

博 士 論 文

電気自動車用相反モータのセンサレス制御と  
駆動方式に関する研究

RESEARCH ON SPEED SENSORLESS CONTROL  
AND DRIVE TRAIN OF  
ADTR-MOTOR FOR ELECTRIC VEHICLE

平成 12 年 8 月

横浜国立大学工学研究科電子情報工学専攻

指導教官 岡村篤男 教授

赤 津 観

①

博士論文

Doctral Thesis

電気自動車用相反モータのセンサレス制御と  
駆動方式に関する研究

Reserch on Speed Sensorless Control and Drive Train of  
ADTR-motor for Electric Vehicle

赤津 観

Kan Akatsu

横浜国立大学工学研究科電子情報工学専攻

Division of Electrical and Computer Engineering

Graduate School of Engineering

Yokohama National University

指導教官 河村 篤男 教授

Supervisor Professor Atsuo Kawamura

平成 12 年 3 月

March, 2000

## 論文要旨

本論文は石油枯渇問題、地球環境汚染問題の解決策の一つであるガソリン自動車に代わる電気自動車の普及促進、性能向上を目標とした、新しい駆動方式、さらにその小型化、低コスト化のための誘導機(速度センサレス制御)におけるパラメータ同定法及び低速制御法、共振インバータを用いた最適設計法を提案するものである。

本論文は主に以下3つの研究(新駆動系の提案及び評価、及び検証実験(2章)、速度センサレス制御のパラメータ同定及び低速制御(3章)、共振型インバータの高効率最適設計法(4章))から構成されており、電気自動車駆動系の全体構成、モータ制御法、インバータ主回路構成に関する研究を行っており、総合して電気自動車に必要な駆動システム全体の検討を行っている。

駆動系全体の検討としては、普及型電気自動車駆動方式として電気自動車用相反モータを用いた四輪駆動方式を提案し、提案した駆動方式が発表されている他駆動方式と比較するとバランスのとれた性能を持ち、普及型電気自動車に適しているとの結論を得た。また、新駆動系を持つ実車を製作しその性能を検証し、走行試験において相反モータがデファレンシャルギアの役割を果たすことで四輪駆動車独自のタイトブレーキング現象を防ぐ事を示し、その運動性能を実証できた。以上から提案する駆動方式は構成が簡単であり、性能的にもバランスが必要な普及型電気自動車に必要な要素を満たしており、実用化すればその普及に期待が持てるとしている。

モータ制御法としては、低価格普及型の概念から誘導機を対象とし、電流センサが2組必要という相反モータの欠点を解消するために速度センサレス制御に関する研究を行っている。主に速度推定に用いるパラメータ変動や設定誤差による速度推定誤差に注目し、その影響を明らかにした上で新しい抵抗同定法を提案した。提案する二次抵抗同定法は一次電流のみを用いて過渡状態において同定するものであり、トルクリップルが重要視される電気自動車においては有効な手法である。さらに理想電圧源を用いて低速域における抵抗同定を行い、低速域における各抵抗同定値の振る舞いを明らかにした。その上で二次抵抗同定値がもれインダクタンスの変動分を表していることを理論的に証明し、低速域用新しい二次抵抗同定法を提案した。さらに零速度制御を10%~40%の負荷トルク範囲で実現し、これらは相反モータだけでなく汎用誘導機でも実現され、提案する方法の有効性を明らかにした。重畳信号無しによる零速度制御は世界初の実現と思われる。以上から提案する手法により誘導機(速度センサレスベクトル制御)のパラメータまで高められ、電気自動車に適用すれば十分その小型化、低コスト化に貢献できると期待され、相反モータの欠点を解消するものであるとまとめている。

インバータ主回路に関しては電気自動車の一充電走行距離向上を目標にスイッチング損失低減の観点から共振型インバータをその課題材料として使い、アクティブクランプ型共振インバータの各実験波形から厳密な損失の解析を行い、全損失を共振インダクタンスの関数として表現した。さらに、損失を最小にするインダクタンス値の最適設計を行ない、効率を測定した。その結果、共振部で98.2%の高効率を得ることが出来、しかも最高効率を得られる領域を負荷電流に合わせて設計が可能であることを示した。本設計法を電気自動車における軽負荷での電流領域に合わせて設計すれば駆動損失のうちのインバータ損失の割合を効率的に下げることが出来、一充電走行距離の向上が期待できるとまとめている。

以上から、本論文で提案する駆動方式、速度センサレス制御方式、インバータの最適設計法を用いることで、電気自動車の各構成要素の技術レベルの向上が可能であり、普及に適した電気自動車を実現できる可能性を高めることで、ひいては石油枯渇問題、地球環境問題の解決の一役を担うことが出来ると結論づけている。

## Abstract

This paper proposes a new drive train for the electric vehicle which has an ADTRM (Anti Directional Twin Rotary Motor), and a new algorithm of the speed sensorless control of ADTRM, and an optimum circuit redesign of the resonant inverter to drive ADTRM for popularization of the electric vehicle and the improvement of its performance. Thus this paper discusses all over the drive systems which consists of the drive train, motor control and the inverter circuit in the electric vehicle.

In chapter 2, the new four wheels drive train with ADTRM is proposed. This drive train is compared with the other drive train and it is cleared that the proposed drive train satisfies the prerequisites for popularization of the electric vehicle. In addition the proposed drive train is verified by the experiments which uses the actual vehicle was made by hands, and it is cleared that this drive train can easily turn the tight corner because the ADTRM has the function of the differential gear. Thus this chapter is concluded that the popularization of the electric vehicle is expected if the proposed drive train is made practicable.

In chapter 3, the speed sensorless control of induction motor is described to solve the problem that ADTRM needs two speed sensors. In the speed sensorless control, the estimation errors of the motor parameters generate the speed estimation error. Thus the effects of the parameter variations to the speed estimation is theoretically cleared and the new algorithms of the parameter identification are proposed. The proposed algorithm of the rotor resistance estimation uses only the stator current and rotor resistance is estimated in the transient state of the motor speed. This algorithm is very effective for the electric vehicle because this algorithm does not need the additional signal to avoid the torque oscillation.

In addition the parameter identifications in the very low speed region are verified by the experiments which uses the ideal voltage source to avoid the output voltage errors of the inverter. By these experiments, it is cleared that the identified rotor resistance is effected by the leakage inductance variation and the new algorithm of the rotor resistance estimation which compensates for the leakage inductance variation in the very low speed is proposed. In these experiments the zero speed control under the 10% ~ 40% load condition without signal injection was achieved by not only ADTRM but general induction motor and the effectiveness of the proposed algorithms are verified.

The proposed algorithms are very effective to apply the speed sensorless control in the electric vehicle, and if this control is applied in the electric vehicle the miniaturization of the size and the reduction in the cost are expected.

In chapter 4, the resonant inverter is used for the inverter circuit to reduce the switching loss because the loss reduction in the inverter leads to improve the one charge distance of the electric vehicle. The all loss is analyzed in the active clamped resonant inverter and this loss is expressed by a function of the resonant inductance. Thus an algorithm of the optimum design for loss minimization is proposed and this algorithm was verified by the experiments and the high efficiency 98.2% in the resonant link circuit was obtained. If this inverter is applied for the electric vehicle, the percentage of the inverter loss in the total drive loss can be reduced, and the improvement of the one charge distance is expected.

This paper concludes that the proposed drive train and proposed speed sensorless algorithms and proposed

design method of the inverter influence to the technical advance and the possibility in the popularization of the electric vehicle. Thus this paper can help to solve the problem in the air pollution and the exhaust problem in the petroleum resources.

## 目次

第1章	序論	10
1.1	研究の社会的背景	10
1.2	研究の技術的背景	10
第2章	普及型電気自動車駆動方式の提案	12
2.1	相反モータを用いた駆動方式の提案	12
2.2	モータ配置方法による駆動方式の分類	13
2.3	各駆動方式の比較	14
2.3.1	デフ及びギア数の評価	14
2.3.2	走行安定性(制御性)の評価	14
2.3.3	電気エネルギー/機械エネルギー変換効率の評価	15
2.3.4	安全性の評価	15
2.3.5	最適駆動系	17
2.4	相反モータ搭載四輪駆動車の実車特性	17
2.5	まとめ	19
第3章	相反モータを用いた速度センサレス制御	20
3.1	電気自動車における速度センサレス制御の適用	20
3.1.1	速度センサレス制御に適したモータ	20
3.1.2	電気自動車における誘導機トルク制御	21
3.2	速度センサレスベクトル制御法	21
3.2.1	座標変換	21
3.2.2	回路方程式と等価回路	22
3.2.3	トルク	22
3.2.4	すべり周波数形ベクトル制御	23
3.2.5	速度センサレスベクトル制御	25
3.3	速度センサレスベクトル制御における問題点	26
3.3.1	二次抵抗変動の影響	27
3.3.2	一次抵抗誤差の影響	28
3.3.3	出力電圧誤差の影響	29
3.3.4	もれインダクタンス変動の影響	30
3.3.5	総合的な影響	30
3.4	二次抵抗同定法	30
3.4.1	定常状態における二次抵抗推定	30
3.4.2	既存の二次抵抗同定法	31
3.4.3	過渡状態における二次抵抗推定	31

3.4.4	最小二乗法による同定	32
3.4.5	固定ゲイン則による同定	33
3.4.6	実験による同時推定	33
3.4.7	同定に必要な収束時間 $t_c$ について	35
3.4.8	速度変化幅が小さい場合の同定	36
3.5	一次抵抗同定法	37
3.5.1	二次磁束推定法による一次抵抗の低感度化	37
3.5.2	一次抵抗同定法	37
3.6	零速度を含む極低速制御法	39
3.6.1	極低速制御に必要な条件	39
3.6.2	理想電圧源による実験	40
3.6.3	二次抵抗同定結果	40
3.6.4	零速度実験結果	41
3.6.5	極低速におけるパラメータ同定法	42
3.6.6	異なる誘導機での実験	44
3.6.7	もれインダクタンス変化に関する考察	44
3.7	課題	48
3.7.1	零周波数における推定	48
3.7.2	パラメータ測定法の問題	50
3.7.3	過渡応答特性の問題	50
3.8	まとめ	51
<b>第4章</b>	<b>高効率コントローラ</b>	<b>52</b>
4.1	電気自動車用インバータの課題	52
4.2	共振型インバータ	54
4.3	損失解析	54
4.3.1	導通損失	55
4.3.2	鉄損、銅損および ESR 損失	59
4.3.3	総損失	61
4.3.4	実験による検証	61
4.4	最適設計	62
4.4.1	理論	62
4.4.2	実験による検証	63
4.5	考察	63
4.6	電気自動車への適用	64
4.7	まとめ	65
<b>第5章</b>	<b>結論</b>	<b>66</b>
.1	相反モータ搭載ジムニー詳細	73
.2	速度センサレス実験装置詳細	75
.2.1	相反型誘導機	75
.2.2	実験装置 1	76
.2.3	実験装置 2	76
.2.4	実験装置 3	79

.2.5	汎用誘導機、負荷装置	79
.2.6	速度センサレスベクトル制御コントローラ	81
.3	第3章における各種証明	81
.3.1	ベクトル制御における $q$ 軸磁束 0 の証明	81
.3.2	すべり周波数推定値の導出	82
.3.3	二次磁束推定の証明	83
.3.4	センサレストルク制御が二次抵抗にロバストな証明	83
.3.5	二次抵抗推定式の導出	84
.3.6	一次抵抗同定法の証明	84
.3.7	パラメータ測定のための理想モデル	85
.4	走行シミュレーション	86



## 目次

2.1	電気自動車用相反モータ	12
2.2	相反モータを用いた新駆動系	12
2.3	モータ個数による駆動方式の分類	13
2.4	改造電気自動車ベース SUZUKI JIMNY M-JA71V	18
2.5	モータ配置図	18
2.6	電気自動車ハードウェア構成	18
2.7	モータ制御ブロック図	18
2.8	新駆動系電気自動車の走行試験結果	19
3.1	$\alpha - \beta$ 座標系等価回路	23
3.2	d 軸等価回路	24
3.3	q 軸等価回路	24
3.4		24
3.5	二次磁束推定ブロック図	26
3.6	センサレス速度制御系ブロック図	26
3.7	加減速シミュレーション (上段:20%負荷、下段:100%負荷)	26
3.8	二次抵抗誤差時の速度推定誤差 (20%負荷)	27
3.9	二次抵抗設定誤差による速度推定誤差 (50%負荷:対数)	27
3.10	一次抵抗誤差時の速度、磁束推定誤差 (上段: $\ \Phi_{2s} - \hat{\Phi}_{2s}\ ^2$ 、中段: $\hat{\omega}_r - \omega_r$ 、下段: $\hat{\omega}_r, \hat{\omega}_r$ )	28
3.11	速度変化時の二次磁束の大きさの変化 (実験)	31
3.12	二次抵抗同定ブロック図	32
3.13	最小二乗法を用いた速度と二次抵抗の同時同定結果 (シミュレーション)	34
3.14	固定ゲイン則による速度及び二次抵抗推定結果 (シミュレーション)	34
3.15	実験装置構成	35
3.16	速度と二次抵抗の同時同定結果 (実験)	35
3.17	速度変化が小さい場合の速度と二次抵抗の同時同定結果 (実験)	36
3.18	一次抵抗同定ブロック図	38
3.19	安定性を考慮した一次抵抗同定ブロック図	38
3.20	一次抵抗同定結果 (シミュレーション)	38
3.21	一次抵抗同定結果 (実験)	38
3.22	一次抵抗同定シミュレーション結果	39
3.23	リニアアンプを用いた駆動装置	40
3.24	センサレス速度制御系ブロック図	40
3.25	二次抵抗測定結果 (上段:二次抵抗、下段:すべり周波数)	41
3.26	すべり周波数に対する二次抵抗測定結果	41

3.27	零速度制御結果(零速度制御が実現できている)(上段:実速度、推定速度、中段:推定一次抵抗、二次抵抗、下段:相電流) . . . . .	42
3.28	二次抵抗を一定とした場合の実験結果(零速度制御が実現できていない)(上段:実速度、推定速度、下段:推定一次抵抗、二次抵抗) . . . . .	42
3.29	速度零における負荷可変時の一次、二次抵抗値 . . . . .	43
3.30	40%負荷時の零速度制御(上段:外乱を加えた時、下段:定常時拡大) . . . . .	43
3.31	$\hat{R}_2 = K_r \hat{R}_1$ とした場合の実験結果(上二段:25%負荷、下二段:33%負荷) . . . . .	43
3.32	速度零における負荷可変時の一次、二次抵抗値(汎用機) . . . . .	45
3.33	汎用誘導機による加減速実験結果、上段:実速度、推定速度、下段: $\hat{R}_1, \hat{R}_2$ . . . . .	45
3.34	もれインダクタンス変化時の一次抵抗同定(10%負荷) $L_1$ 一定 . . . . .	46
3.35	もれインダクタンスが変動した場合の磁束及びすべり . . . . .	48
3.36	もれインダクタンスが変動した場合の二次抵抗同定シミュレーション結果 . . . . .	48
3.37	零周波数時のシミュレーション . . . . .	49
4.1	10モード走行パターンによる損失解析(上からインバータ損失の全体損失における割合、全損失、モータトルク、車両速度) . . . . .	53
4.2	共振DCリンク回路 . . . . .	54
4.3	共振DCリンク回路動作波形 . . . . .	54
4.4	アクティブクランプ型共振DCリンクインバータ回路 . . . . .	55
4.5	$I_L, V_{Cr}$ 波形(実験波形) . . . . .	55
4.6	MOS-FET(HITACHI PM50100K)内蔵ダイオードの静特性(実験) . . . . .	57
4.7	MOS-FET(HITACHI PM50100K)の静特性(実験) . . . . .	57
4.8	理論値による導通損失 . . . . .	59
4.9	鉄損、銅損およびESR損失 . . . . .	60
4.10	総損失 . . . . .	61
4.11	実験回路 . . . . .	61
4.12	損失(実験) . . . . .	62
4.13	効率(実験) . . . . .	62
4.14	実験及び理論による損失 . . . . .	62
4.15	$L$ の値に対する損失 . . . . .	62
4.16	最適値による損失(実験値) . . . . .	64
4.17	最適値による効率(実験値) . . . . .	64
4.18	ARCP インバータ . . . . .	65
4.19	Resonat Snubber インバータ . . . . .	65
1	相反型同期機寸法 . . . . .	73
2	スリップリングの静特性 . . . . .	75
3	一次抵抗交流特性 . . . . .	76
4	実験装置1概要 . . . . .	78
5	相反モータ負荷装置 . . . . .	78
6	リアアンプ駆動回路一相分 . . . . .	80
7	速度制御ブロック図 . . . . .	87

# 表 目 次

2.1	各モータ配置の必要ギア数	14
2.2	モータ数による走行制御	15
2.3	計算に用いたパラメータ (推定値)[1]	16
2.4	一充電走行距離、最高速度、加速性能計算結果	16
2.5	モータが停止した場合の挙動	16
2.6	性能評価	17
2.7	電気自動車用相反モータ仕様	18
3.1	誘導機、同期機の特性比較	20
3.2	相反型誘導機定格値	34
3.3	LM12CLK仕様	40
3.4	汎用誘導機仕様	44
4.1	理論値計算のパラメータ (導通損失)	58
4.2	理論値計算のパラメータ (鉄損、銅損、ESR 損失)	60
4.3	計算に用いたパラメータ (L の最適値)	63
4.4	最適設計値	63
4.5	実験パラメータ (最適値による)	63
.1	ジムニー車体パラメータ	73
.2	IPM形相反モータ特性表	74
.3	PE-PRO仕様	74
.4	IPM仕様	75
.5	インバータ使用部品	75
.6	PE-Expert仕様	77
.7	デジタルインバータ仕様	77
.8	相反モータ負荷装置仕様	77
.9	インバータボード仕様	79
.10	自作インバータ仕様	79
.11	リニアアンプ駆動回路仕様	80
.12	汎用誘導機システム詳細	80
.13	コントローラゲイン	81
.14	10モード走行シミュレーションパラメータ	86

## 第1章 序論

### 1.1 研究の社会的背景

産業革命以降の科学技術の発展により、人類は快適な生活を求めて多種多様な道具、機械を開発し、生活の利便性を高めてきた。自動車もその一つであり、1925年発表のT型フォード以降<sup>1</sup>より速く、より快適にを求めて数多くの改良がなされてきた。技術者達の涙ぐましい努力の結果、自動車の性能は著しい向上を果たし、現代生活において切り離す事が出来ないものとなった。反面、その利便性のあまりに首都圏における自動車保有数が異常増加し、慢性的な交通渋滞をひき起している。この結果、自動車の排ガスによる $\text{NO}_x$ 、 $\text{HC}$ 、 $\text{CO}$ 、 $\text{CO}_2$ が先進国で増大し、環境汚染、オゾンホール増大、温暖化などの地球環境全体に悪影響を及ぼす事態となった。

この排ガス対策として、各国政府は排ガス規制法案を実施することになるのであるが、その中でも一番厳しいとされているのが、まもなく実施されるカリフォルニア州でのZEV法案<sup>2</sup>である。この法案が電気自動車の開発、研究を推し進める追い風となり、国内を始めとする電気自動車ブームが巻き起こった。この間、各自動車メーカー、電力会社等では電気自動車の研究、開発が行われ、コスト度外視の高性能電気自動車が多数発表されたが、その開発コスト、使用部品の高さから販売、普及には至らなかった(中には販売しているものもあるが、その多くは販売中止になっている<sup>3</sup>)。従って、性能的にはガソリン自動車と比較しても遜色のない電気自動車が登場してはいるが、インフラの未整備や販売体制の問題から普及に至っていないと考えてよい。さらに、ガソリンエンジンの性能が飛躍的に向上し、すでにガソリンエンジンでZEV規制をクリアできる見通しがたちつつあることも電気自動車への転換に逆風となった。

