 2013.
- [27]J. Moreno, M.E. Ortuzar, and J.W. Dixon, "Energy-Management System for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 53, no. 2, pp. 614-623, Apr. 2006.

- [28]Chang-jun Xie, Shu-hai Quan, and Qi-hong Chen, "Control Strategy of Hybrid Power System for Fuel Cell Electric Vehicle based on Neural Network Optimization," in Proc. of the IEEE Automation and Logistics, Qingdao, China, pp. 753-757, Sep. 2008
- [29]D. Iannuzzi, P. Tricoli, "Speed-Based State-of-Charge Tracking Control for Metro Trains With Onboard Supercapacitors," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 4, pp. 2129-2140, Apr. 2012.
- [30]C.R. Akli, X. Roboam, B. Sareni, and A. Jeunesse, "Energy management and sizing of a hybrid locomotive," in European Conference on Power Electronics and Applcations 2007 (EPE 2007) Aalborg, Denmark, Sept. 2007, pp. 1-10.
- [31]T. Saito, K. Kondo, T. Koseki, K. Hisatomi, and T. Mizuma, "Frequency domain based power controller of energy storage device for a hybrid traction system in a DC-electrified railway", 2012 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), Bologna, Italy, Oct.16<sup>th</sup>-18<sup>th</sup> 2012, pp. 1-3.
- [32]T. Saito, K. Kondo, T. Koseki, K. Hisatomi, and T. Mizuma, "Simple Power Flow Control Method for Reducing the Power Source Capacity and Managing the Storage Energy for Hybrid Power Source Electric Vehicles", IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 134, no. 2, pp. 147-155.
- [33]T. Saito, K. Kondo, "Loss compensation by disturbance observer on energy management controller for hybrid traction circuit", 2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS), Aachen, Germany, Mar.3<sup>rd</sup>-5<sup>th</sup> 2015, pp. 1-4.
- [34]A. Romero-Becerril, L. Alvarez-Icaza, "Reduced order dynamical model for supercapacitors", 2010 7th International Conference on Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control (CCE), Sep. 8<sup>th</sup>-10<sup>th</sup> 2010, pp. 71-76.
- [35]Y. Parvini, J.B. Siegel, A.G. Stefanopoulou, and A. Vahidi, "Supercapacitor Electrical and Thermal Modeling, Identification, and Validation for a Wide Range of Temperature and Power Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. --, no. --, pp. --. (IEEE Early Access Articles)

- [36]K. Ohnishi, M. Shibata, and T. Murakami, "Motion control for advanced mechatronics" IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 1, no. 1, pp. 56-67, 1996.
- [37]N. Bertrand, J. Sabatier, O. Briat, and J.-M. Vinassa, "Embedded Fractional Nonlinear Supercapacitor Model and Its Parametric Estimation Method", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 12, pp. 3991 - 4000, 2010.
- [38]N. Shiraki, K. Kondo, "Evaluation of Design Method for Engine Output and Battery Capacity for Lithium Ion-Battery Hybrid Diesel Railway Vehicles" IEEJ Trans. IA, Vol.132, (2012), No.2, pp.178-184, (in Japanese)
  白木 直樹, 近藤 圭一郎: 「ディーゼルエンジンーリチウムイオン電池ハ イブリッド気動車のエンジン・電池容量設計法とその評価」電気学会論文
- 誌D, Vol.132, (2012), No.2, pp.178-184 [39]T. Omura, R. Shimamune, H. Nomoto, M. Shimada, T. Kaneko, E. Toyota: "Energy Management of Hybrid Propulsion System for 'ne@train' ", Proceedings of annual meeting of IEEJ Japan 2004, pp. II-207-210 (2004-8) (in
  - Japanese) 大村哲朗,嶋宗亮平,野元浩,島田基巳,金子貴志,豊田瑛一:「NEトレ イン用ハイブリッド動力システムのエネルギ管理」,平成14年産業応用部 門大会講演論文集,pp. III-207-210 (2004-8)
- [40]H. Hannoun, D. Diallo, C. Marchand, "Energy management strategy for a parallel hybrid electric vehicle using fuzzy logic" International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM, (2006), pp.229-234
- [41]T. Ogawa, S. Wakao, K. Kondo, "A Multiobjective Optimal Design of a Hybrid Power Source System for a Railway Vehicle" IEEJ Trans. IA, Vol.126, (2006), No.12, pp.1690-1698, (in Japanese)

小川 知行, 若尾 真治, 近藤 圭一郎:「鉄道車両への導入を想定したハイ ブリッド電源システムの多目的最適化設計」電気学会論文誌 D, Vol.126, (2006), No.12, pp.1690-1698

[42]M. Ogasa, Y. Taguchi, "Power Flow Control for Hybrid Electric Vehicles Using Trolley Power and On-board Batteries", QR of RTAI, Vol. 48, No. 1, (2007-2) [43]H. Haga, I. Takahashi, K. Ohishi: "IPM Motor Drive Method Using a New Inverter Having the Operation of High Power Factor Single-phase Diode Rectifier without Electrolytic Capacitor", IEEJ Trans. on IA, Vol.124, No.5, pp.479-485, (2004-5) (in Japanese)
芳賀仁, 高橋勲, 大石 潔:「電解コンデンサレス高力率単相ダイオード整流回路を持つインバータによる IPM モータの一駆動法」, 電気学会論文誌

D, Vol.124, No.5, pp.479-485, (2004-5)

[44]K. Tobari, K. Sakamoto, Y. Iwaji, D. Kaneko, H. Uematsu, T. Okubo : "Examination of Periodic Disturbance Current Control Method: Controlling the Beat Phenomenon of DC Voltage Pulsation in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEJ Trans. on IA, Vol.130, No.5, pp.614-624, (2010-5) (in Japanese)

戸張和明,坂本潔,岩路善尚,金子大吾,上松初,大久保智文:「永久磁石 同期モータ駆動システムにおける直流電圧脈動によるビート現象を抑制 する周期外乱電流制御方式の検討」,電気学会論文誌 D, Vol.130, No.5, pp.614-624, (2010-5)

- [45]L. Abraham : "Power Electronics in German Railway Propulsion", Proceedings of the IEEE, Vol.76, No.4, pp.472-480, (1988-4)
- [46]K. Kondo, H. Hata, K. Yuki, K. Naganuma, K. Matsuoka, T. Hasebe : "Development of Permanent Magnet Synchronous Motor Control System for the Traction Purpose of the Gauge Changing Train", IEEJ Trans. on IA, Vol.125, No.4, pp.348-354, (2005-4) (in Japanese)

近藤圭一郎,秦広,結城和明,長沼克範,松岡孝一,長谷部寿郎:「軌間可 変電車駆動用永久磁石同期電動機制御システムの開発」,電気学会論文誌 D, Vol.125, No.4, pp.348-354, (2005-4)

- [47]T. Hashimoto1, S. Sone: "A Switching Method in Single Pulse PWM Inverter with Pulsating Input Voltage", IEEJ Trans. on IA, Vol.109, No.8, pp.595-601, (1989-8) (in Japanese)
  橋本 樹明, 曽根 悟:「直流電源電圧脈動時の1パルス PWM インバータ
  - 制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.109, No.8, pp.595-601, (1989-8)

[48]S. Inarida, T. Tanamach, K. Nakata: "Restraint Method of Torque Ripple with dq Transformation and Torque Current Feedback in Power Converter System for AC Electric Cars", IEEJ Trans. on IA, Vol.121, No.11, pp.1169-1175, (2001-11) (in Japanese)

稲荷田聡,棚町徳之助,仲田清:「交流車両用駆動システムにおけるビート現象を抑制するトルク電流フィードバック型ビートレス制御方式の提案」, 電気学会論文誌 D, Vol.121, No.11, pp.1169-1175, (2001-11)

- [49]Y. Hagiwara, A. Nishio, K. Yuuki, A. Ujiie, E. Takahara: "A Study of Power Factor Correction for Shinkansen Power Converters", IEEJ Trans. on IA, Vol.119, No.5, pp.609-616, (1999-5) (in Japanese)
  萩原善泰,西尾敦彦,結城和明,氏家昭彦,高原英明:「新幹線電車用電力 変換器の電源力率制御性能の検討」,電気学会論文誌 D, Vol.119, No.5, pp.609-616, (1999-5)
- [50]S. Ishikawa, S. Tanaka, S. Tadakuma, E. Takahara: "Consideration on High Quality AC Traction Motor Drives using PWM Converters", IEEJ Trans. on IA, Vol.107, No.3, pp.304-311, (1987-3) (in Japanese) 石川栄,田中茂,多田隈進,高原英明:「PWM コンバータを用いた高性能 交流車両システムの検討」,電気学会論文誌 D, Vol.107, No.3, pp.304-311, (1987-3)
- [51]間下 知紀,大石 潔,百日鬼 英雄:「摩擦負荷トルクを考慮したサーボモータの高速位置決め制御系の一構成法」,電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 124 (2004) No. 7 P 666-673
- [52]稲玉 哲, 駒田 諭, 大西 公平:外乱推定オブザーバを用いたロボットハンドのバイラテラルサーボ制御, 電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 109 (1989) No. 4 P 281-288
- [53]持永 芳文, 高重 哲夫: 「I.地上設備の発展」電気学会論文誌D(産業応用 部門誌)Vol. 117 (1997) No. 10 P 1181-1184
- [54]川原 敬治,長谷 伸一,森本 大観,梅田 繁樹,高橋 則雄:「直流き電回路 における変電所補完装置による電圧降下対策」電気学会論文誌D(産業応 用部門誌) Vol. 123 (2003) No. 1 P 38-47