以上から、排ガス規制対策については電気自動車ならずともその解決策を得る事が可能であるように思える。しかし、近い将来訪れるであろう石油枯渇問題を解決する為には、ガソリン自動車では不可能であり、その代替は電気自動車、天然ガス自動車に代表されるガソリンを用いない自動車でしか有り得ない。現在、低燃費車としてガソリンと電気ハイブリッド車が販売されているが、低燃費ではあるもののガソリンを消費していることは間違いなく、やはり対策の筆頭は電気自動車である。しかし、上で述べたように、その開発、製作コストがあまりに高く、ハイブリッド車であってもメーカーの赤字を促進させるものであり、現在では純粋な電気自動車は各行政団体やテーマパーク内での使用に限定されており、普及にあたっては問題が多く残されている。

### 1.2 研究の技術的背景

本研究では、以上の社会的背景をふまえ、電気自動車の普及型駆動方式の提案と、その低コスト化、高性能化を提案する。

現在の電気自動車の駆動方式を見てみると、各構成要素、及び制御方法が既存の枠に収まっており、悪く言うならばただ構成要素を組み合わせただけであり、それぞれの構成要素、さらにシステム全体の十分な検討がなされていない。確かに現時点での技術レベルは数年前のそれと比較して格段と進歩しているが、今後は既存の技術をただ組み合わせるだけでなく、電気自動車ならではのモータ、コントローラが必要となり、さらに各構成要素のさらな

<sup>1</sup> 近代的な内燃機関を用いた最初の自動車は1885年のカール・ベンツによる三輪自動車であるが、ここでは世界初の大衆車であるT型フォードを代表とした

<sup>2</sup> 2003年からの新車販売台数の10%をZEV(Zero Emission Vehicle)にしなければならぬ

<sup>3</sup> TOYOTA RAV4-EV, HONDA EV-Plus 等

る低コスト化が必要である。

上記問題解決の一つの方法として電気自動車専用モータである相反モータ (Anti Directional Twin Rotary Motor) が提案されている [2]。相反モータは、電気モータでありながら自動車のディファレンシャルギアの機械的機構を担うものであり、本モータを用いた駆動方式ではディファレンシャルギアレス駆動系が実現出来るという利点を持つものである。しかし、その性質上2つのロータが逆回転する為に、回転方向を揃えるための反転ギアを介さなくてはならないという欠点を持っていた。本研究 (2章) では、相反モータを四輪駆動方式に応用し、上記反転ギアが不要な駆動方式を提案する。本駆動方式は、相反モータがセンターデフの機構を担うので、四輪駆動車特有のタイトコーナブレーキング現象<sup>4</sup>を防ぐ事が出来る。本駆動方式は実車を製作し、その有効性を実際の走行を行うことで実証した。また、提案した駆動方式と、他の駆動方式の性能比較シミュレーションを行うことで、提案した駆動方式の位置付けを行った。

また、相反モータのもう一つの欠点として、2つのロータを持つために2つの速度センサが必要となることが挙げられる。現在、速度センサとしては一般的にエンコーダ、レゾルバ等が使用されているが、エンコーダの場合は光学的特長を有する為にメンテナンスが必要となり、またレゾルバの場合はデジタルコンバータの価格が高価であるなどの問題点がある。さらに、自動車のような限られたスペース内に配置されるモータとしては、限りなく小型、軽量であることが望ましい。本論文ではこの解決法として誘導電動機の速度センサレス制御の適用を提案する (3章)。速度センサレス制御を適用することにより、速度センサが不要になり、モータ自体の小型化、低コスト化に寄与でき、又、相反モータの欠点を補う事が可能である。

しかし、速度センサレス制御の問題点として、パラメータ推定誤差による低速度推定の困難さが挙げられる。通常、電気自動車はトルク制御により駆動されるが、その制御法にベクトル制御を用いるために、速度情報は必要となる。従って、低速域において正確な速度推定が行えない事は、正確なトルク制御が行えない事を意味しており、停止時からの発進などに極めて危険を伴うことになる。また、来るべき自動運転時代への適用も考慮すると、速度制御法の確立も必要な技術である。

低速度推定の確立の為に、使用するモータパラメータの同定が必須であるが、誘導機においては定常状態において二次抵抗と速度の同時推定が不可能であることが示されている [3]。この問題に対し、2,3の同定法が提案されているが [4][5][6]、本研究では速度制御時の過渡状態を用いてモータの二次抵抗をオンラインで同定する。提案方法は一次電流のみを用いて同定が行えるため、トルクリプルが出現せず、過渡状態の多い電気自動車に適したものである。

さらに、一次抵抗の同定をオンラインで行い出力電圧の理想化を実現することで、零速度制御を実現した。外部からの重量信号なしに零速度制御を実現した例は今までになく、本結果が初めての結果となる。また、これらの実験結果から、低速域専用の二次抵抗同定法を提案する。さらに、低速域でもれインダクタンスも変動していることを明らかにし、提案する抵抗同定法は、もれインダクタンスの変動があった場合でも速度推定がうまく行えることを示した。このことから、速度センサレス低速度制御問題の原因を明らかにでき、さらにその解決策を提案した。

最後にモータコントローラであるインバータの高効率化を行う。上述したように、限られたスペースである自動車内に収めるためには、インバータ自体も小型、軽量である必要がある。インバータの小型化には、高周波化と高効率化が有効である。また、他の装置への影響をなくすために発生ノイズは極めて少ないことが必要である。

本論文では、インバータ主回路の高効率化を目的にし、共振型インバータを用いてその最適設計法を提案する (4章)。提案する最適設計法は共振型インバータの種類によらず、インダクタとキャパシタを用いる共振型であればいずれの回路でも適用が可能である。また、実験によりその効果を確認し、高効率を得ることに成功した。従って、コントローラの小型化、高効率化に寄与することができる。

以上から、本論文で提案する各方法により、既存の駆動方式とは異なった普及型の高性能低コスト電気自動車を実現でき、電気自動車への普及の助けとなる事が期待できる。

<sup>4</sup> 四輪が駆動輪のために前後輪が同じ回転数では内輪差の影響で半径の小さい旋回が出来なくなる現象

## 第2章 普及型電気自動車駆動方式の提案

本章では普及型電気自動車駆動方式として相反モータを用いた駆動方式を提案する。また、電気自動車に適用可能なモータ配置パターンにより各駆動方式を分類し、その性能比較シミュレーションを行う。その上で、提案する駆動方式の位置付けを行い、実車によるその特性を明らかにする。

### 2.1 相反モータを用いた駆動方式の提案

電気自動車用モータとして図 2.1 に示す相反モータが提案されている [2]。相反モータは通常のモータの固定子をベアリングを用いて回転出来るようにしたものであり、回転子の反作用により回転子と逆方向に回転する事が出来る。従って、その構造上両ロータのトルクは等しくなり、また回転数はそれぞれの負荷によって決定される。また、従来の固定子が回転する為に、電力はスリップリングを通して供給される。両ロータのトルクが等しく、回転速度

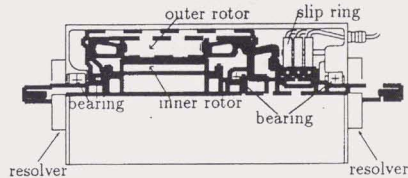


図 2.1: 電気自動車用相反モータ

が負荷によって決定されるという事は、自動車におけるデファレンシャルギア (差動装置) の役目に等しい。従って、相反モータを用いた駆動系としては、図 2.2 に示した二輪駆動と四輪駆動の二通りの駆動方式が考えられる。二輪駆動方式は文献 [2] で既に提案されているものであるが、両ロータの回転方向を揃える為に反転ギアが必要と

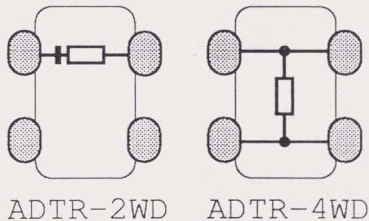


図 2.2: 相反モータを用いた新駆動系

なる。本論文で新しく提案する駆動方式は四輪駆動方式であり以下のような利点を持つ。

- 反転ギアが不要
- 相反モータがセンターデファレンシャルギアの代用となる
- 既存の四輪駆動系をそのまま流用しやすい

反面、前後デファレンシャルギアが必要であることや、一輪空転時のデフロック機構が必要になる欠点もあるが、これらは四輪駆動車特有の問題であり、相反モータによるものではない。何より、特別な機構を設けずに容易に電気自動車に移行出来る駆動方式であり、プラットフォームや製作ラインがガソリン自動車と共有可能である点を考えると、新たな製作コストは殆どかからないことになる。

## 2.2 モータ配置方法による駆動方式の分類

提案した相反モータ駆動方式を含めると、モータの配置方法やモータ個数によって様々な駆動方式が考えられる。本節ではモータ個数と配置方法による駆動方式の分類を行う。

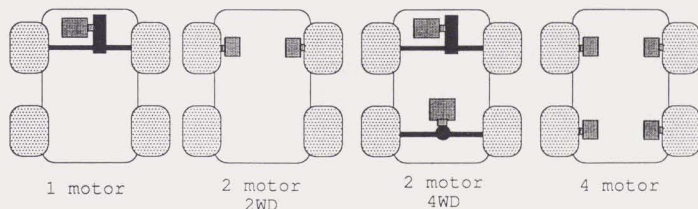


図 2.3: モータ個数による駆動方式の分類

大まかに分類すると提案した相反モータ駆動方式も含め、以下の図 2.2、2.3 に示した 4 方式 6 タイプに分類する事が出来る。

- 1 モータ駆動方式
 

通常のガソリン車と同様の配置システムであり、現在発表されている電気自動車はほぼこれらの駆動系を踏襲している。電気自動車に適用した場合の利点としては、既存のプラットフォームをそのまま流用できる点にある。なお、デファレンシャルギアが必要で、車両制御はガソリン車の域を脱しない。
- 2 モータ駆動方式
  - 2 輪駆動法
 

2 輪駆動の場合は左右のトルク及び回転数 (及び方向) が自由に変化できるので、デファレンシャルギアは必要なく、トラクション制御、独立 ABS<sup>1</sup> が実現できる。なお、この駆動方式は GM 社 Impact (EV1 は 1 モータ)、NISSAN 社の FEV (FEV2 は 1 モータ)、環境庁のルシオール (インホイールモータ) に採用された。

<sup>1</sup> Anti lock Break System

- 4輪駆動法

2モータの別の形態としては、前後のトルクバランスを自由に变化できる4輪駆動車が考えられる。この場合は前後輪駆動配分切替え(0:100~100:0)が可能であり、1モータの4WDに比べるとセンターデフが不要なために機械的な効率が良い。この駆動方式はTOYOTA社のハイブリッド車HV-M4<sup>2</sup>に採用された。

- 4モータ駆動方式

モータが3つ以上になると、四輪駆動と車両制御が同時に出来るようになる。極限的にはステアリングが不要になる。電気自動車の理想形ではあるがコスト高などの問題は多い。この駆動方式はIZA[1]に採用された。

- 相反モータ駆動方式

相反モータの相対回転速度は従来のモータの倍の為、同一出力のDirect Drive(DD)モータと比較すると約半分のサイズとなり、小型化が可能である。

- 2輪駆動法

前節で述べたように、二輪駆動方式ではアウトロータとインナーロータは逆方向に回転する為、反転ギアが必要になる。

- 4輪駆動法

相反モータを縦に配置した場合は四輪駆動方式となり、反転ギアは不要だが前後デフが必要となる(センターデフは不要)。また、一輪が空転した場合に対して、デフロック機能が必要となる。前後のトルク配分は0:100,100:0,50:50の3通りが可能である。

## 2.3 各駆動方式の比較

### 2.3.1 デフ及びギア数の評価

以上の多種駆動系をギア数、デフ数などで分類すると表2.1のようになる。

モータ数	1	2		4	相反	
駆動方式		2WD	4WD		4WD	2WD
デフ数	1	0	2	0	2	0
反転ギア数	0	0	0	0	0	1
Total	1	0	2	0	2	1

表 2.1: 各モータ配置の必要ギア数

この表より4モータ、2モータ2WD方式がデフ数0と少ないことが分かる。これより、デフ、ギアによる機械損が少ないのは4モータ、2モータ2WD方式と言える。

### 2.3.2 走行安定性(制御性)の評価

電気自動車においては、駆動方式により高等な車両制御を付加機構なしに行なうことが出来る。検討すべき制御機構はABS及びTRC<sup>3</sup>、4WD、AYC<sup>4</sup>、ATS<sup>5</sup>、LSD<sup>6</sup>と仮定した。表2.2にモータ数によるこれらの制御が可能

<sup>2</sup>1999年東京モーターショーに出展

<sup>3</sup>Traction Control 直進時のスリップ制御

<sup>4</sup>Active Yaw Control 主にコーナリング中の姿勢制御

<sup>5</sup>Active Torque Split 前後の自動駆動力配分

<sup>6</sup>Limited Slip Diff



かどうかを示す。

駆動方式	ABS,TRC	4WD	AYC	ATS	LSD
1M	△	×	×	×	×
2M2WD	○	×	○	×	○
2M4WD	○	○	×	○	×
4M	○	○	○	○	○
相反 4WD	△	○	×	×	×
相反 2WD	△	×	×	×	○

○:可能、×:不可能、△:ある程度可能

表 2.2: モータ数による走行制御

ABS、TRC についてはモータと車両の状態が確認できれば、それに応じてモータ出力をコントロールできるので、全車とも可能であるが△のものは片側の車輪(軸)だけをコントロールすることが出来ない。また、LSD は左右にモータを配していないと不可能であるが、相反モータの場合は速度センサを用いるならば左右の速度差を制御する事が可能である。また、4WD が可能(2M4WD,4M,相反 4WD)ならば低 $\mu$ 路走行性能やコーナリング性能が向上し、走行安定性は高くなる。

### 2.3.3 電気エネルギー/機械エネルギー変換効率の評価

上述の各駆動系について、一定速度(40km/h)で走行した場合の一充電走行距離、最高速度、0-400m 加速時間を計算した。表 2.3.3 に各パラメータ、表 2.4 に計算結果を示す。なお、インバータ数はモータ数と同数にし、モータ、インバータの効率是一定とした。また、変速器は用いてない。反転ギア効率はデフ効率と同じと仮定した。バッテリー出力は 24kwh である。一充電走行距離は次式(2.1)で求められる。

$$L = \frac{E}{R} \times \frac{u_d u_f u_m i}{i u_m + I(1 - u_f)} \times 3600 [km] \quad (2.1)$$

ここで、R:ころがり空気抵抗の和(N)、 $u_d$ :デフ効率、 $u_m$ :モータ効率、 $u_f$ :インバータ効率(個)、i:モータ数(個)、I:インバータ数(個)、E:バッテリーのエネルギー(kwh)である。

表 2.4 より、効率の良い順に 2 モータ 2WD、4 モータ、相反 2WD、1 モータ、相反 4WD、2 モータ 4WD となっていることが分かる。2 モータ 2WD 方式、4 モータ方式はデフが無い分だけ損失が少なく、有利である。1 モータと相反 2WD はモータの重量分だけ相反モータの方が良くなっている。2 モータ 4WD と相反 4WD においては、インバータ、モータ重量の違いが現れたと考えられる。なお、ころがり抵抗係数が微量変化した場合かなりの変化が見られる。実際は 2WD と 4WD ではタイヤの受ける抵抗力が僅かながら変化するので [9]、ころがり抵抗も変化するので。よって厳密に計算するならば、2WD と 4WD の両者でころがり抵抗係数を変化させるべきである。

### 2.3.4 安全性の評価

現在の技術では可能性は少ないが、インバータの故障などによりモータが突然停止することもあり得ないわけではない。以下にモータが停止した場合の各車の動きを示す。

表 2.5 より 2 モータ、4 モータは安全性に難がある。実際 NISSAN 社の FEV、及び GM 社のインパクトも以前は 2 モータ方式を採用していたが、現在は 1 モータになっている。

	重量 (kg)	効率 (%) / 個
モータ (20kW)	16	95
DD モータ (20kW)	80	95
DD モータ (10kW×2)	100	95
DD モータ (6.8kW×4)	132	95
ADTR-DD モータ (20kW)	50	94
インバータ 1 個	28	90
インバータ 2 個	50	90
インバータ 4 個	88	90
ディファレンシャルギア	18	90
減速ギア (ギア比 5.0)	10	95

車体重量 (バッテリー含む):1350kg, Cd 値:0.19, 前面投影面積:1.55m<sup>2</sup>[7][8]

表 2.3: 計算に用いたパラメータ (推定値)[1]

モード	1M	2M 2WD	2M 4WD	4M	相反 2WD	相反 4WD
一充電走行 距離 A(km)	398.0	435.9	384.3	412.9	401.1	396.8
一充電走行 距離 B(km)	339.2	371.4	327.3	351.4	342.0	338.3
最高速 (km/h)	173.0	177.6	175.9	178.9	173.1	173.0
0-400m(s)	19.55	18.37	19.55	16.70	19.35	19.48

A:ころがり係数 0.01, B:ころがり係数 0.012

1M 以外全て D.D 方式、弱め界磁なし、4M は 27.2kW

表 2.4: 一充電走行距離、最高速度、加速性能計算結果

駆動 形態	1M	2M 2WD	2M 4WD	4M	相反 2WD	相反 4WD
状態	停止	スピン	ロック	スピン	停止	停止

表 2.5: モータが停止した場合の挙動

## 2.3.5 最適駆動系

以上を総合的に評価し、各種駆動系を評価すると表 2.6 のようになる。

	1M	2M FF	2M 4WD	4M	相反 2WD	相反 4WD
走行安定性	×	○	○	◎	×	△
制御コスト	○	△	△	×	○	○
効率	△	◎	×	○	○	△
部品コスト	◎	△	△	×	○	◎
安全性	○	×	△	×	○	○

表 2.6: 性能評価

表 2.6 において、走行安定性とは高性能車両制御性を示しており、制御性とはインバータを含めたモータ制御コストを示している。

表 2.6 より定性的ではあるが同出力のモータで比較した場合、ほぼ次のような結論を導くことが出来る。

- 低価格大衆車 (ガソリン車の 1300, 1600cc クラス) には 1 モータ方式、相反 2WD 方式が最適
- 高性能制御車 (ガソリン車の 3000cc クラス高級車) には 2 モータ 2WD 方式が最適
- 大衆 4WD 車 (RV) には相反 4WD 方式が最適

2 モータ 2WD 方式、4 モータ方式は高性能、高効率ではあるが、4 モータ方式はコスト及び制御の複雑さ、2 モータ 2WD 方式は安全性、信頼性の面から、やや不適当と言わざるを得ない。駆動形態の点だけから見ると、今後は 2 モータ方式の安全性確保と、相反モータ 4WD 方式の技術的検討 (前後の駆動力配分) が課題である。

## 2.4 相反モータ搭載四輪駆動車の実車特性

本節では、提案した相反モータ 4WD 駆動方式の実車走行特性を検討する。実車の製作にあたっては、図 2.4 のガソリン自動車を基盤としたコンパートを行った。モータ図 2.5 のように PM 型相反モータをベース車のトランスファ<sup>7</sup>が設置してある場所にフレームを溶接して搭載した。なお、その際回転方向を揃える為に後軸側のデファレンシャルギアを反転させて再取り付けを行った。搭載した PM 型相反モータの仕様を表 2.7 に示す。なお、寸法などの詳細は付録に記す。

また、図 2.6 にハードウェア構成を示す。モータ制御は TI 社 DSP (C32 50MHz) を使い、サンプリング速度 100  $\mu$ s で制御している。速度センサはレゾルバを用いているが、R/D コンバータは用いずにレゾルバ出力をそのまま A/D コンバータに取り込んで DSP 内でモータ位置を計算している。従って、A/D コンバータの入力は、モータ電機子電流  $I_u, I_v$ 、レゾルバ励磁電圧  $E_i$ 、左右レゾルバ出力  $V_{ra}, V_{rb}, V_{ia}, V_{ib}$ 、トルク指令値の計 8 入力である。なお、DSP からのゲート出力とインバータ主回路の間は光ケーブルを用いて絶縁してある。

モータ制御法は界磁の回転座標系 (d-q 座標系) において d 軸電流指令値を零にすることで、トルク制御を行っている。電流制御は PI 制御を用い、逆起電力の非干渉制御を行っている。図 2.7 に制御ブロック図を示す。なお相反モータの場合、次式のように制御される速度  $\omega_r$  は両ロータの相対回転速度である。

$$\omega_r = \omega_{r1n} - \omega_{rout} \quad (2.2)$$



図 2.4: 改造電気自動車ベース SUZUKI JIMNY M-JA71V

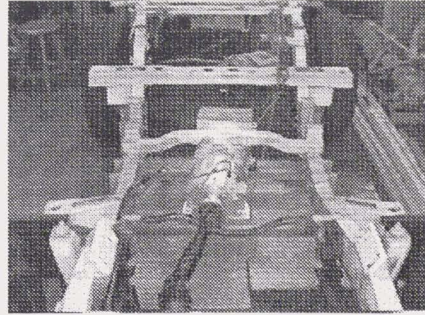


図 2.5: モータ配置図

種類	IPM 型相反モータ
定格出力	11 kW
定格トルク	29.2 N·m
定格速度	3600 r min <sup>-1</sup>
定格電機子電流	50 A
最大出力	15 kW
瞬時最大トルク	39.8 N·m
瞬時最大電機子電流	69 A
最高回転速度	4000 r min <sup>-1</sup>
誘起電圧定数	22.2 mV / r min <sup>-1</sup> / 相
重量	55.3 kg (リード線含む)

表 2.7: 電気自動車用相反モータ仕様

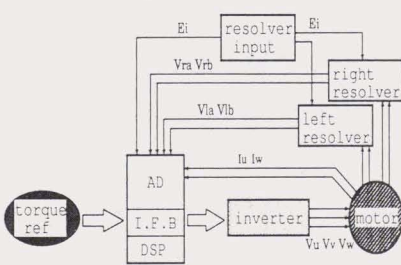


図 2.6: 電気自動車ハードウェア構成

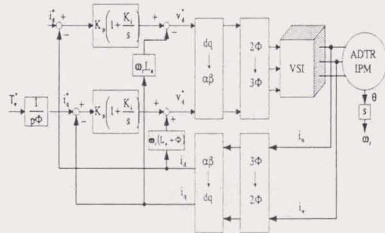


図 2.7: モータ制御ブロック図

大学構内において半径約 3m 程度の旋回を行った時の実験結果を図 2.8 に示す。図 2.8 は、前輪の方が後輪よりも速く回転している事を示している。これは、相反モータがセンターデファレンシャルギアの役目を担い、前後の速度差を吸収していることを示している。従って、四輪駆動車特有のタイトコーナーブレーキング現象が相反モータにより防がれている。

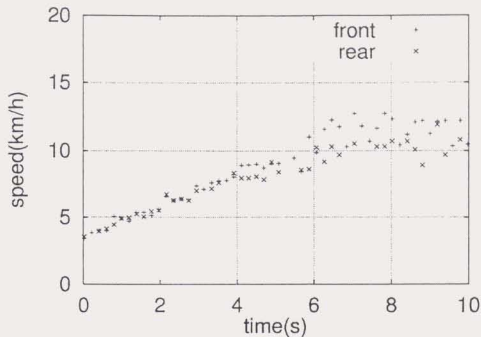


図 2.8: 新駆動系電気自動車の走行試験結果

## 2.5 まとめ

本章では普及型電気自動車駆動方式として相反モータを用いた四輪駆動方式を提案した。提案した駆動方式は他駆動方式と比較するとバランスのとれた性能を持ち、普及型電気自動車に適しているとの結論を得た。また、実車を製作しその性能を検証した。わずか1年たらずの製作日数は提案する駆動系が簡潔であり、製作コストがかからないことを示している。さらに走行試験においては相反モータがデファレンシャルギアの役割を果たすことで四輪駆動車独自のタイトブレーキング現象を防ぐ事を示し、その運動性能を実証できた。

## 第3章 相反モータを用いた速度センサレス制御

前述したように、通常のモータにおける速度は相反モータにおける両ロータの相対速度となる。従って、同期機、誘導機ともにトルク制御を行う場合には速度 (位置) 情報が必要となり<sup>1</sup>速度センサが二組必要である。これは、相反モータ使用における小型化などの利便性を失い、さらに電気自動車の部品コストの増加につながり欠点となる。本章では相反モータの速度センサレス化を目標に速度センサレス制御についての研究を行う。

### 3.1 電気自動車における速度センサレス制御の適用

#### 3.1.1 速度センサレス制御に適したモータ

現在、様々なモータが様々な用途に使用されているが、電気自動車用モータとして考えた場合、代表的なモータは誘導機と同期機である。同期機と誘導機の特性を比較してまとめると表 3.1[10] のようになる。一般論として、

	同期機	誘導機
最大効率 (%)	95~97	94 ~ 95
10%負荷時効率 (%)	90~92	79 ~ 85
最大回転数 ( $\text{min}^{-1}$ )	4,000~10,000	9,000~15,000
費用/軸出力 (\$/kW)	10 ~15	8 ~12
制御装置コスト	2.5	3.5
堅牢性	良	最良
信頼性	良	最良
高速回転	やや劣る	弱め界磁可能
コントローラ	1モータにつき1つ	複数モータ同時制御可能

表 3.1: 誘導機、同期機の特性比較

誘導機は堅牢、安価であり、同期機は効率面で誘導機に勝る。また、表 3.1 には同期機の高速回転性がやや劣るとあるが、最近では磁石材料の発達により弱め界磁も可能となった。

センサレスについては、誘導機は速度センサレス、同期機は位置センサレスが可能であるが、両者ともに以下に示した問題点を抱えている。

- 誘導機
  - パラメータ変動等による低速度推定が困難
  - 完全な零周波数における推定は困難を極める
- 同期機

<sup>1</sup>誘導機の場合はベクトル制御を適用する事が前提

- 停止時の速度推定が困難
- 円筒型における零速度推定は困難を極める

電気自動車においてより多く用いられるのは零速度であるから、両者とも課題となるのが零速度推定である。従って、センサレスの問題点においても両者に特筆すべき差異は見られない。又、現在発表されている電気自動車も、米国では誘導機が主体であり、日本では同期機が主体のように、はっきりとどちらのモータが適しているかは断言しかねる。しかし、本研究の目的である電気自動車の普及、低コスト化を観点においた場合は、より安価、堅牢である誘導機が適しているように思われる。従って、本研究では誘導機の色度センサレス化について研究する。

### 3.1.2 電気自動車における誘導機のトルク制御

誘導機のトルク制御法に関しては、従来のV/f方式が産業応用一般において用いられてきたが、V/f方式は低速度域におけるトルク不足(二次磁束の減少による)をはじめとする様々な問題がある。

電気自動車においては零速度からの高トルク応答が必要になる為、V/f方式は電気自動車の性能を十分に活かすことが出来ない。これに対しベクトル制御は発生トルク、速度制御範囲、速度制御誤差のいずれにおいてもV/f方式を上回る性能をもつ[11]。特筆すべきは、V/f方式が軽負荷時、及び過負荷時において必要以上の電流が流れるのに対して、ベクトル制御は要求トルクに対して必要以上の電流は流さないため、一充電走行距離の向上が期待できる。さらに、励磁電流を最適化した最大効率制御[12]など効率面での向上も可能である。

さらに、速度及び電圧センサを省略することにより、モータの小型化、低コスト化、メンテナンスフリーなどの利点を得られ、誘導機のメリットをより強く発揮する事が出来、電気自動車の低コスト化及び普及に対して大きく寄与することが出来る。

すでに定格速度付近においては、電圧・速度センサレスベクトル制御は十分高い制御性能を有しており、汎用インバータはもちろん電気自動車にも組み込まれた例がある[13]。しかし低速度においては、モータパラメータの変動、及びインバータ出力電圧オフセットなどの原因から、速度推定が困難である。電気自動車への応用を考える場合、発進時や坂道での使用を考慮しなければならず零速度を含む低速度域において精度良い推定が必要である。また、零速度制御が可能である場合、トルクコンバータが不要という利点も生まれ、ダイレクトドライブ方式も可能になり、部品点数の削減にも貢献できる。

以上から、本研究ではベクトル制御を用いた誘導機の零速度を含む低速度推定及び制御を目標とする。

## 3.2 速度センサレスベクトル制御法

### 3.2.1 座標変換

はじめに本論文で用いる座標系を定義する。誘導機のベクトル制御において使用する座標系は主に下の3つである。

- $\alpha - \beta$  座標系 (静止座標系: 固定子上に静止)
- $d - q$  座標系 (回転座標系: 電源角周波数  $\omega$  で回転)
- $\gamma - \delta$  座標系 (回転座標系: 任意の角周波数  $\omega_s, \delta$  で回転)

静止座標系では一次側及び二次側電流、及び電圧は周波が電源周波数  $\omega$  の交流である。この電源周波数にのつかった座標系が回転座標系であり、回転座標系で考えれば電流などは直流で解析できる。静止座標系から回転座標系への座標変換は式(3.1)で、逆変換は式(3.2)で定義される。

$$\mathbf{Rot}(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{Rot}(-\theta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

なお、本論文では静止座標系の信号には添え字<sub>s</sub>を用い、回転 ( $d-q$ ) 座標系の信号には添え字を用いない。また、誘導機の一次側の信号には添え字<sub>1</sub>、二次側の信号には添え字<sub>2</sub>を用いる。また、ベクトル、行列は太字で表すものとする。従って、

$\mathbf{v}_{1s}$ …静止座標系における一次電圧ベクトル

$\Phi_2$ …回転座標系における二次磁束ベクトル

$i_{1d}$ …回転座標系における一次電流  $d$  軸成分

のように表すものとする。

### 3.2.2 回路方程式と等価回路

上で述べた  $\gamma-\delta$  座標系における回路方程式を空間ベクトルで表すと次式のようになる。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{1\gamma\delta} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + pL_1)\mathbf{I} + \omega_{\gamma\delta}L_1\mathbf{J} & pL_m\mathbf{I} + \omega_{\gamma\delta}L_m\mathbf{J} \\ pL_m\mathbf{I} + (\omega_{\gamma\delta} - \omega_r)L_m\mathbf{J} & (R_2 + pL_2)\mathbf{I} + (\omega_{\gamma\delta} - \omega_2)L_m\mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{1\gamma\delta} \\ \mathbf{i}_{2\gamma\delta} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ここで

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$p = \frac{d}{dt} \quad (3.5)$$

であり、 $\omega_r$  は固定子からみた回転子の角速度、添字の 1,2 はそれぞれ固定子と回転子をあらわす。

また式 (3.3) は  $\omega_{\gamma\delta}=0$  のとき  $\alpha-\beta$  座標系の回路方程式になり、 $\omega_{\gamma\delta}=\omega$  のとき  $d-q$  座標系の回路方程式になる。

図 3.1 に誘導機の  $\alpha-\beta$  座標系等価回路 (係数変換したもの) を示す。一次側と二次側の巻線比を適当に選ぶことにより、二次側の洩れインダクタンスを 0 にできる。ただしこれは瞬時等価回路であり、速度起電力をもつ。

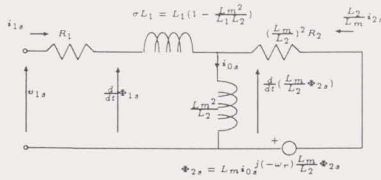
### 3.2.3 トルク

誘導機の発生トルクは固定子電流により生じる回転子鎖交磁束数とそれに直交する回転子電流の積であり、結果として次式で表される。

$$\begin{aligned} \frac{T_e}{N_p} &= \mathbf{i}_2^T \mathbf{J} \Phi_2 \\ &= -\frac{L_m}{L_2} \Phi_2^T \mathbf{J} \mathbf{i}_1 \end{aligned} \quad (3.6)$$

ここで  $N_p$  は極対数である。



図 3.1:  $\alpha - \beta$  座標系等価回路

## 3.2.4 すべり周波数形ベクトル制御

誘導機のすべり周波数ベクトル制御を一言で言うならばフレミングの法則の具現化である。つまり磁束の方向を一定に保ち、それと直交する方向に電流を制御することによりトルクを制御できる。今、トルクは式(3.6)を  $d-q$  座標系の各成分で表すならば、

$$\frac{T_e}{N_p} = \frac{L_m}{L_2} (\Phi_{2d} i_{1q} - \Phi_{2q} i_{1d}) \quad (3.7)$$

のようになり、 $q$  軸磁束を 0、 $d$  軸磁束を一定に制御するならば、トルクは  $q$  軸電流に比例する。よってすべり周波数ベクトル制御とは

- 磁束の方向を見つけ出し、一定に保つ ( $d$  軸に固定)
- 電流をそれと直交する方向 ( $q$  軸) にだけ流す

の 2 点から成る。このための制御則は以下の 3 つである。なお添字 \* は指令値を表す。

$$i_{1d}^* = \frac{1}{L_m} \Phi_{2d}^* + \frac{L_2}{L_m R_2} p \Phi_{2d}^* \quad (3.8)$$

$$i_{1q}^* = \frac{L_2}{L_m} \frac{T_e^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (3.9)$$

$$\omega_s = \omega - \omega_r = \frac{L_m R_2}{L_2} \frac{i_{1q}^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (3.10)$$

ここで式(3.8)～(3.10)で制御系を構成すれば、初期値によらず  $q$  軸鎖交磁束数  $\Phi_{2q}$  は 0 になり二次磁束は  $d$  軸に固定される。証明を付録に記す。

従って、それと直交する  $q$  軸に二次側電流を流せばトルクを  $q$  軸電流で独立して制御できる。以下、そのための条件を説明する。なお、図 3.1 をベクトル制御時の等価回路として  $d$  軸と  $q$  軸に分離したものを図 3.2, 3.3 に示す。なお、図中の  $\alpha$  は巻線比であり、この場合は

$$\alpha = \frac{L_m}{L_2} \quad (3.11)$$

である。

式(3.8)は磁束指令値から電流指令値を決定する式である。

$$\Phi_{2d} = L_m i_{0d} \quad (3.12)$$

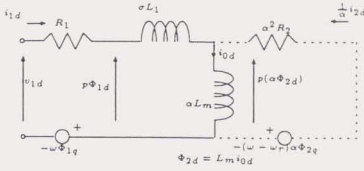


図 3.2: d 軸等価回路

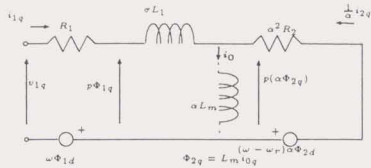


図 3.3: q 軸等価回路

より  $\Phi_{2d}$  をその指令値  $\Phi_{2d}^*$  にしたければ

$$i_{0d} = \frac{\Phi_{2d}^*}{L_m} \quad (3.13)$$

とすればよい ( $\Phi_{2d}$  が一定、 $\Phi_{2q}=0$  より、 $i_{2d}=0$  から  $i_{0d} = i_{1d}$ )。

次に式 (3.10) を説明する。式 (3.10) は  $i_{0q}$  を 0 に保つための条件である。 $\Phi_{2q}=0$  より  $i_{0q}$  は 0 となり、 $i_{1q}$  は全て二次抵抗側に流れ込む。このときの回転子側の合計電圧を図 3.3 から計算すると次式になる。

$$\left(\frac{L_m}{L_2}\right)^2 R_2 i_{1q} - (\omega - \omega_m) \left(\frac{L_m}{L_2}\right) \Phi_{2d} \quad (3.14)$$

式 (3.14) は式 (3.10) を代入すれば 0 になり、 $i_{1q}$  は電圧が 0 のほう (二次抵抗側) を流れようとする為、 $i_{0q}$  は 0 であり続ける。

さらに図 3.3 から 2 つの誘導起電力から外部に出ていく電力  $P_{out}$  を求めると

$$P_{out} = \omega_m \frac{L_m}{L_2} \Phi_{2d}^* i_{1q}^* \quad (3.15)$$

となる。これがパワーなので回転速度  $\omega_r$  で割ればトルクになる。これが式 (3.9) である。

以上より、すべり周波数ベクトル制御は回転子速度以外の情報を使用せずにトルクを線形制御できる。また二次抵抗を始めとするパラメータの値が実際の値とずれた場合、その補正機構が制御則に組み込まれていない為、トルク誤差につながる事が分かる。図 3.4 に、すべり周波数ベクトル制御ブロック図を示す。

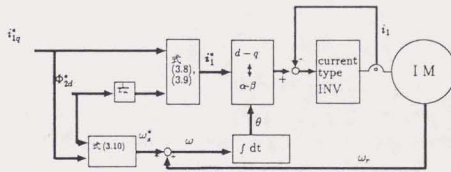


図 3.4: すべり周波数ベクトル制御ブロック図 [14]

また、図 3.4 では電流型インバータを用いているが、電圧型インバータの方がより汎用的である。従って、電流制御を含め、干渉分を考慮すると次の電圧指令値を得る [15]。

$$v_{1d}^* = K_{pd}\left(1 + \frac{1}{T_{dq}p}\right)(i_{1d}^* - i_{1d}) - \omega\sigma L_1 i_{1q} \quad (3.16)$$

$$v_{1q}^* = K_{pq}\left(1 + \frac{1}{T_{dq}p}\right)(i_{1q}^* - i_{1q}) + \omega L_1 i_{1d} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} v_{1\alpha}^* \\ v_{1\beta}^* \end{bmatrix} = \mathbf{Rot}(-\theta) \begin{bmatrix} v_{1d}^* \\ v_{1q}^* \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

ここで、

$$T_{dq} = \frac{\sigma L_1}{R_1} \quad (3.19)$$

であり、 $p$  は微分演算子である。なお、比例ゲイン  $K_{pd}, K_{pq}$  の決定については文献 [16] を参考にされたい。

### 3.2.5 速度センサレスベクトル制御

速度センサレス制御の原理は、モータの一次側の電圧降下の積分から二次磁束を推定し、二次磁束から速度を推定することである。

まず、速度の推定法を説明する。同期回転座標系 ( $d-q$  座標系) における回路方程式 (鉄損無視)(式 (1)) の第 2 行の各ベクトルと  $\mathbf{J}\Phi_2$  との内積をとり、すべり角周波数  $\omega_s$  について解き、二次磁束ベクトル  $\Phi_2$ 、二次電流ベクトル  $i_2$ 、二次抵抗  $R_2$  をそれぞれ推定値 (添字  $\hat{\cdot}$ ) に置き換えると、すべり角周波数推定値  $\hat{\omega}_s$  及びロータ角速度推定値  $\hat{\omega}_r$  を次式のように得る [18](導出を付録に記す)。

$$\hat{\omega}_s = -\hat{R}_2 \frac{\hat{i}_2^T \mathbf{J} \hat{\Phi}_2}{\|\hat{\Phi}_2\|^2} - \frac{p \hat{\Phi}_2^T \mathbf{J} \hat{\Phi}_2}{\|\hat{\Phi}_2\|^2} \quad (3.20)$$

$$\hat{\omega}_r = \omega - \hat{\omega}_s \quad (3.21)$$

式 (3.20) において  $\omega$  は電源角周波数であり、二次磁束ベクトルおよび二次電流ベクトルの推定値は次式で求める。

$$\hat{\Phi}_{2s} = \frac{L_2}{L_m} \left( \int (v_{1s}^* - R_1 i_{1s}) dt - \sigma L_1 i_{1s} \right) \quad (3.22)$$

$$\hat{\Phi}_2 = \mathbf{Rot}[\theta] \cdot \hat{\Phi}_{2s} \quad (3.23)$$

ここで

$$\theta = \int \omega dt \quad (3.24)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \quad (3.25)$$