- [55]中村 清, 棚町 徳之助, 仲田 清:「コンバータ・インバータシステムにおけるビート現象の抑制法」電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 109 (1989) No. 5 P 363-369
- [56] M. Shinbo, H. Abiko, H. Sonoda, and K. Shibanuma: "Utilization of Catenary and Battery-powerd Hybrid Train System", Proceedings of JIASC2013 (CD-ROM), Vol. 4, No. 4-S7-9, pp. 61-62 (2013) (in Japanese) 真保光男・神孫子博・薗田秀樹・柴沼健一:「蓄電池駆動電車システムの 実用化に向けて」, 平成 25 年 D 部門大会講演論文集, Vol. 4, 4-S7-9, pp. 61-62 (2013)
- [57]M. Ogasa, Y. Taguchi, S. Ohe, S. Hatsukade, H. Suekane, S. Kadowaki, and T. Nakamura: "Running test results view of contact-wire and on-board battery hybrid LRV (Contact-wire-less LRV) in an existed tramline", Proceedings of JIASC2008 (CD-ROM), Vol. 3, No. 3-18, pp. 187-190 (2008) (in Japanese) 小笠正道・田口義晃・大江晋太郎・廿日出悟・末包洋士・門脇悟志・仲村 孝行:「架線・バッテリーハイブリッド LRV の軌道線走行試験結果概要」,

平成 20 年 D 部門大会講演論文集, Vol. 3, 3-18, pp. 187-190 (2008)

- [58]田口 義晃, 畠田 憲司, 金子 貴志, 木村 卓美:「交流電車の蓄電池電車化 に向けた主回路方式の開発」電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 135 (2015) No. 4 P 403-410
- [59]仲田 清, 棚町 徳之助, 中村 清:「脈動電圧源で駆動されるインバータ・
   誘導電動機系のビートレス制御」電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 109 (1989) No. 7 P 485-492
- [60]石川 栄,田中 茂,多田隈 進,高原 英明:「PWM コンバータを用いた高 性能交流車両システムの検討」電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 107 (1987) No. 3 P 304-311
- [61]高電圧直流電化方式調査専門委員会:「直流電気鉄道の高電圧化の調査報告」電気学会技術報告第 295 号(69 頁)
- [62]杉本 健:「 直流電気鉄道における蓄電池を設置した変電所による省エネ 対策の検討」電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 130 (2010) No. 8 P 965-972

[63]小西 武史,長谷 伸一,中道 好信,奈良 秀隆,上村 正:「電気二重層キャ パシタを用いた直流電気鉄道用電力貯蔵による電圧降下補償に関する検 証」電気学会論文誌D(産業応用部門誌) Vol. 128 (2008) No. 2 P 85-93

# 主な研究業績

- ・査読付き論文
- [1]. (査読付き論文、本論本以外の内容) 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, 電気学会, Vol.132, No.2, pp.268-277, 2012
- [2]. (査読付き論文、3章前半の内容) 齋藤達仁,近藤圭一郎,古関隆章,水間 毅:「電源-蓄電装置ハイブリッド電動車両の電源容量低減と蓄電量管理の ためのシンプルな電力制御法」,電気学会論文誌 D,電気学会, Vol.134, No.2, pp.147-155, 2014
- [3]. (査読付き研究開発レター、3章前半の内容) 齋藤達仁,近藤圭一郎:「架線-電気二重層キャパシタハイブリッド鉄道車両のための周波数領域方式の電力制御器の設計指針」,電気学会論文誌 D,電気学会, Vol. 135, No. 10, pp.1049-1050, 2015
- [4]. (査読付き論文、3章後半の内容) Tatsuhito Saito, Keiichiro Kondo, "Implementation Method of Loss Observer to Power Controller for Overhead Line and Supercapacitor Hybrid Electric Railway Vehicle", IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, Volume 11, Issue S2, Pages S108–S115, (2016.12)
- [5]. (査読付き論文、4章の内容) 齋藤 達仁,山崎 修,恩田 昇治,近藤 圭一郎:「交流電気車のためのトルク電流脈動成分検出方式位相角変調ビートレス制御の安定性解析」,電気学会論文誌D,電気学会,Vol. 136, No. 12, Pp. 961-970, (2016.12)