である。また、本推定法では電圧センサレスを前提としているので、実電圧ではなく電圧指令値  $v_1^*$  を用いている。

実際には、モータ一次電流等は直流分を含んでいる場合があり、通常の理想積分器では出力が発散してしまう。そのため、式 (3.22) における積分を、一次ローパスフィルタで代用する。しかし、一次ローパスフィルタは低周波域において位相誤差を生ずるため、次式のように二次磁束の指令値を同じ時定数のフィルタに通し、二次磁束推定値に加えたものを使用すれば二次磁束推定値は実際値に一致する (図 3.5)[14] (証明を付録に記す)。

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{2s} &= \frac{\tau_1 p}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s}^* + \frac{1}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s}^* \\ &= \Phi_{2s} + \frac{1}{1 + \tau_1 p} (\Phi_{2s}^* - \Phi_{2s}) \end{aligned} \quad (3.26)$$

図 3.6 に本アルゴリズムを用いた速度センサレス速度制御系のブロック図を示す。ここで、図 3.6 中の  $e^{-T_s P}$  は時間  $T_s$  の遅れを表しており、本論文では  $T_s$  をサンプリングタイムにすることにより、1 サンプル遅れ ( $\frac{1}{2}$ ) となる。また、LPF はノイズ除去用の一次ローパスフィルタを示しており、時定数の設定に関しては過渡応答を妨げないように設計する必要がある。

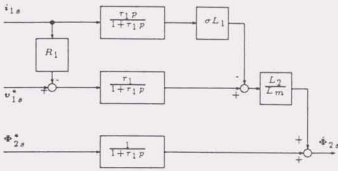


図 3.5: 二次磁束推定ブロック図

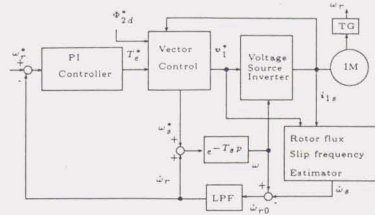


図 3.6: センサレス速度制御系ブロック図

図 3.7 に、図 3.6 による 20% 及び 100% 負荷時のシミュレーション結果を示す。速度指令値が零の状態での速度制御誤差は 0.5(rpm) 程度である (100% 負荷時で 1(rpm) 以内)。なお、式 (1) は鉄損を無視しているが、鉄損を考慮した場合でも鉄損抵抗が既知であれば同程度の性能を得られる。

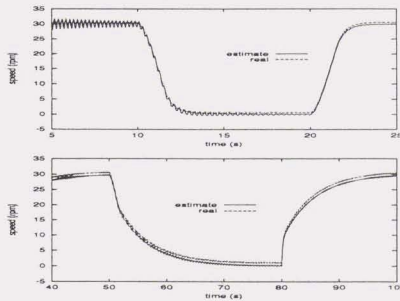


図 3.7: 加減速シミュレーション (上段:20%負荷、下段:100%負荷)

### 3.3 速度センサレスベクトル制御における問題点

図 3.7 に示したように、パラメータ誤差がなければ図 3.6 に示した速度センサレスベクトル制御系は低速域においても満足できる結果を得る事が可能である。しかし、現実には使用するパラメータが完全に実際値に一致することは殆どない。従って、パラメータ誤差が存在した場合の制御系の性能を考慮しなければならない。本節では重要なパラメータである二次抵抗、一次抵抗、出力電圧、もれインダクタンスについて、その変動の影響を考察する。

## 3.3.1 二次抵抗変動の影響

速度センサを用いてトルク制御をする場合、制御法によらず二次抵抗の変動はトルク誤差をもたらす。二次抵抗はモータ温度や周波数、負荷により変動するようである。しかし速度センサレスの場合、二次抵抗の変動に対していっさいトルク誤差が出現しない[19]。これは制御入力である静止座標上の電流、すなわちトルク分電流指令値 $i_q^*$ と電源周波数 $\omega$ が二次抵抗にロバストであることを示している(証明を付録に記す)。

一方、速度制御時には二次抵抗の変動が比例的に制御誤差を生じる。これは速度制御ループが付け加えられたことによる。つまり $\omega_r$ が実速度とずれるため、そのフィードバックにより、トルク分電流指令値 $i_q^*$ が二次抵抗の変動を受けてしまうからである。従って、二次磁束が完全に推定できた場合でも、二次抵抗の推定誤差が生じた場合にはその誤差に比例した速度制御誤差を生じてしまう。

今、二次抵抗推定値が真値に対して次式のような関係を持っているとする。

$$\hat{R}_2 = \eta R_2 \quad (3.27)$$

二次磁束推定誤差がないならば<sup>2</sup>、この時のすべり及び速度推定誤差は次式のようにになる。

$$\hat{\omega}_s = \eta \omega_s \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= \omega - \hat{\omega}_s \\ &= \omega_r + (1 - \eta)\omega_s \end{aligned} \quad (3.29)$$

従って、二次抵抗推定値が真値よりも小さかった場合( $\eta < 1$ )は速度推定値は実速度よりも大きく推定される。さらに、その誤差の大きさはすべりで決まるものであり、周波数には関係がない。つまり、負荷が一定であるならば二次抵抗推定誤差による速度推定誤差は一定値となる。

図 3.8 に二次抵抗誤差 50% ( $\eta = 0.5$ ) のときのシミュレーション結果を示す(20%負荷)。また、図 3.9 に二次抵抗設定値を二次抵抗値の $\pm 5\%$ 、及び $\pm 10\%$ ずらした場合の速度と速度推定値のシミュレーション結果(50%負荷)を示す。図 3.8 より速度推定誤差が周波数に関係なく一定であり、さらにその誤差を割合で考察するならば、図 3.9 より 100(rpm) 以下の速度でその影響は大である。

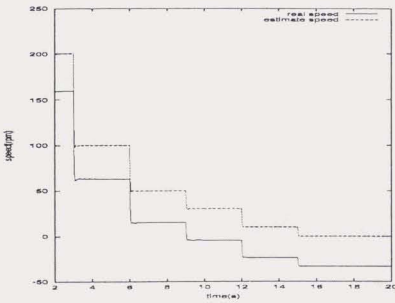


図 3.8: 二次抵抗誤差時の速度推定誤差(20%負荷)

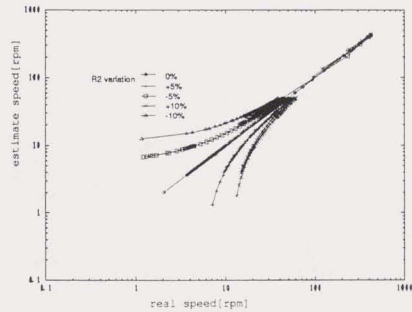


図 3.9: 二次抵抗設定誤差による速度推定誤差(50%負荷:対数)

<sup>2</sup>本推定法では二次磁束は二次抵抗にロバストに推定される

## 3.3.2 一次抵抗誤差の影響

一次抵抗誤差が生じた場合の速度推定に与える影響を考察する。一次抵抗は直流試験で測定可能であるが、モータ温度による変動や周波数による変動があるために、必ずしも直流試験の値と一致するわけではない。

一次抵抗は式(3.22)において二次磁束推定のみを使用する。今、一次抵抗推定値に対し一次抵抗真値が次式の関係を持っていると仮定する。

$$R_1 = \hat{R}_1 + \Delta R_1 \quad (3.30)$$

簡単のために、二次磁束推定には純積分を使用するものとするれば、二次磁束推定誤差は

$$p(\Phi_{2s} - \hat{\Phi}_{2s}) = \omega J (\Phi_{2s} - \hat{\Phi}_{2s}) = \frac{1}{\alpha} \Delta R_1 \dot{i}_{1s} \quad (3.31)$$

$$(\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}) = \frac{1}{\alpha \omega} J \dot{i}_{1s} \quad (3.32)$$

$$\|\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}\| = \frac{1}{\omega} \frac{1}{\alpha} \Delta R_1 \|\dot{i}_{1s}\| \quad (3.33)$$

のようになり、負荷、磁束一定の基では周波数に反比例する。ここで $\alpha$ は $\frac{L_2}{L_1}$ の巻線比である。すなわち、低速に移行するに従って磁束推定誤差が増加し、速度推定誤差が増加する。このことが、速度センサレス制御において低速推定を困難にしている一要因である。また、式(3.22)を使用して磁束推定を行う限り、零周波数においては磁束推定誤差無限大となり、零周波数での推定が実験上不可能であることも理解出来る。

図3.10に20%負荷時に20%の一次抵抗推定誤差がある時の磁束及び速度推定誤差を示す(シミュレーション)。速度の減少につれて、二次磁束推定誤差が増加し、それに伴い速度推定誤差も増加している事が理解出来る。

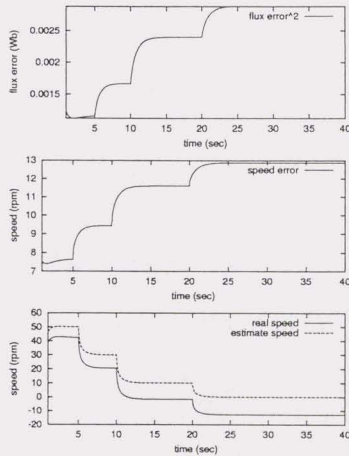


図 3.10: 一次抵抗誤差時の速度、磁束推定誤差 (上段: $\|\Phi_{2s} - \hat{\Phi}_{2s}\|^2$ 、中段: $\hat{\omega}_r - \omega_r$ 、下段: $\omega_r, \hat{\omega}_r$ )

次に二次磁束推定に式(3.26)を用いた場合の磁束推定誤差を考察する。一次抵抗誤差が式(3.30)で示されたと

すると、定常状態を考え  $\frac{d}{dt}x = \omega Jx$  とおいて<sup>3</sup>二次磁束推定値は次式となる [14]。

$$\hat{\Phi}_{2s} = \Phi_{2s} + \frac{1}{1 + (\tau_1 \omega)^2} (1 - \tau_1 \omega J) (\Phi_{2s}^* - \Phi_{2s}) + \frac{1}{\alpha} \tau_1 \Delta R_1 \frac{1}{1 + (\tau_1 \omega)^2} (1 - \tau_1 \omega J) i_1 \quad (3.34)$$

ここで  $\hat{\Phi}_{2s}$  の  $\Phi_{2s}^*$  成分を  $\hat{\Phi}_{2sR}$ 、それと直交する成分を  $\hat{\Phi}_{2sI}$  とし、同様に実磁束、一次電流も  $\Phi_{2sR}$  と  $\Phi_{2sI}$ 、 $i_{1sR}$  と  $i_{1sI}$  に分離する<sup>4</sup>と次式を得る。

$$\hat{\Phi}_{2sR} = \frac{1}{1 + (\omega \tau_1)^2} \Phi_{2s}^* + \frac{\omega \tau_1}{1 + (\omega \tau_1)^2} (\omega \tau_1 \Phi_{2sR} - \Phi_{2sI}) + \frac{\tau_1}{1 + (\omega \tau_1)^2} \frac{\Phi_{2s}^*}{L_m^*} (1 + \omega \tau_1 \frac{i_{1sI}}{i_{1sR}}) \frac{1}{\alpha} \Delta R_1 \quad (3.35)$$

$$\hat{\Phi}_{2sI} = -\frac{\omega \tau_1}{1 + (\omega \tau_1)^2} \Phi_{2s}^* + \frac{\omega \tau_1}{1 + (\omega \tau_1)^2} (\Phi_{2sR} + \omega \tau_1 \Phi_{2sI}) - \frac{\omega \tau_1^2}{1 + (\omega \tau_1)^2} \frac{\Phi_{2s}^*}{L_m^*} (1 - \frac{1}{\omega \tau_1} \frac{i_{1sI}}{i_{1sR}}) \frac{1}{\alpha} \Delta R_1 \quad (3.36)$$

ここで  $\hat{\Phi}_{2sI} = 0$  を仮定すると<sup>5</sup>式 (3.36) より

$$\Phi_{2sI} = \Phi_{2s}^* \left( \frac{1}{\omega \tau_1} \left( 1 - \frac{\Phi_{2sR}}{\Phi_{2s}^*} \right) + \frac{1}{\alpha} \frac{\Delta R_1 \tau_1}{L_m^*} \frac{1}{\omega \tau_1} \left( 1 - \frac{1}{\omega \tau_1} \frac{i_{1sI}}{i_{1sR}} \right) \right) \quad (3.37)$$

を得る。上式を式 (3.35) に代入して整理すると二次磁束推定値は

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{2sR} &= \Phi_{2sR} + \frac{1}{\alpha} \frac{\Delta R_1}{\omega L_m^*} \frac{i_{1sI}}{i_{1sR}} \Phi_{2s}^* \\ &= \Phi_{2sR} + \frac{1}{\alpha} \frac{\Delta R_1}{\omega} i_{1sI} \end{aligned} \quad (3.38)$$

となり式 (3.32) と同様になる (ただし  $\hat{\Phi}_{2sI} = 0$  が仮定であり、実現方法は一次抵抗同定の章で述べる)。

### 3.3.3 出力電圧誤差の影響

出力電圧誤差に関しては、電圧センサを用いない場合はインバータのデッドタイム及びオン電圧降下により出力電圧は電圧指令値に一致せず、しかもその誤差の大きさは低電圧領域で顕著であり、低速度推定を困難とさせる一要因となっている。また、電圧センサを用いた場合でも、A/D コンバータのオフセット及び電圧トランスによる位相誤差など、正確に電圧を検出する事も困難である。

今、電圧センサレスを前提にして、出力電圧と電圧指令値が次のような関係を持つているとする。

$$v_1^* = \beta v_1 e^{j\theta_v} \quad (3.39)$$

ここで  $\beta$  は振幅誤差の係数、 $\theta_v$  は位相誤差である。このとき二次磁束推定誤差は二次磁束推定に純積分の使用を仮定して

$$p(\Phi_{2s} - \hat{\Phi}_{2s}) = \omega J(\Phi_{2s} - \hat{\Phi}_{2s}) = \frac{1}{\alpha} (v_{1s}(1 - \beta e^{j\theta_v})) \quad (3.40)$$

$$(\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}) = \frac{1}{\alpha \omega} J v_{1s} (1 - \beta e^{j\theta_v}) \quad (3.41)$$

$$\|\Phi_{2s} - \hat{\Phi}_{2s}\| = \frac{1}{\alpha \omega} \|v_{1s}\| \sqrt{1 - 2\beta \cos \theta_v + \beta^2 \cos^2 \theta_v} \quad (3.42)$$

となる。式 (3.32) と比較すると誤差の出方が全く同じことが分かる。

<sup>3</sup>  $x = \|x\| e^{j\theta}$ ,  $\frac{d}{dt}x = \omega \|x\| e^{j\theta}$  としている。

<sup>4</sup>  $d-q$  座標系における議論と等価である。  $\|\Phi_{2s}^*\| = \Phi_{2s}^*$ ,  $\Phi_{2sI} = 0$

<sup>5</sup> 文献 [14] のシステムでは  $L_m^* = L_m$  であれば  $\hat{\Phi}_{2sI} = 0$  であるが、本方式の場合は一次抵抗の推定誤差があると  $\hat{\Phi}_{2sI} \neq 0$  である。

### 3.3.4 もれインダクタンス変動の影響

もれインダクタンスも負荷や周波数によって変動する。今、もれインダクタンスの誤差を次式で定義する。

$$\sigma L_1 = \hat{\sigma} L_1 + \Delta \sigma L_1 \quad (3.43)$$

このときの二次磁束の推定誤差は二次磁束推定に純積分を仮定して以下で表される。

$$p(\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}) = p \frac{1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 \dot{i}_{1s} \quad (3.44)$$

$$\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s} = \frac{1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 \dot{i}_{1s} \quad (3.45)$$

式(3.45)から分かるように、もれインダクタンスの設定誤差が一定の場合は磁束推定誤差も一定となり周波数依存性はない事が分かる。なお、一次抵抗の例からも分かるように、二次磁束推定に式(21)を用いた場合でも式(3.45)は成立する。

### 3.3.5 総合的な影響

以上から、一次抵抗、出力電圧、もれインダクタンスの推定及び設定誤差が生じた場合は式(3.32)、(3.41)、(3.45)から次式の二次磁束推定誤差を得る。

$$\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s} = \frac{1}{\alpha \omega} \Delta R_1 \mathbf{J} i_{1s} + \frac{1}{\alpha \omega} \mathbf{J} v_{1s} (1 - \beta e^{j\theta_v}) + \frac{1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 \dot{i}_{1s} \quad (3.46)$$

今、二次磁束推定軸と指令軸が一致していると仮定する ( $\hat{\Phi}_{2st} = 0$ ) と式(3.46)を  $d-q$  変換して各成分にて表示すると

$$\begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{2d} - \Phi_{2d} \\ 0 - \Phi_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\alpha \omega} \Delta R_1 \begin{bmatrix} -i_{1q} \\ i_{1d} \end{bmatrix} + \frac{1}{\alpha \omega} \begin{bmatrix} (1 - \beta \cos \theta_v) & -\beta \sin \theta_v \\ \beta \sin \theta_v & (1 - \beta \cos \theta_v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -v_{1q} \\ v_{1d} \end{bmatrix} + \Delta \sigma L_1 \begin{bmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

のようになる。

## 3.4 二次抵抗同定法

### 3.4.1 定常状態における二次抵抗推定

式(1)の第2行から  $\omega_s$  を消去し、二次電流ベクトル及び二次磁束ベクトルを推定値で置き換えると、次式の二次抵抗推定値を得る [20](導出を付録に記す)。

$$\hat{R}_2 = -\frac{p \hat{\Phi}_2^T \hat{\Phi}_2}{\dot{i}_2^T \hat{\Phi}_2} \quad (3.48)$$

式(3.48)は、理想的なすべり周波数型ベクトル制御における二次抵抗同定が不可能であることを示している。すなわち、二次磁束を一定に保つ場合には分子が0となり、また二次磁束ベクトルが二次電流ベクトルとの直交性を保つことから分母も0となり、これらが成立する定常状態においては、二次抵抗が正しく同定出来ないことが分かる。実際には式(3.48)の分子、分母とも電源周波数のリップルが生じ0とはならないが、この場合も推定はできない [21]。



### 3.4.2 既存の二次抵抗同定法

上記、速度と二次抵抗の同時推定の問題に対し、スロット高調波を用いる方法 [22][6] や励磁電流指令値に交流分を加える方法 [21] も提案されているが、スロット高調波を用いる方法では、特に低速度域においてスロット高調波自体の測定が難しく、二次抵抗推定が困難になる。また、励磁電流に交流分を加える方法ではトルクや実速度にリップルを生じる、さらに交流分による騒音などの問題点がある。特に電気自動車をアプリケーションに考えた場合は、トルクリップルや騒音は決して歓迎されるものではなく、可能ならば信号は何も印加せずに抵抗同定を行うことが望ましい。

従って、本論文では印加信号を一切加えずに二次抵抗を同定する手法を提案する。

### 3.4.3 過渡状態における二次抵抗推定

図 3.11 に速度を 150[rpm] から 100[rpm] までステップダウンさせた場合における二次磁束の大きさの変化を示す。

図 3.11 に示すように、速度変化時などの過渡状態においては、 $d-q$  軸間における干渉や速度制御ゲインなどの影響により二次磁束が過渡的に変化するので、過渡状態における二次抵抗推定値は、式 (3.48) において分子、分母ともに 0 とはならず、式 (3.48) によりある程度推定出来る。ここである程度と記したのは、実際は外乱等の影響を受けるので、そのまま用いたのでは推定は出来ないからである。従って、過渡状態における推定値を精度良く取り

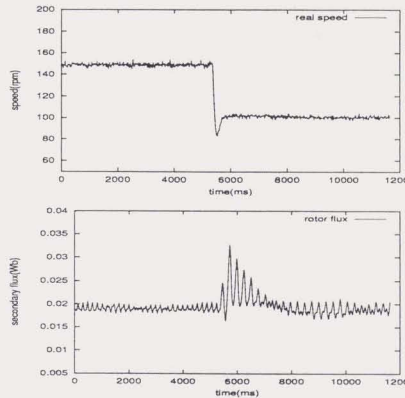


図 3.11: 速度変化時の二次磁束の大きさの変化 (実験)

出し、定常状態では前の推定値を保持するようなアルゴリズムにより、速度と二次抵抗の同時同定が可能になる。ただし、二次抵抗が急速に変化する場合は適用が困難であるが、一般に二次抵抗の変化は十分遅いと考えられるため同定が可能である。

3.4.4 最小二乗法による同定

上記アルゴリズムの実現には最小二乗法を適用した。過渡時に推定された二次抵抗値の確率的平均を取ることに  
より、精度良い推定が可能である。具体的には式 (3.48) を次式のように変形する。

$$\frac{1}{2}p\|\hat{\Phi}_2\|^2 = -\hat{R}_2\hat{i}_2^T\hat{\Phi}_2 \tag{3.49}$$

ここで微分の問題を避けるために、式 (3.49) の両辺に  $\frac{1}{1+\tau_2p}$  を乗ずると

$$\frac{p}{1+\tau_2p}\|\hat{\Phi}_2\|^2 = -2\hat{R}_2\frac{1}{1+\tau_2p}\hat{i}_2^T\hat{\Phi}_2 \tag{3.50}$$

となり、

$$y \triangleq \frac{p}{1+\tau_2p}\|\hat{\Phi}_2\|^2 \tag{3.51}$$

$$u \triangleq -2\frac{1}{1+\tau_2p}\hat{i}_2^T\hat{\Phi}_2 \tag{3.52}$$

$$\hat{\theta}_R \triangleq \hat{R}_2 \tag{3.53}$$

と置き換えると、式 (3.50) は

$$y = \hat{\theta}_R u \tag{3.54}$$

となり、 $\hat{\theta}_R$  を同定対象とする最小二乗法推定のモデルに帰着される。実際には  $\frac{1}{1+\tau_2p}$  を一次ローパスフィルタで、  
 $\frac{p}{1+\tau_2p}$  を一次ハイパスフィルタで実現する。図 3.12 に二次抵抗同定のブロック図を示す。以上を離散時間モデルに

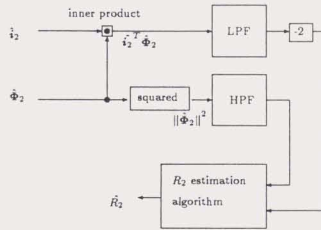


図 3.12: 二次抵抗同定ブロック図

変形し、逐次型最小二乗法のアルゴリズム [23] を適用し、閾値を設けることで定常状態においては推定せず、過渡  
状態においてのみ推定値を更新するアルゴリズムを次式のように得る。

$$\hat{\theta}_R[N] = \hat{\theta}_R[N-1] + k[N](y[N] - u[N]\hat{\theta}_R[N-1]) \tag{3.55}$$

$$k[N] = \begin{cases} \frac{P[N-1]u[N]}{\rho + u^2[N]P[N-1]} & y[N] \geq \alpha \\ 0 & y[N] \leq \alpha \end{cases} \tag{3.56}$$

$$P[N] = (1 - k[N]u[N])P[N-1]\frac{1}{\rho} \tag{3.57}$$

ここで  $\rho$  は忘却係数、 $\alpha$  は閾値である。

式(3.56)により定常、及び過渡状態の判別を行ない、定常状態においては $k[N] = 0$ とすることで $\hat{\theta}_R$ は更新されずに前の値を保持する。また、過渡状態において $\hat{\theta}_R$ は忘却係数 $\rho$ に従い更新される。図3.13に本アルゴリズムを用いた速度及び二次抵抗の同定結果(シミュレーション)を示す。

図3.13では、時刻2秒及び4秒において二次抵抗の真値を規定値の±10%変化させ、時刻3秒及び5秒において速度指令値を変化させている。定常状態においては二次抵抗真値の変化により速度推定誤差を生じているが、速度変化後の過渡状態において、瞬時に二次抵抗推定値が真値に追従し速度推定誤差がなくなっていることが分かる。

以上から過渡状態において精度良い二次抵抗の同定が可能なが示された。しかし、本アルゴリズムは閾値及び忘却係数の決定にはノウハウがあり、実機に適用する際には現場での調整が伴うと思われる。

### 3.4.5 固定ゲイン則による同定

上記、忘却係数の決定法の問題を避けるためには、忘却係数がアルゴリズム内に存在しない次式で表される固定ゲイン則が都合良いと考えられる。

$$\hat{\theta}_R[N] = \hat{\theta}_R[N-1] + P[0]u[N]e[N] \quad (3.58)$$

$$e[N] = \frac{y[N] - \hat{\theta}_R[N-1]u[N]}{1 + u[N]^2 P[0]} \quad (3.59)$$

ここで各変数は最小二乗法の場合(式(3.51)～式(3.53))と同一である。また、本アルゴリズムは固定トレース則[24]において、同定対象がスカラ、すなわちゲイン行列 $P[N]$ がスカラである場合に相当する。

理論的に本アルゴリズムでは、ゲイン $P[0]$ により収束速度が決定されるために、 $P[0]$ を大きく選べば同定対象は真値に素早く収束する。しかし、実際には $P[0]$ を大きく選んだ場合、ある種の外乱に敏感になり同定値が振動してしまふことがあり、 $P[0]$ が小さすぎる場合には、収束性が悪化してしまう為、 $P[0]$ は最適に選ぶ必要がある。また、本アルゴリズムでは定常状態において入力 $u[N]$ が0になった場合、式(3.58)に従い $\hat{\theta}_R[N]$ は更新されないために、最小二乗法の場合と異なり閾値は必要とならない。しかし、実際にはわずかなリップル等が存在するために、定常状態において完全に0とはならず、微小幅の閾値を用いて入力を0にする必要がある。

図3.14に二次抵抗真値をランプ状に増加させた場合の速度及び二次抵抗の同定結果(シミュレーション)を示す。

図3.14より二次抵抗同定値が二次抵抗真値の変化に速度過渡状態においてのみ追従しており最小二乗法同様正しく同定出来ていることがわかる。

### 3.4.6 実験による同時推定

表3.2に示す電気自動車用相反型誘導機において、アウトロータをロックし、インナロータを回転させて実験を行なった。ただし使用した相反型誘導機はその構造上スリップリングを持つために、電流値により一次抵抗値が変化する[2]。従って表3.2に示した一次抵抗値は平均値であり、実験では次節に示したように一次抵抗をオフラインで推定した。

実験装置の構成を図3.15に示す。ベクトル制御及び速度と二次抵抗の同定はTI社DSP(TMS320C32 50MHz)を使用し、サンプリング周期( $T_s$ )200(us)で計算を行なっている。インバータのPWM波形生成、及びゲート指令値生成はNEC社DSP(uPD77230)を用い、キャリア周波数2.5KHzで駆動している。インバータ主回路には日立MOS-FET(2SK2586)を用い、デッドタイムによる出力電圧減少の影響を少なくするために電源電圧は30[V]とした。なお、実験装置の詳細は付録に記すものとする。

負荷装置は750[W]のDC発電機を用い、励磁巻線に抵抗を接続し100[V]の電圧をかけることで定格の20%負荷を実現した。

前節で述べた固定ゲイン則を用いて、定格の20%負荷時に速度指令値を100[rpm]から150[rpm]に変化させた場合の速度と二次抵抗の同定結果を図3.16に示す。なお、 $P[0]$ の値は1とし、フィルタ時定数 $\tau_1 = 1$ 、 $\tau_2 = 0.05$ と

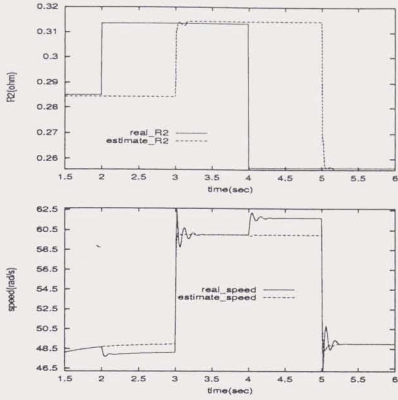


図 3.13: 最小二乗法を用いた速度と二次抵抗の同時同定結果 (シミュレーション)

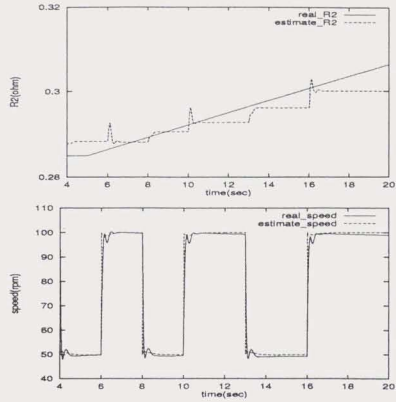


図 3.14: 固定ゲイン則による速度及び二次抵抗推定結果 (シミュレーション)

定格電力	0.75(kW)	$R_1$	0.435( $\Omega$ )
定格トルク	4.8(N·m)	$R_2$	0.285 ( $\Omega$ )
定格速度	1500(rpm)	$L_2$	24.07(mH)
極数	4	$L_1$	23.97(mH)
		$L_m$	22.94(mH)

表 3.2: 相反型誘導機定格値

した。

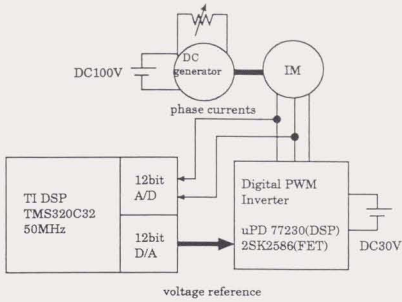


図 3.15: 実験装置構成

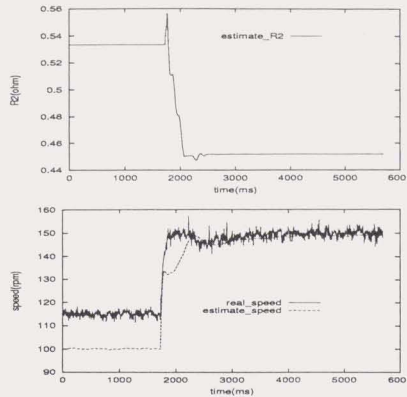


図 3.16: 速度と二次抵抗の同時同定結果 (実験)

図 3.16 より 100[rpm] 指令時には二次抵抗誤差による速度推定誤差及び制御誤差が現れているが、速度指令値を 150[rpm] に増加させた瞬間に、二次抵抗推定値が更新を始め、定常状態においては速度推定誤差がなくなっていることから、正しく二次抵抗が同定出来ていることが分かる。

なお本実験では、まず無負荷において速度センサレスで駆動し、一次抵抗の同定を行なうことで、実際の速度と推定速度が一致することを確認し負荷を投入した。従って、負荷がある上での速度推定誤差は二次抵抗の設定及び推定誤差が支配的であり、二次抵抗の同定により速度推定誤差がなくなることで、二次抵抗が正しく同定出来ることになる。一次抵抗の同定については次節を参照されたい。

### 3.4.7 同定に必要な収束時間 $\tau_c$ について

前節で述べた固定ゲイン則の収束時間について考察する。式 (3.59) を式 (3.58) に代入すると次式を得る。

$$\hat{\theta}_R[N] = \frac{1}{1 + u^2[N]P[0]} \hat{\theta}_R[N-1] + \frac{u[N]P[0]y[N]}{1 + u^2[N]P[0]} \quad (3.60)$$

式 (3.60) は  $\frac{1}{1 + u^2[N]P[0]}$  の大きさにより収束速度が決定されることを示している。この場合  $\hat{\theta}_R$  の変化に関する時定数  $\tau_c$  は等価的に次式で求められる。

$$\frac{1}{1 + u^2[N]P[0]} = \exp\left(\frac{-T_s}{\tau_c}\right) \quad (3.61)$$

ここで  $T_s$  はサンプリング時間である。従って  $\tau_c$  について解くと、

$$\tau_c = \frac{T_s}{\ln(1 + u^2[N]P[0])} \quad (3.62)$$

となる。入力信号  $u[N]$  が時定数  $\tau_c$  よりも短い時間に消滅する場合は、同定値が収束する前に入力信号がなくなってしまうことになるので収束誤差を生じることが予想され、一般に  $\tau_c$  は短い方が好ましい。しかし、一回の入力で収束しない場合でも、何回かの入力を繰り返すことで同定値は真値に収束する。

## 3.4.8 速度変化幅が小さい場合の同定

固定ゲイン則では  $P[0]$  を一定に定めている為に、過大な速度変化による入力  $u[N]$  が入ってきた場合は、式 (3.60) において  $P[0]$  の値を大きく選んだ場合に相当し、式 (3.62) により  $\tau_c$  が小さくなるが、反面、外乱に敏感になり  $\hat{\theta}_R[N]$  が振動してしまう。また、 $u[N]$  が小さい場合には  $P[0]$  が小さい場合に相当し、式 (3.62) により  $\tau_c$  が大きくなり、同定値の収束性が悪化してしまう。この問題は  $P[0]$  を可変にする次式の時変アルゴリズム (上限トレース則) [24] を用いることで解決できる。

$$\hat{\theta}_R[N] = \hat{\theta}_R[N-1] + P[N-1]u[N]e[N] \quad (3.63)$$

$$e[N] = \frac{y[N] - \hat{\theta}_R[N-1]u[N]}{1 + u[N]^2 P[N-1]} \quad (3.64)$$

$$P[N] = \frac{1}{\lambda_1[N]} \left[ P[N-1] - \frac{P^2[N-1]u^2[N]}{1 + u^2[N]P[N-1]} \right] \\ \triangleq \frac{1}{\lambda_1[N]} P'[N] \quad (3.65)$$

$$\lambda_1[N] = \max\left(\lambda, \frac{P'[N]}{\gamma}\right) \quad (3.66)$$

$$\gamma \geq P[0] \quad (3.67)$$

$$0 < \lambda < 1 \quad (3.68)$$

本アルゴリズムの場合、 $P[N]$  の上限が  $\gamma$  で決定され、 $u[N]$  が大きい時には  $P[N]$  が小さく選ばれ、逆に  $u[N]$  が小さい時には  $P[N]$  が大きく選ばれるので、上記収束性の問題が解決される。また、忘却係数  $\lambda_1[N]$  も自動的に決定される。

図 3.17 に速度変化が 140[rpm] から 160[rpm] と小さい場合の同定結果を示す。図 3.17 より速度変化が小さい場合、つまり入力  $u[N]$  が小さい場合でも正しく同定できていることが分かる。

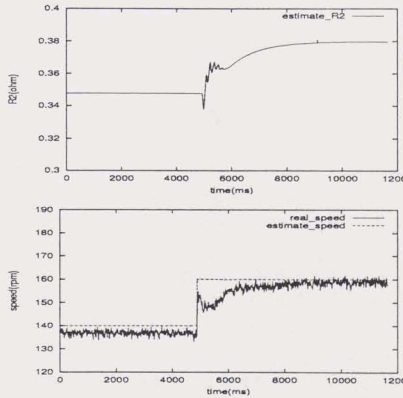


図 3.17: 速度変化が小さい場合の速度と二次抵抗の同時同定結果 (実験)

### 3.5 一次抵抗同定法

#### 3.5.1 二次磁束推定法による一次抵抗の低感度化

式(21)により二次磁束推定を行う場合、時定数 $\tau_1$ の選択により一次抵抗誤差による二次磁束推定誤差の感度を下げることが可能である[14]。二次磁束推定軸と指令軸の一致、さらにもれインダクタンス誤差と出力電圧誤差がないものと仮定すれば、式(3.37)より一次抵抗誤差を含めて次式の関係を得る。

$$\frac{\hat{\Phi}_{2sI}}{\Phi_{2sR}} = \frac{\Phi_{2s}^*}{\Phi_{2sR}} \left( \frac{1}{\omega\tau_1} \left( 1 - \frac{\Phi_{2sR}}{\Phi_{2s}^*} \right) + \frac{\Delta R_1 \tau_1}{L_m^*} \frac{1}{\omega\tau_1} \left( 1 - \frac{1}{\omega\tau_1} \frac{i_{1sI}}{i_{1sR}} \right) \right) \quad (3.69)$$

ここで次のような係数を定義する。

$$\nu \triangleq \frac{\hat{\Phi}_{2sI}}{\Phi_{2sR}} \quad \xi \triangleq \frac{\Phi_{2sR}}{\Phi_{2s}^*} \quad \lambda^* \triangleq \omega_r^* T_2^* \quad \mu \triangleq \frac{i_{1sI}}{i_{1sR}} \quad \Delta r_1 \triangleq \frac{\Delta R_1}{R_1^*} \quad k_r \triangleq \frac{R_1^*}{R_2^*} \quad \chi \triangleq \frac{\tau_1}{T_2^*}$$

$T_2$ は二次時定数 $\frac{L_2}{R_2}$ である。上記関係を用いると式(3.69)は次式となる。

$$\nu = \frac{1}{\chi} \left( \frac{1}{\xi(\lambda + \mu)} (1 - \xi) + k_r \Delta r_1 \frac{\lambda + \mu(1 - \frac{1}{\chi})}{(\lambda + \mu)^2} \right) \quad (3.70)$$

ここで

$$\lambda + \mu \left( 1 - \frac{1}{\chi} \right) = 0$$

すなわち  $\chi = \frac{\mu}{\lambda + \mu}$

に選べば、式(3.70)の一次抵抗に関する項は零になる。特に、 $\lambda \ll \mu$ の範囲では、 $\chi = 1$ に選べばよい。つまり

$$\tau_1 = T_2^* \quad (3.71)$$

に選ぶことにより、低速度域での一次抵抗の感度を下げることが出来る。

#### 3.5.2 一次抵抗同定法

前節の一次抵抗の低感度化の条件は $\lambda \ll \mu$ であり、速度零以外の軽負荷時などにはこの条件を満たさないことが分かる。また、本方式では一次抵抗の誤差により $\hat{\Phi}_{2sI} \neq 0$ であり、前節の仮定が成立しない。従って、全ての速度域で一次抵抗を同定する必要がある。

同定法は仮定を満足させるために二次磁束指令値と推定値の一致を図る。このために、図3.18に示すように、二次磁束指令値と推定値のPI制御器の出力を一次抵抗推定値とすることで、二次磁束の指令値と推定値は一致し、一次抵抗推定値は真値に一致する(証明を付録に記す)。