### 国際会議発表

- [6]. (国際会議、口頭発表、査読有り、3章前半の内容) ○Tatsuhito Saito, Keiichiro Kondo, Takafumi Koseki, Takeshi Mizuma, "Frequency Domain Based Power Controller of Energy Storage Device for a Hybrid Traction System in a DCelectrified Railway", Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS 2012), ERT0008, Bologna Italy, October 2012
- [7]. (国際会議、口頭発表、査読有り、3章後半の内容) ○Tatsuhito Saito, Keiichiro Kondo, "Loss Compensation by Disturbance Observer on Energy Management Controller for Hybrid Traction Circuit", Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS 2015), ERT0021, Aachen Germany, March 2015
  - ・その他発表
  - [8]. 齋藤達仁,近藤圭一郎,山崎修:「交流電気車のためのトルク電流脈動成分検出方 式位相角変調ビートレス制御の安定性解析」,電気学会モータドライブ研究会, SPC-15-122, MD-15-093, 2015.08.28
  - [9]. 齋藤達仁, 近藤圭一郎:「ハイブリッド鉄道車両の蓄電装置の電力制御法における 損失電力の補償方法の検討」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 5-26, 2013.8.28-30
  - [10].齋藤 達仁,近藤 圭一郎:「インバータの電圧誤差を考慮することによる誤差を低減した三相電力による電動機トルク演算法」,電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, PC-12-154, MD-12-048, 2012.11.10
  - [11].齋藤 達仁,近藤 圭一郎:「軽負荷回生制御系の絞込みパターン変更の効果と安定 性を考慮した設計方針」,電気学会リニアドライブ/交通・電気鉄道合同研究会,LD-12-035, TER-12-037, 2012.7.20
  - [12].齋藤 達仁,近藤 圭一郎:「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」,平成23年電気学会産業応用部門大会,3-94,2011.9.6-8
     他

## 謝辞

学部のときから終始ご指導頂きました、主指導教員である近藤圭一郎教授 に深く御礼申し上げます。研究室に配属されてから博士後期課程まで6年間、 社会人1年目も含めれば7年間、研究指導はもちろん様々なことについて学ば せていただきました。

学部のころは、鉄道はパワーエレクトロニクスの面白い応用先の内の一つ としか考えていませんでしたが、学会や共同研究などで様々な方とお会いする うちにこの業界の奥の深さ、そして近藤先生の業界での精力的な活動と人望の 厚さに感動いたしました。

研究指導ではしっかりと理論に基づいた仮説を立てた上で検討を進めるこ とや、本質をわかりやすく簡潔に説明することなど、研究者として重要な考え 方を学びました。また、他人に認められるには研究遂行能力だけではなくその 結果を発表や論文を通して周囲に説明することが重要とご指導いただいたおか げでここまでくることができました。まだいたらない部分もありますが先生の 教えを心に刻み研究に励む所存です。

研究室生活のゼミなどの際や博士論文の審査の際に、原理に立ち返った考 察や鋭いご指摘を頂きました佐藤之彦教授に深く御礼申し上げます。自分の知 らないパワエレ回路でもL、C、Rとスイッチの挙動から動作を考えられるよ うになりました。また研究を進めるうちに細かいことに注力しはじめ本来の目 的や重要な本質を見失いそうなときにご指摘により方向性を再認識することが できました。

ゼミや打合せ、本審査の際にご指摘をいただきました名取賢二助教に深く 御礼申し上げます。モーションコントロールなどの制御の分野からの考えによ るご助言を頂き、制御系構築の際に役に立ちました。また研究者としての発表 の重要性についてもご指摘いただいたき感謝いたします。 研究室生活を送る上で各種手続き等を行っていただいた、千葉誠技術職員 に御礼申し上げます。書類等事務的なことだけでなく、マイコンや回路等の技 術的なことや、PCについての雑談など、研究室生活では大変お世話になりま した。心から感謝いたします。

6年間の研究を通じてお世話になりました、東芝、小田急電鉄、新京成電 鉄、交通安全環境研究所、その他多数の企業の皆様に御礼申し上げます。共同 研究や見学等を通じ普通の学生では体験できないような経験をさせていただき 大変感謝しております。また、東京大学の古関隆章教授と上智大学の宮武昌史 教授には共同研究でご指導頂き大変お世話になりました。特に制御や最適化等 についての知見はとても勉強になりました。

研究室の先輩方には様々なことを教わり、同期とは公私を共に過ごし、後 輩には慕っていただき、大変お世話になりました。心から感謝すると共にこの つながりを大事にしてゆきたいと思います。

最後に博士課程までの長い学生生活を暖かく見守り応援していただいた家 族に、心より御礼申し上げます。

> 2017年1月 齋藤 達仁