図3.20に上記一次抵抗同定法のシミュレーション結果を示す。負荷は20%であり、一次抵抗設定値は真値の80%、速度指令値は10(rpm)である。時刻15秒において一次抵抗同定を開始した。定常状態においては二次磁束推定値は二次磁束真値にはほぼ一致し、一次抵抗推定値も真値に一致している。その結果、速度推定誤差もほぼ零へ収束していることが分かる。また、図3.21に無負荷時の実験結果を示す。実験装置は図3.15と同様である。実験においても正しく同定出来ていることが確認できる。なお、収束結果は変化しないが、安定性を考慮して図3.18の改良として次節以降次式を使用する(図3.19)。定常状態における二次磁束の振る舞いは図3.18と全く同じである。

$$\hat{r}_1 = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) i_1^T J (\Phi_2^* - \hat{\Phi}_2) \quad (3.72)$$

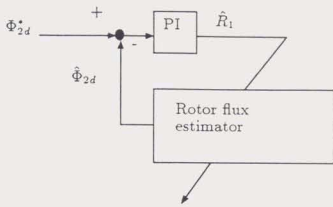


図 3.18: 一次抵抗同定ブロック図

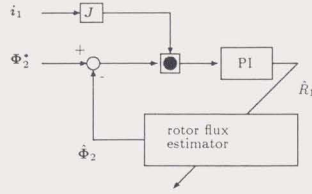


図 3.19: 安定性を考慮した一次抵抗同定ブロック図

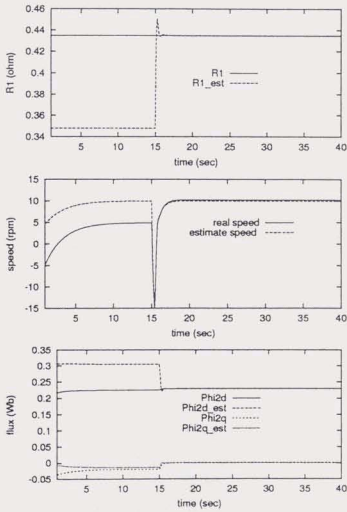


図 3.20: 一次抵抗同定結果 (シミュレーション)

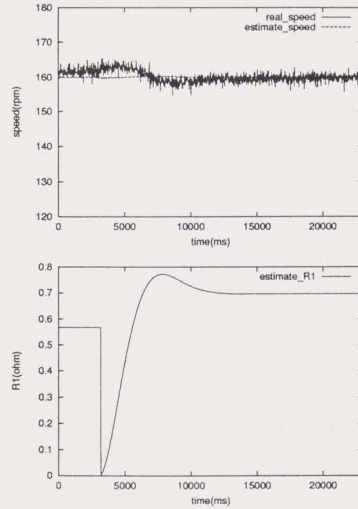


図 3.21: 一次抵抗同定結果 (実験)



### 3.6 零速度を含む極低速制御法

前節までの各同定法は出力電圧誤差、及びもれインダクタンスの変動が無視できるとしていた。本節ではこれらが無視できない低速域でも速度制御が可能な方法を提案し、零速度制御を実現する。

#### 3.6.1 極低速制御に必要な条件

前節までの議論から、正確に二次磁束を推定するためには以下の補償が必要である。

- 一次抵抗のオンライン同定
- 出力電圧補償または電圧検出補償
- もれインダクタンス同定

前節で提案した一次抵抗同定法は、出力電圧誤差及びもれインダクタンスの変動があった場合にはその同定値は正しく真値に一致しない。従って、上記の補償が一括して補償である。しかし、電圧出力及び検出オフセットについては一次抵抗との同時同定が可能である [25][26] が、式 (3.46) より出力電圧の振幅及び位相誤差については同時同定が非常に困難である。

図 3.22 に出力電圧の誤差がある時とない時の提案する一次抵抗同定アルゴリズムのシミュレーション結果を示す。図 3.22 において、一次抵抗の設定値は真値の 90% とし、わずか 1% の出力電圧振幅誤差を速度指令 10 (rpm)、20% 負荷時に与えた。

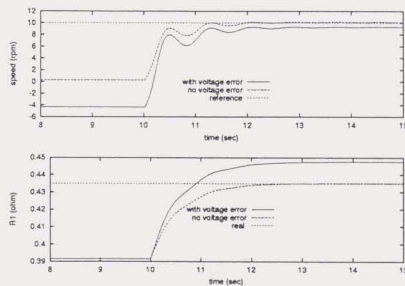


図 3.22: 一次抵抗同定シミュレーション結果

図 3.22 より、1% の出力電圧誤差がおよそ 3% 程度の一次抵抗推定誤差を生じ、さらに 1 (rpm) 程度の速度制御誤差を生じていることが確認できる。このことから、極低速センサレス制御の出力電圧は 99% 以上の精度が要求されることになり、この実現は困難なように思われる。

また、二次磁束が正しく推定出来た場合でも

- 二次抵抗のオンライン同定または二次抵抗を使用しない速度推定

が必要である。二次抵抗変動については、速度によらずその影響は一定であるので、提案した同定法によりその補償は可能である。

3.6.2 理想電圧源による実験

上記出力電圧補償が困難なことから、本実験ではパワー OP アンプを用いて理想的な出力電圧を実現するものとする。理想電圧源はパワー OP アンプ (LM12CLK) を用い駆動するもので、それに伴い、指令値も D/A コンバータで出力している。また、前段のボルテージフォロワ (OP-07) は、インピーダンス変換として用いた。実験装置を図 3.23 に示す。なお、詳細な回路図は付録に記すものとする。また、LM12CLK の仕様を表 3.3 に示す。使用した LM12CLK の出力段は B 級 Push-Pull となっているので、電流を吸い込むことが可能である。また、供給電源はバイポーラ出力であり、グランドにそれぞれの OP アンプのコモングランドを接続することで仮想的な中性点となっている。回路図の詳細を付録に記す。

表 3.3: LM12CLK 仕様

最大電圧	± 30V	最大出力電流	10A
スルーレート	9V/μs	オフセット電圧	2mV(標準)

図 3.24 に本実験装置を用いた速度センサレス速度制御系のブロック図を示す。速度制御コントローラは P 制御 + 外乱オブザーバとすることで、設計が容易になり低速域での安定性を向上させ、かつ過渡応答を良くする設計が可能である。

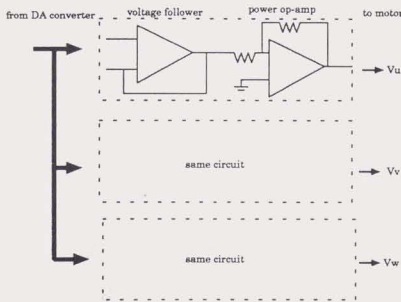


図 3.23: リニアアンプを用いた駆動装置

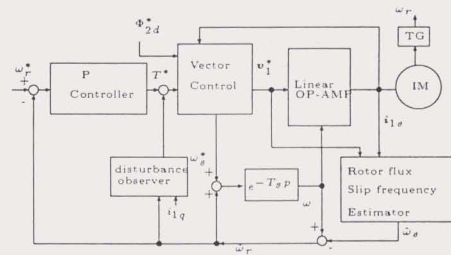


図 3.24: センサレス速度制御系ブロック図

3.6.3 二次抵抗同定結果

電氣的無負荷状態 (機械的摩擦のみによる負荷) で一次抵抗同定をオンラインで行ないながら、各速度において二次抵抗値を実速度と速度推定値が一致するように調整した。パラメータ誤差がない場合、シミュレーションでの速度推定誤差範囲は 0.5(rpm) 程度であるので、一次抵抗同定が正しく行なわれていると仮定すれば、速度推定誤差は二次抵抗の誤差によるものであると考えられ、また、電氣的無負荷でも摩擦によりすべりが存在するので、二次抵抗の推定誤差は速度推定に影響を与える。図 3.25 に電源周波数に対する測定結果を、図 3.26 にすべり周波数に対する測定結果を示す。

図 3.25、3.26 は、電源周波数及びすべり周波数が低下するに従って、二次抵抗値が低下することを示している。この結果の原因は次の 2 点が考えられる。

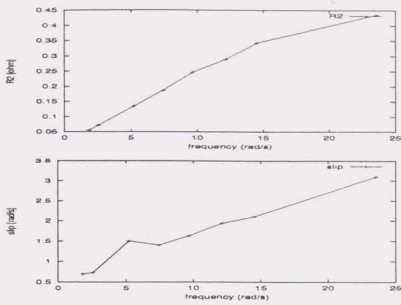


図 3.25: 二次抵抗測定結果 (上段: 二次抵抗、下段: すべり周波数)

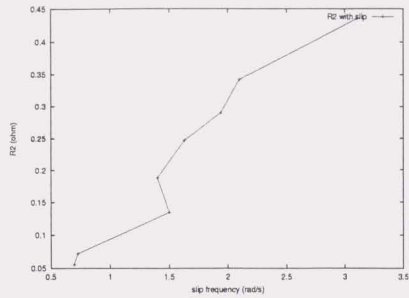


図 3.26: すべり周波数に対する二次抵抗測定結果

1. 二次抵抗真値が減少する
2. 二次磁束推定誤差が増加する

1. は、低周波になるにつれて二次電流が導体内部を通過するようになり、抵抗値の交流分が減少する表皮効果と理解することが出来る。2. は、もれインダクタンス等が低周波になるにつれて変動し、その影響で式 (3.22) により二次磁束推定誤差が大きくなると考えられる。しかし、いずれの理由にしても、少なくとも二次抵抗推定値を図 3.25 のように変化させれば、速度推定誤差が減少することは事実である。なお、この結果は一次抵抗を用いない速度推定アルゴリズム [27] を用いても同じ結果が得られた。従って、一次抵抗アルゴリズムの差異による影響は無いものと考えてよいはずである。

### 3.6.4 零速度実験結果

図 3.25 の結果から、二次抵抗推定は前節で述べたオンライン推定ではなく、電源周波数に比例する一次関数で近似し、17%程度の負荷を DC モータにより与えた状態で 30(rpm) から速度指令値を 0(rpm) まで減速させ、しばらくした後に 30(rpm) まで増速させた。図 3.27 に実験結果を示す。また、図 3.28 に、二次抵抗値を一定にした場合の実験結果を示す。

図 3.27、3.28 より、二次抵抗値を周波数により可変した場合は 30(rpm) から 0(rpm) まで制御出来ているのに対し、二次抵抗値が一定の場合は 0(rpm) 制御が実現出来ておらず、5(rpm) の推定誤差はシミュレーション結果 (図 3.7) と比較しても明らかに大きい。

また、図 3.29 に、速度指令零において負荷を可変した場合の一次抵抗 (オンライン) と二次抵抗 (調整) の同定結果を示す。図 3.29 に示すように二次抵抗を調整した結果 40%負荷まで零速度制御が実現出来た。結果を図 3.30 に示す。図 3.30 において零速度制御時に手でモータ軸に直接外乱を加えた場合でも安定して駆動している。負荷が重くなるほど、二次抵抗値は速度が変化しても一定値に近付くので、零速度制御は比較的容易であるが、40%という値は使用したオペアンプの限界であり、これ以上の負荷では出力電圧が歪んでしまった。

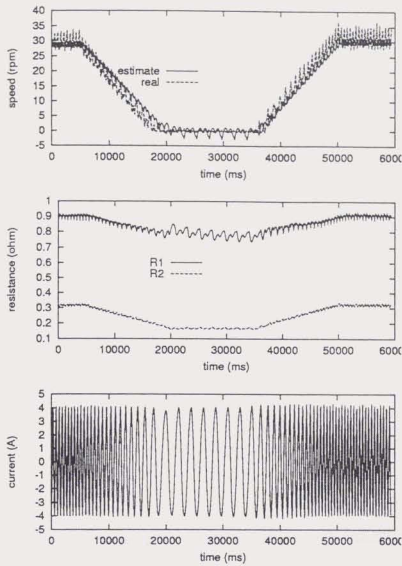


図 3.27: 零速度制御結果 (零速度制御が実現できている)(上段:実速度、推定速度、中段:推定一次抵抗、二次抵抗、下段:相電流)

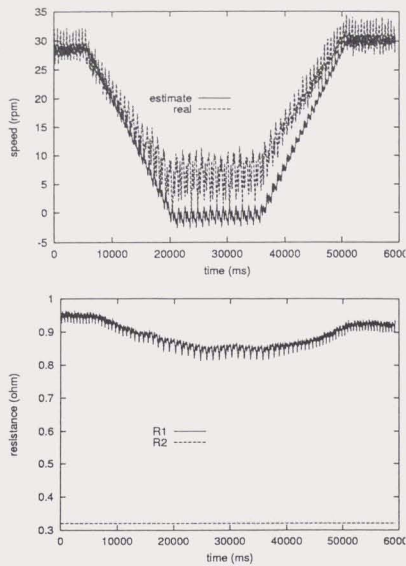


図 3.28: 二次抵抗を一定とした場合の実験結果 (零速度制御が実現できていない)(上段:実速度、推定速度、中段:推定一次抵抗、二次抵抗)

### 3.6.5 極低速におけるパラメータ同定法

図 3.27 より、調整した二次抵抗値の変化は、オンライン同定された一次抵抗と比例関係にあることが予想される。図 3.29 より 25%以上の負荷範囲、すなわち 25%負荷時零速度における電源周波数以上では、速度零においても二次抵抗と一次抵抗値が比例関係にあるので、

$$\hat{R}_2 = K_r \hat{R}_1 \quad (3.73)$$

$$K_r = \frac{\hat{R}_2^{high}}{\hat{R}_1} \quad (3.74)$$

と置くことで、速度範囲が広がっても速度推定誤差が少なく制御が可能である。ここで、 $\hat{R}_2^{high}$  は電源周波数が比較的高い領域でオンライン同定された二次抵抗推定値であり、同定法は前節による。また、一次抵抗はオンラインで同定されることから、温度等による抵抗値の変化にも追従出来ることが予想される。

一般的に、二次抵抗の増加率はすべり周波数に比例すると考えられているが、極低速度域においては

$$\omega_r \ll \omega_s \quad (3.75)$$

であるので、実際には

$$\omega \simeq \omega_s \quad (3.76)$$

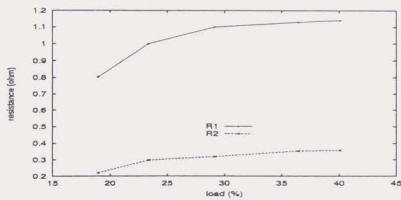


図 3.29: 速度零における負荷可変時の一次、二次抵抗値

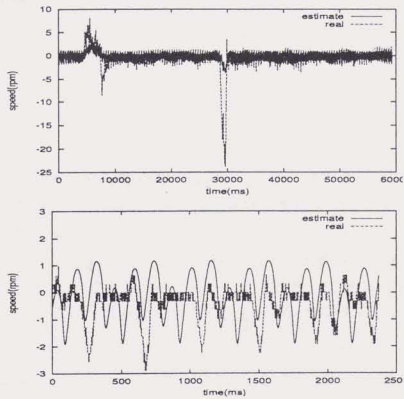


図 3.30: 40%負荷時の零速度制御 (上段: 外乱を加えた時、下段: 定常時拡大)

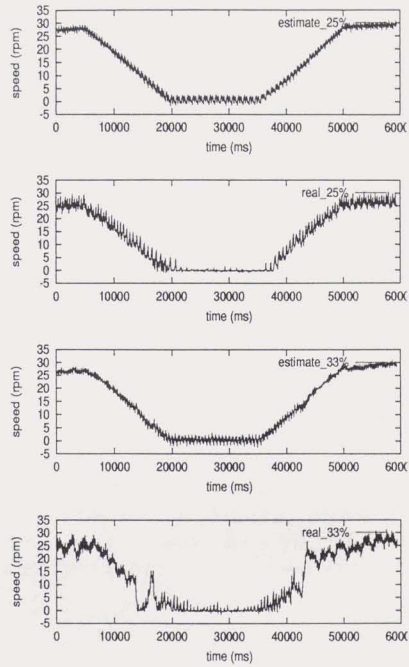


図 3.31:  $\hat{R}_2 = K_r \hat{R}_1$  とした場合の実験結果 (上二段: 25%負荷、下二段: 33%負荷)

となり、二次抵抗の増加率は極低速域において電源周波数に比例する。従って、一次抵抗値が電源周波数に比例して変化するならば、極低速域において二次抵抗推定値を一次抵抗推定値に比例して設定することは理論的にも問題はないと思われる。また、この事は図 3.29 からも明らかであり、同図の横軸は負荷値であるが、速度零であるので、すべり周波数、及び電源周波数とも見ることが出来る。

図 3.31 に、 $K_p = 3.2$  とした場合の 25% 及び 33% 負荷時の実験結果を示す。33% 負荷時には加減速時に実速度の歪みが大いだが、これは比較の為に速度制御ゲイン等を調整していないからである。これらから、二次抵抗値を一次抵抗値に比例して設定しても問題ないことがいえる。

### 3.6.6 異なる誘導機での実験

提案するパラメータ同定法が汎用的に利用可能な事を示すために、表 2.7 とは異なる誘導機で同様な実験を行った。供試機の仕様を表 3.4 に示す。また詳細な仕様を付録に記す。なお、表 3.4 に示す値は通常の測定法によるものであり、すなわち一次抵抗値は直流試験、二次抵抗値は拘束試験における抵抗値から一次抵抗値を減じたものである。各パラメータは表 2.7 に示される相反モータの 10 倍程度となっており、同容量ではあるものの汎用性を確かめるには十分である。

表 3.4: 汎用誘導機仕様

定格電力	0.75(kW)	$R_1$	3.38( $\Omega$ )
定格トルク	5.1(N·m)	$R_2$	2.95 ( $\Omega$ )
定格速度	1400(rpm)	$L_1$	229.88(mH)
極数	4	$L_m$	221.38(mH)
タイプ	かご型	$\sigma L_1$	16.988(mH)

前節の実験と同様に、速度零におけるオンライン同定された一次抵抗値と、調整した二次抵抗値を図 3.32 に示す。横軸は駆動周波数を用いているが、速度零であるのですべり周波数と等価であり、負荷トルクを示している。

図 3.32 においても両抵抗値は周波数に比例しており、図 3.29 とほぼ同様な結果が得られた。

図 3.33 に汎用誘導機における 100(rpm) から 0(rpm) までの加減速試験結果を示す。各抵抗同定、速度制御等のアルゴリズムは前節と全く同様である。負荷トルクは約 10% であり、速度零時の駆動周波数は約 1(Hz) である。図 3.33 より、同定された一次、二次抵抗値が周波数(速度)の増減に従って変化することで、100(rpm) から 0(rpm) まで安定して駆動出来ていることが確認できる。

### 3.6.7 もれインダクタンス変化に関する考察

実験により得られた各抵抗同定値は、その変動の大きさから考えると原因が表皮効果のみによるものとは考えにくい。従って、考えられるもう一つの原因、つまり二次磁束推定誤差が増加した場合の考察を行う。

前述したように、提案する一次抵抗同定法はもれインダクタンスの変動による影響を受ける。従って、二次磁束推定もその影響を受ける。二次磁束推定値は前述した式(3.26)を用い、さらにもれインダクタンスの誤差を考慮すれば次式で推定される。

$$\hat{\Phi}_{2s} = \frac{\tau_1 p}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s} + \frac{1}{\alpha} \frac{\tau_1}{1 + \tau_1 p} \Delta R_1 i_{1s} + \frac{1}{\alpha} \frac{1}{1 + \tau_1 p} \Delta \sigma L_1 p i_{1s} + \frac{1}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s}^* \quad (3.77)$$

となり、整理すると次式となる。

$$\tau_1 p (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}) + \hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}^* = \frac{\tau_1}{\alpha} (R_1 - R_1^* - \Delta r_1) i_{1s} + \frac{\tau_1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 p i_{1s} \quad (3.78)$$

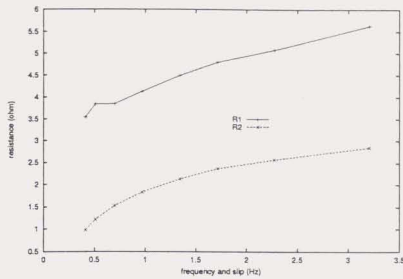


図 3.32: 速度零における負荷可変時の一次、二次抵抗値 (汎用機)

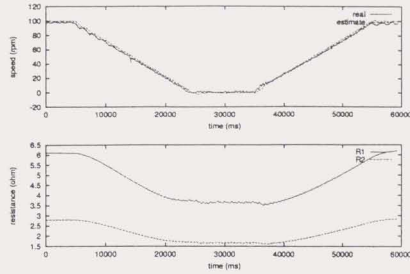


図 3.33: 汎用誘導機による加減速実験結果、上段: 実速度、推定速度、下段:  $\hat{R}_1, \hat{R}_2$

ここで一次抵抗同定により

$$\Delta \hat{r}_1 = \frac{1}{p} (i_1^T J (\hat{\Phi}_{2s}^* - \hat{\Phi}_{2s})^T) \quad (3.79)$$

$$= \frac{1}{p} ((\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}^*)^T J i_1) \quad (3.80)$$

とおけば式 (3.77) は

$$\tau_1 p (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s})^T J i_{1s} + (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}^*)^T J i_{1s} = \frac{\tau_1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 p i_{1s}^T J i_{1s} \quad (3.81)$$

$$p \Delta \hat{r}_1 = -\tau_1 (p (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s})^T J i_{1s}) + \frac{\tau_1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 p i_{1s}^T J i_{1s} \quad (3.82)$$

となり、定常状態では  $p \Delta \hat{r}_1 = 0$ 、ベクトルの大きさ一定なので

$$\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s} = \frac{1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 i_{1s} \quad (3.83)$$

となる。一次抵抗同定を行えば、二次磁束誤差はもれインダクタンスの影響のみになることが理解出来る。

さらにこのとき、一次抵抗同定値は真値には一致しないが、二次磁束推定誤差がもれインダクタンス誤差のみを含んでいることから、その誤差の積分出力である一次抵抗同定値はもれインダクタンスの誤差に比例することが分かる。つまり

$$\Delta \hat{r}_1 \propto \Delta \sigma L_1 \quad (3.84)$$

である (正確には  $\Delta r_1 \propto \frac{1}{p} \Delta \sigma L_1$  である)。

図 3.34 に  $L_1$  は一定とし、もれインダクタンスを電源周波数に比例して変化させた場合の速度、一次抵抗推定のシミュレーション結果を示す。もれインダクタンスが変化するので、励磁インダクタンス  $L_m$  もそれに応じて変化させている。

図 3.34 と前章の実験結果 (図 3.27、図 3.33) においては、一次抵抗同定値は速度とともに減少する傾向があるので、もれインダクタンスの変動が起こっているならば、もれインダクタンスは周波数の低下とともに減少していると考えられる。しかし、もれインダクタンスはスロット形状、電流値等により変化するので、一概に全てのモータで周波数の低下とともに減少するとは言えない。

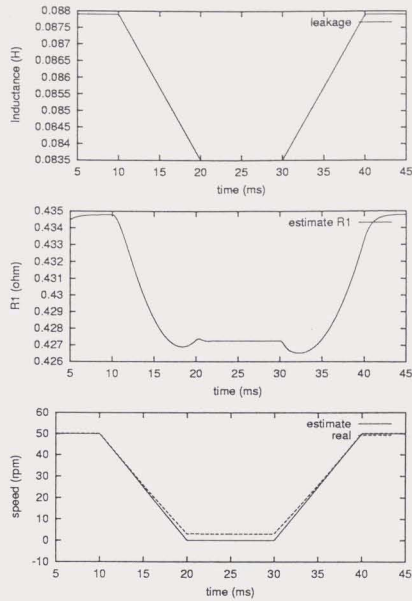


図 3.34: もれインダクタンス変化時の一次抵抗同定 (10%負荷)  $L_1$  一定

次に二次磁束推定誤差と二次抵抗同定値の関係について考察する。式 (3.83) より、二次磁束推定値は次式で表すことが出来る。

$$\hat{\Phi}_2 = \Phi_2 + \frac{1}{\alpha} \Delta\sigma L_1 i_1 \quad (3.85)$$

式 (3.85) をすべり周波数推定値 (式 (3.20)) に代入すると次式となる (簡単のため過渡項は無視する)。

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_s &= \alpha \hat{R}_2 \frac{i_1^T J (\frac{1}{\alpha} \Delta\sigma L_1 i_1 + \Phi_2)}{\|\frac{1}{\alpha} \Delta\sigma L_1 i_1 + \Phi_2\|^2} \\ &= \alpha \hat{R}_2 \frac{i_1^T J \Phi_2}{\|\frac{1}{\alpha} \Delta\sigma L_1 i_1 + \Phi_2\|^2} \end{aligned} \quad (3.86)$$

すべり周波数真値は

$$\omega_s = \alpha R_2 \frac{i_1^T J \Phi_2}{\|\Phi_2\|^2} \quad (3.87)$$

であるから式 (3.86) に代入して整理すれば次式を得る。

$$\frac{\hat{\omega}_s}{\omega_s} = \frac{\hat{R}_2}{R_2} \frac{\|\Phi_2\|^2}{\|\Phi_2 + \frac{1}{\alpha} \Delta\sigma L_1 i_1\|^2} \quad (3.88)$$



今、実験時と同様に  $\hat{R}_2$  を  $\hat{\omega}_s = \omega_s$  となるように調整できると仮定すると、二次抵抗推定値  $\hat{R}_2$  を調整された二次抵抗同定値  $\hat{R}'_2$  に置き換えることで次式が成立する。

$$\left(\frac{\hat{\omega}_s}{\omega_s}\right)_{|\hat{R}_2=\hat{R}'_2|} = 1 \quad (3.89)$$

従って、

$$\hat{R}'_2 = R_2 + \Delta r_2 = R_2 \frac{\|\Phi_2 + \frac{1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 \dot{i}_1\|^2}{\|\Phi_2\|^2} \quad (3.90)$$

$$\therefore \Delta r_2 = \hat{R}_2 \left( \frac{\|\Phi_2 + \frac{1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 \dot{i}_1\|^2}{\|\Phi_2\|^2} - 1 \right) \quad (3.91)$$

となる。ここで式 (3.43) より

$$\Delta \sigma L_1 = \sigma L_1 - \hat{\sigma} L_1 \quad (3.92)$$

であるから、もれインダクタンス真値が低速になるにつれて減少すると  $\Delta \sigma L_1$  は負の値となる。従って、

$$\Delta r_2 < 0 \quad (3.93)$$

となり、二次抵抗同定値は設定値よりも小さい値をとる。つまり、二次抵抗誤差がないときの磁束推定誤差を、二次抵抗設定値を減少させることで補償していることとなる。従って、二次抵抗設定値が真値と等しい場合、その同定値は

$$\hat{R}'_2 < R_2 \quad (3.94)$$

である。

さらに、磁束が  $d$  軸に固定されている ( $i_{1d} \Phi_{2q} \approx 0$ ) ならば式 (3.83) より

$$\begin{aligned} \Delta r_2 &= R_2 \left( \frac{\hat{\Phi}_2}{\Phi_2} - 1 \right) \\ &= R_2 \frac{1}{\Phi_2} \left( \frac{1}{\alpha} \Delta \sigma L_1 i_{1d} \right) \end{aligned} \quad (3.95)$$

となり、二次抵抗同定値の変化はもれインダクタンスの変化に比例する。

図 3.35 に、一次抵抗同定を行い、ある時点でもれインダクタンスを次第にその 50% まで減少させた場合の速度、すべり、二次磁束のシミュレーション結果を示す。一次抵抗同定は時間 10 秒から開始し、15 秒からもれインダクタンスを変化させている。速度は 5 秒にて 50(rpm) から 10(rpm) に変化させた。また、負荷は 10%、一次抵抗設定値は真値の 90% とした。シミュレーション結果から、もれインダクタンス真値が推定値よりも小さくなると、二次磁束真値はもれインダクタンス減少のため推定値よりも大きくなり、すべりはその推定値よりも小さくなること が理解出来る。従って実速度は速度推定値よりも大きい値をとる。なお、この結果は図 3.28 から確認でき、二次抵抗推定値を一定にした場合に実速度が推定速度よりも大きい値をとっていることは、すべりが推定値よりも小さく、磁束は推定値よりも大きくなっていると推定できる。

さらに、図 3.36 に図 3.34 と同条件でもれインダクタンスを変化させ、一次抵抗同定を行い、二次抵抗の推定値を速度と速度推定値が等しくなるように調整した場合のシミュレーション結果を示す。

図 3.36 より、もれインダクタンスが増加するとともに一次抵抗推定値、二次抵抗同定値が減少し、実験と同様の振る舞いが確認できた。なお、この場合も一次抵抗推定値と二次抵抗同定値はほぼ比例的な関係にあることが確認される。このことは、式 (3.82)、式 (3.91) の妥当性を示しており、もれインダクタンスが変動した場合、一次抵抗同定値はその変動に応じて変化し、すべりが推定値と等しくなるための二次抵抗値はもれインダクタンスの変動に正比例する。従って、図 3.25、図 3.32 の二次抵抗同定結果はもれインダクタンスの変動を示していることとなる。つまり、二次抵抗同定値を一次抵抗同定値に比例して設定することは、もれインダクタンスの補償を行っている事とおおよそ等価となる。

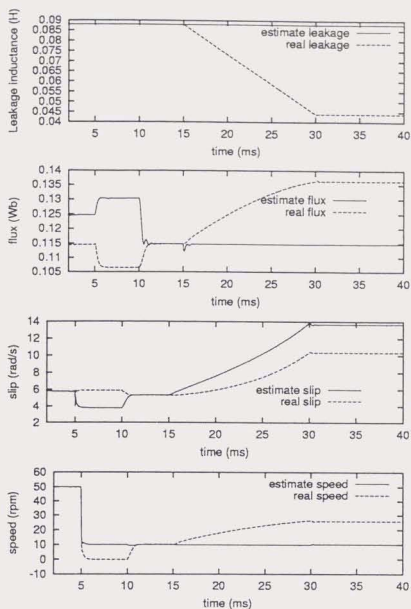


図 3.35: もれインダクタンスが変動した場合の磁束及びすべり

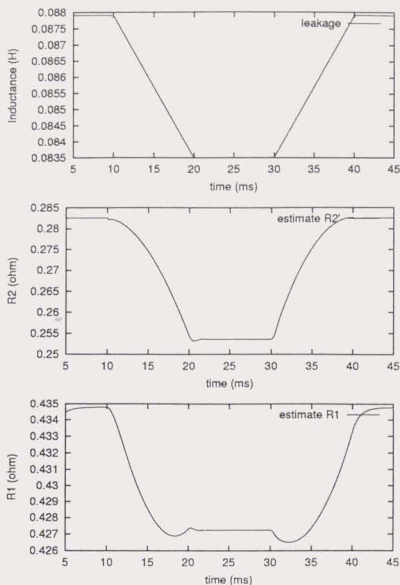


図 3.36: もれインダクタンスが変動した場合の二次抵抗同定シミュレーション結果

## 3.7 課題

### 3.7.1 零周波数における推定

前章までで、速度零を含む低速推定の実現法を示したが、零周波数における速度推定の問題が課題として残されている。

ここで零周波数と零速度の違いを明確にしておく。誘導機であるからすべりが存在し、回転速度  $\omega_r$  は駆動周波数 (一次周波数)  $\omega$  からすべり  $\omega_s$  を引いた次式で求められる。

$$\omega_r = \omega - \omega_s$$

ここで零速度とは  $\omega_r = 0$  であり、零周波数とは  $\omega = 0$  を指す。つまり零速度は負荷が逆トルクとしてかかっており、誘導機が静止している状態 ( $\omega = \omega_s$ ) であり、零周波数は回生時にトルクを発生している状態 ( $-\omega_r = \omega_s$ ) または力行時に負荷が負のトルクを発生している状態 ( $\omega_r = -\omega_s$ ) である。従って、零速度でも零周波数ではなく、零周波数でも零速度ではないことに注意されたい。

この零周波数における推定は基本波のみを用いる方法では不可能である。これは二次磁束が直流になると一次側から二次側の速度情報がいっさい推定不可能になるからである。また、パラメータ誤差があった場合には磁束推定誤差無限大となりシステムが不安定になる。

しかし、本論文で用いている二次磁束推定法では零周波数においては推定二次磁束が式(3.35)、式(3.36)から次式で推定される。

$$\dot{\Phi}_{2s}^* = \Phi_{2s}^* \quad (3.97)$$

従って、二次磁束推定誤差は生じるものの不安定になることはない。また、出力電圧誤差以外のパラメータ誤差(一次抵抗ともれインダクタンス)が生じた場合は同様にして

$$\dot{\Phi}_{2sR}^* = \Phi_{2s}^* + \frac{\tau_1 \Delta R_1}{L_m} \Phi_{2s}^* \quad (3.98)$$

$$\dot{\Phi}_{2sI}^* = 0 \quad (3.99)$$

となり、零周波数においてはもれインダクタンスの影響が無視できる。

図3.37に指令速度10(rpm)時に負荷を可変して零周波数状態を実現したシミュレーション結果を示す。零周波数時には二次磁束推定誤差が生じ、そのため多大な速度推定誤差が生じていることが確認できる。しかし、不安定にはなっていない。従って、零周波数推定を実現するためには次の2点の方法が考えられる。

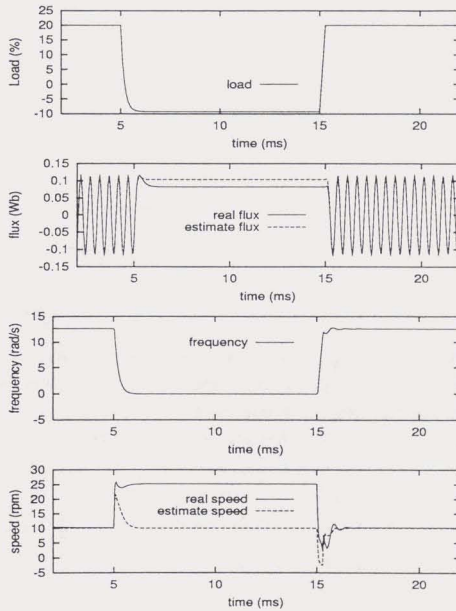


図 3.37: 零周波数時のシミュレーション

- 回路方程式を用いない方法
- 交流信号重畳方法

回路方程式を用いずに、モータ独自の振る舞いを利用して推定すれば零周波数の問題は解決できる。文献[28]ではもれインダクタンスが回転位置とともに変化するようにスロットを加工して速度推定を行っている。また、文献[29]では高調波電流を重畳して、ロータ位置による高調波インピーダンスの差異から速度推定を行っている。

いずれにしても、重畳信号無しの純粋な零周波数における推定を回路方程式から行うことは不可能であり、今後の課題である。

### 3.7.2 パラメータ測定法の問題

前節までのパラメータ同定結果の真異を確認するためには、正しいパラメータの値を測定する必要がある。しかし、既存の試験法では周波数依存性を持ったパラメータを測定するのは困難であり、さらに既存の試験法によるパラメータを速度センサレス制御に適用しても広い周波数範囲で精度良い制御は困難である。これは既存の試験法に次のような問題点があるからである。

1. 直流試験では一次抵抗の直流分しか測定できず、実際の交流駆動時の一次抵抗値は直流印加時のそれとは異なる。
2. 拘束試験では、低周波での二次抵抗値及びもれインダクタンスを測定する事ができない。

従って、実際にベクトル制御による駆動において、既存のパラメータ測定法で測定したパラメータを用いても、希望した性能を得られる訳ではなく、特に速度センサレス制御においてその影響は低速度で大きい。

上記問題に対し、各オンライン同定法が提案されているが、低周波での測定は基本的に困難であり、低周波での測定結果も少ないようである。さらにベクトル制御を用いる場合には、パラメータ測定もベクトル制御時に行う事が理想である。従って、

- ベクトル制御を用いた特に低周波数領域でのパラメータ測定

が急務である。参考までに付録に速度零における誘導機のベクトル制御下の理想モデルを挙げておく。

### 3.7.3 過渡応答特性の問題

速度センサレス制御の場合、速度推定に極めて複雑な機構を用いる場合が多い。本推定法でも、式(3.20)のように $d, q$ 軸の各値からなる推定値を用いる。さらに、磁束推定自体も複雑である。この場合、指令速度から演算速度までの伝達関数も複雑になり、速度制御ゲインの決定が困難極まる。また、実速度を用いて演算した速度制御ゲインでは希望した特性を得られることは稀である。そのために速度制御ゲインはあまり高く設定出来ないのが現状であり、いたずらなハイゲインはシステムを不安定にする。

従って

- 速度推定を含むシステムの線形化
- 速度制御ゲインの決定法
- 過渡特性の向上

が急務である。

なお、トルク制御の場合は電流制御ゲインがほぼ希望どおりに設計できるので問題はない。

### 3.8 まとめ

本章では電流センサが2組必要という相反モータの欠点を解消し、かつ低価格なモータ制御系を実現するために誘導機の速度センサレス制御に関する研究を行い、主にパラメータ変動や設定誤差による速度推定誤差に注目し、その影響を明らかにした上で新しい抵抗同定法を提案した。提案する二次抵抗同定法は一次電流のみを用いて過渡状態において同定するものであり、トルクリプルが重要視される電気自動車においては有効な手法である。さらに理想電圧源を用いて低速度域における抵抗同定を行い、低速度における各抵抗同定値の振る舞いを明らかにした。その上で二次抵抗同定値がもれインダクタンスの変動分を表していることを理論的に証明し、低速度域用の新しい二次抵抗同定法を提案した。さらに零速度制御を10%~40%の負荷トルク範囲で実現し、これらは相反モータだけでなく汎用誘導機でも実現され、提案する方法の有効性を明らかにした。重畳信号無しによる零速度制御は世界初の実現と思われる。最後に今後の課題として零周波数による制御、パラメータ測定法、過渡応答特性の向上を挙げた。

以上から提案する手法により誘導機の速度センサレスベクトル制御が実用レベルまで高められ、電気自動車に適用すれば十分その小型化、低コスト化に貢献できると期待される。

## 第4章 高効率コントローラ

現状のバッテリー容量を考えると、現時点で電気自動車の動力性能を改善するためには電気自動車全体の損失を出るだけ低減する必要があり、インバータの損失を低減する必要が生じる。インバータの損失低減は、効率向上のみならず放熱器の小型化にもつながるのでボンネット内の限りあるスペースの有効活用にも貢献できる。また、近年、各種機器の小型軽量化のために、スイッチング周波数を高くする傾向がある。また、前章で述べたベクトル制御を用いる場合、トルクリプルを低減するためにはスイッチング周波数を上げざるを得ない。従ってスイッチング損失が効率向上の鍵を握っている。この問題を解決するために、多くの共振スイッチが提案され [30]、コンバータなどに適用されている。その1つにアクティブクランプ型共振DCリンクインバータ (ACRLI) があるが、このインバータは共振電圧をクランプできるメリットを持つものの、共振インバータに共通な負荷電流が増加するにつれてインダクタによる損失が大きくなるという欠点を持つ。従って電気自動車のように負荷電流域の広いものにこのインバータを適用しても一充電距離の向上は望めない。そこで4モードや10モードの一般的な走行パターンで全損失に占めるインバータ損失の割合が高い電流値においてインダクタの損失が最小になるよう設計しなければならない [31]。過去にも最適設計に関する論文は存在した [32][33]。しかしこれは、インダクタンスの要素を厳密にモデル化したものではなく、実験値とあまり一致するものではなかった。

本章では、ACRLIの実験波形から厳密な損失の解析を行い、全損失をインダクタンスの関数として表現する。さらに、損失を最小にするインダクタンス値の最適設計を行ない、効率を測定した。なお本最適設計法は本章で適用したアクティブクランプ型共振リンクインバータに限らず、インダクタ及びキャパシタを用いる全インバータに適用できる。このことによりインバータの高効率化が実現し、一充電走行距離の向上や小型化が期待できる。

### 4.1 電気自動車用インバータの課題

電気自動車に用いられるインバータを考えると、急加速時などにはインバータで決定される電流リミットまで電流が流れ、一方高速道路などの軽負荷時にはほとんど電流が流れない。したがって、頻繁に使用される電流領域は定格電流近くの大電流、軽負荷時の小電流領域であり、その両電流領域での効率向上が課題となる。

しかし、インバータ損失が電気自動車全体の損失に占める割合を考えると、加速時にはインバータ以外の駆動損失が多くを占める事に対し、一定速走行や低速走行時には駆動損失が小さい為にインバータ損失の占める割合が多くなる [31]。

図 4.1 に 10 モード走行パターンにおける電気自動車の損失解析シミュレーション結果を示す。インバータの損失は出力電圧が指令電圧の9割と設定し、再生時も力行時と同様な損失を発生する。モータは前章の相反型誘導機に速度センサ付ベクトル制御を適用し、電流制限は設けていない。従って、モータ定数は小型モータのものでありモータ効率は低い。また、10モードの走行パターンを模擬するには速度制御が必要であるが、この場合は加速度一定であるので加速度指令値を与える速度のPD制御を用いている。シミュレーションの詳細は付録に記すものとする。

図 4.1 から、インバータ損失が全損失に占める割合が多いのは、一定速走行時であることが確認できる。このときは、モータトルクは殆ど発生していないので、電流値が低い軽負荷時である。従って軽負荷時のインバータ損失の低減が電気自動車の効率を効果的に向上でき、一充電走行距離の向上に貢献できる。

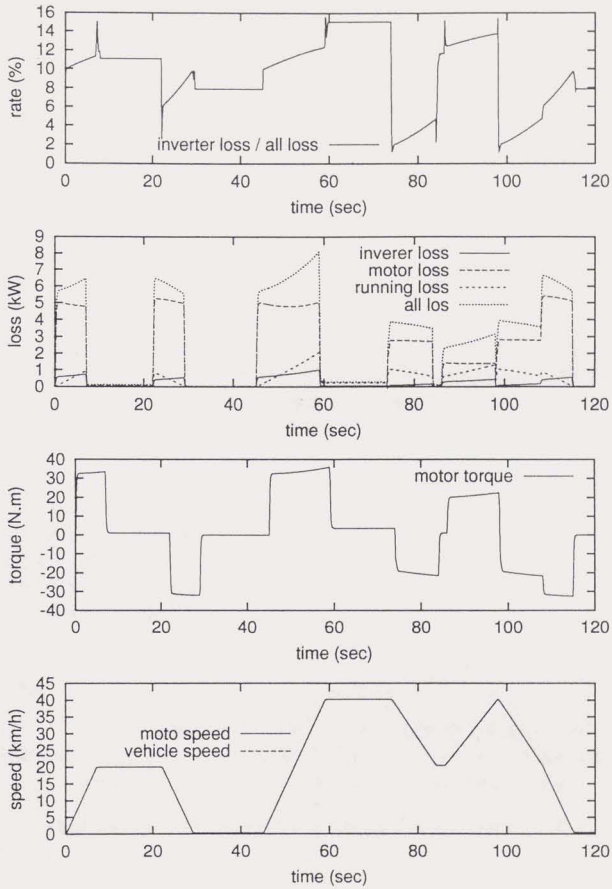


図 4.1: 10 モード走行パターンによる損失解析 (上からインバータ損失の全体損失における割合、全損失、モータトルク、車両速度)

## 4.2 共振型インバータ

図 4.2 に、共振 DC リンク回路 [30] の構成図を示す。

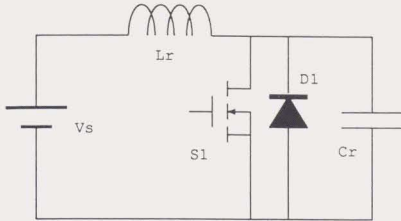


図 4.2: 共振 DC リンク回路

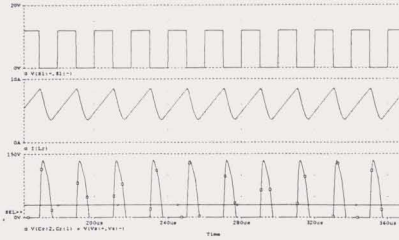


図 4.3: 共振 DC リンク回路動作波形

この共振 DC リンク回路をインバータ回路に適用したものが共振 DC リンクインバータである。インバータ部各スイッチのタイミングを共振リンク部の電圧が零の時に行うことで、インバータ全体としてゼロ電圧スイッチング動作を行うことができる。PSpice によって回路の動作確認を行った結果を、図 4.3 に示す。スイッチ部のゲート波形および共振電圧波形より、スイッチ部では常にゼロ電圧スイッチングが行われていることが確認できる。

インバータのスイッチング周波数を高くした場合、ハードスイッチング方式では、スイッチング時に発生するサージ電圧・電流の増加によって、装置から発生するノイズが大きくなるが、共振スイッチを用いると、スイッチング時にスイッチ部の電圧または電流がゼロであるため、サージ電圧・電流が低減され、装置全体の発生ノイズも低減される。しかし、共振スイッチの問題点として、共振によりスイッチ部に、直流電源電圧の 2~4 倍の電圧が加わるため、スイッチの電圧ストレスが増大し、デバイスの定格を大きくしなければならないという欠点がある。この解決策として、電圧を共振部の二次的な回路により、クランプする図 4.4 の回路方式が提案されている [34]。本論文では図 4.4 の損失解析及び最適設計を行う。

## 4.3 損失解析

図 4.4 に示したアクティブクランプ型共振 DC リンクインバータ (ACRLI) の共振リンク部にはスイッチが 2 つ存在するが、共振部のスイッチ  $S_1$  のスイッチング損失は共振 DC リンクインバータと同様に零である。一方、クランプ部のスイッチ  $S_2$  も理論的にはスイッチングロスが生じない。以下にその理由を示す。

- スイッチオン時：電流はダイオード  $D_1$  に流れているためスイッチ  $S_1$  には流れていない。よって ZCS<sup>1</sup> により損失は零である。
- スイッチオフ時：電流はスイッチ  $S_2$  に流れているが、 $S_2$  を切っても共振キャパシタ  $C_r$  があるために、理想的には急に電圧は変化しない。よって、スイッチの両端の電圧は 0 であり ZVS<sup>2</sup> により損失も零である。

従って ACRLI のスイッチング損失は理論上零である。しかし、スイッチング素子を用いている以上導通損失が存在し、また共振インダクタによる損失や回路の ESR(等価直列抵抗) 損失も存在する。次にそれらを理論的に解析することにする。

<sup>1</sup>Zero Current Switching

<sup>2</sup>Zero Voltage Switching



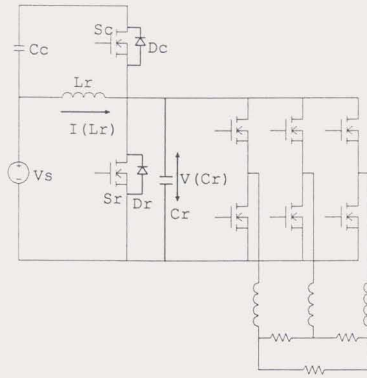


図 4.4: アクティブクランプ型共振 DC リンクインバータ回路

4.3.1 導通損失

ACRLI の共振リンク部には 2 個のスイッチとそれに内蔵されている 2 個の逆並列ダイオードが存在する。そこで、それらの導通損失を計算する。一般に導通損失 ( $P$ ) は素子の内部抵抗を  $R$ 、素子にながれる電流を  $I$  とすると、

$$P = I^2 R \tag{4.1}$$

で表される。従って、素子の内部抵抗と素子に流れる電流が分かれば損失を計算することができる。実際に素子の電流は共振インダクタ ( $L_r$ ) の電流波形から求めることが出来る。図 4.5 に、 $I_{L_r}$ ,  $V_{Cr}$  の波形を示す。

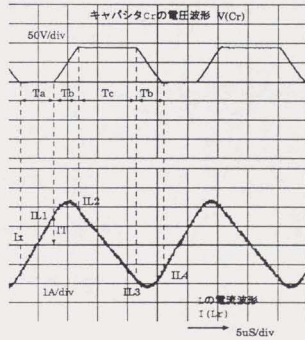


図 4.5:  $I_L, V_{Cr}$  波形 (実験波形)

ここで図 4.5 に示す各電流値 ( $I_{L1}, I_{L2}, I_{L3}, I_{L4}, I_T$ ) は次のように求めることが出来る。一般にインダクタに流れる電流を  $I$ , かかる電圧を  $V$  とすると次式が成立する。

$$L \frac{dI}{dt} = V \quad (4.2)$$

よって、キャパシタ  $C_r$  の電圧が 0 の期間を  $T_a$ 、電源電圧を  $V_s$  とすると

$$L_r \frac{I_T}{\frac{1}{2}T_a} = V_s \quad (4.3)$$

よって

$$I_T = \frac{T_a}{2L} V_s \quad (4.4)$$

また負荷電流を  $I_X$  とすると

$$I_{L1} = I_X + I_T \quad (4.5)$$

より

$$I_{L1} = I_X + \frac{T_a}{2L} V_s \quad (4.6)$$

同様にして

$$I_{L2} = I_X + \sqrt{I_T^2 + \frac{KV_s^2}{Z^2}(2-K)} \quad (4.7)$$

$$I_{L3} = 2I_X - I_{L2} \quad (4.8)$$

$$I_{L4} = I_{L1} - 2I_T \quad (4.9)$$

ただし

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.10)$$

である。また  $K$  (クランプ定数) は電源電圧と  $C_r$  にかかる電圧の最大値との比であり、 $C_r$  にかかる電圧は  $KV_s$  にクランプされる。

以上より各スイッチ、ダイオードの電流は次のように表すことが出来る。

$$\text{共振スイッチ} \quad I_{MS}(t) = \frac{I_T}{\frac{1}{2}T_a} t \quad (4.11)$$

$$\text{共振ダイオード} \quad I_{MD}(t) = \frac{I_T}{\frac{1}{2}T_a} t \quad (4.12)$$

$$\text{クランプスイッチ} \quad I_{CS}(t) = \frac{-I_{L2}}{\frac{1}{2}T_c} t \quad (4.13)$$

$$\text{クランプダイオード} \quad I_{CD}(t) = \frac{-I_{L2}}{\frac{1}{2}T_c} t \quad (4.14)$$

ただし

$$T_c : V_{C_r} = KV_s \text{ の時間}$$

である。

また、素子の抵抗は実際に静特性を測定して求めた。実験結果を図 4.6、図 4.7 に示す。

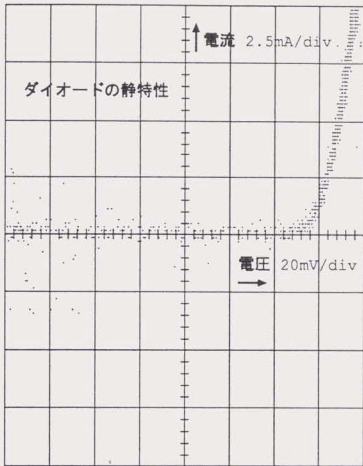


図 4.6: MOS-FET(HITACHI PM50100K) 内蔵ダイオードの静特性 (実験)

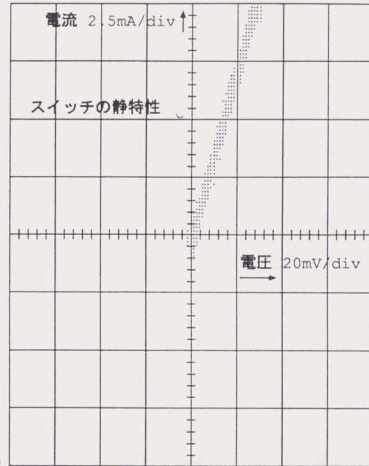


図 4.7: MOS-FET(HITACHI PM50100K) の静特性 (実験)

図 4.6 より

$$\text{スイッチの電圧降下} \quad V_{DS} = 0.075I = aI \quad (4.15)$$

$$\text{ダイオードの電圧降下} \quad V_{DD} = 0.013I + 0.6 = bI + c \quad (4.16)$$

となる。以上の結果を用いて式 (4.17)~ 式 (4.20) のように各素子の導通損失を求めることができる。

$$\begin{aligned} P_{MS} &= \int_0^{\frac{1}{2}T_a} V_{DS} I_{MS}(t) dt \\ &= \frac{1}{3} a I_T^2 \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} P_{MD} &= \int_{-\frac{1}{2}T_a}^0 V_{DD} I_{MD}(t) dt \\ &= \frac{I_T^2}{3} b - \frac{1}{2} c I_T \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} P_{CS} &= \int_0^{\frac{1}{2}T_c} V_{DS} I_{CS}(t) dt \\ &= \frac{1}{3} a (I_{L2} - I_X)^2 \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} P_{CD} &= \int_{-\frac{1}{2}T_c}^0 V_{DD} I_{CD}(t) dt \\ &= \frac{(I_{L2} - I_X)^2}{3} b + \frac{1}{2} c (I_{L2} - I_X) \end{aligned} \quad (4.20)$$

ただし

$$I_T = \frac{T_a}{2L} V_s \quad (4.21)$$

$$I_{L2} = I_X + \sqrt{I_T^2 + \frac{KV_s^2}{Z^2} (2 - K)}$$

である。

以上の式に表 4.1 の値を適用して計算した結果を図 4.8 に示す。なお、上式を見て分かるように導通損失は、負荷電流  $I_X$  によらず一定である。

図 4.8 を見るとクランプスイッチの損失が、他に比べてやや大きい。これはクランプスイッチの方が電流が多く流れてるためである。クランプされる電圧、つまりクランプ定数  $K$  を小さくするためにはクランプスイッチのオン時間を長くとらなければならないので導通損失は必然的に大きくなる。

共振インダクタ $L_r$	73.2uF
共振キャパシタ $C_r$	0.094uF
スイッチング周波数 $F$	50.0KHz
クランプ定数 $K$	1.5
電源電圧 $V_s$	100V

表 4.1: 理論値計算のパラメータ (導通損失)

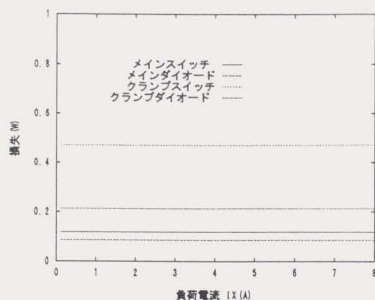


図 4.8: 理論値による導通損失

#### 4.3.2 鉄損、銅損および ESR 損失

鉄損、銅損はインダクタによって発生する損失で一般に鉄損は磁束密度の約 2 乗に比例、または巻回数の 2 乗に反比例し、銅損は流れる電流の実効値の 2 乗に比例する [35]。よって巻回数を  $N_P$ 、流れる電流を  $I_P$  とすると、

$$\text{銅損: } P_D = R \frac{I_P^2}{2} \quad (4.22)$$

$$\text{鉄損: } P_T = r \frac{1}{N_P^2} \quad (4.23)$$

ただし

$$R = \rho \frac{N_P^2 l}{A}$$

$r$  : 比例係数

$l$  : 巻線 1 回あたりの導線長

$A$  : 導線断面積

$\rho$  : 導線の抵効率

となる [35]。また ESR 損失は回路の配線からなる抵抗分で、流れる電流の実効値の 2 乗に比例する。

$$\text{ESR 損失: } P_{ESR} = R_0 \frac{I_P^2}{2} \quad (4.24)$$

ただし

$$R_0 = \rho \frac{l_0}{A}$$

$l_0$  : 配線長

さらに、共振リンク部の測定では出力にフィルタが入るので、その損失も考慮する。

$$\text{フィルタの損失: } P_L = R_L \frac{I_X^2}{2} \quad (4.25)$$

ただし

$R_L$ :  $L$  フィルタの等価抵抗

以上より各々の損失を計算した結果を図 4.9 に示す。また、計算に用いたパラメータを表 4.2 に示す。

鉄損の比例係数 $r$	40
巻回数 $N_p$	7
巻線 1 回あたりの導線長 $l$	220(mm)
導線断面積 $A$	$1.0\pi(mm^2)$
導線抵抗率 $\rho$	$0.45 \times 10^{-4}(\Omega \cdot mm)$
配線長 $l_0$	1200(mm)
$L$ フィルタの等価抵抗 $R_L$	0.22( $\Omega$ )

表 4.2: 理論値計算のパラメータ (鉄損、銅損、ESR 損失)

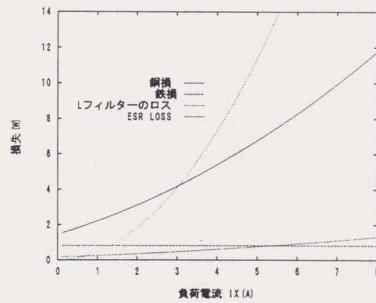


図 4.9: 鉄損、銅損および ESR 損失

## 4.3.3 総損失

ACRLIのリンク部の全ての損失 $P_{Au}$ は以下のように計算することが出来る。

$$P_{Au} = P_{MS} + P_{MD} + P_{CS} + P_{CD} + P_D + P_T + P_{ESR} + P_L \quad (4.26)$$

上式によって計算した結果を図4.10に示す。パラメータは表4.1,表4.2と同一である。

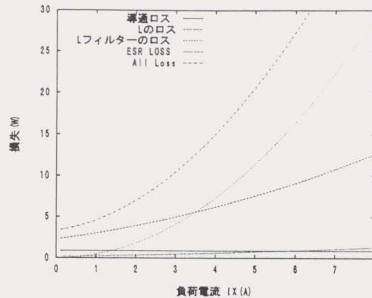


図 4.10: 総損失

## 4.3.4 実験による検証

ACRLIの共振リンク部に抵抗負荷を接続し、実験によって損失、効率を測定した。 $L, C$ の値は文献[32]による最適設計値である。実験回路を図4.11に示す。また、損失を図4.12,効率を図4.13に示す。さらに理論値と比較したものを図4.14に示す。

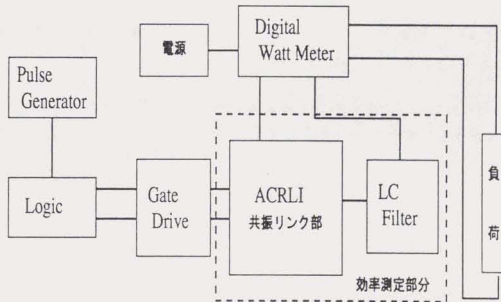
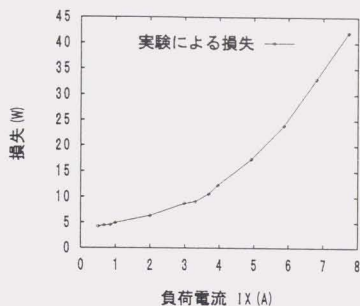


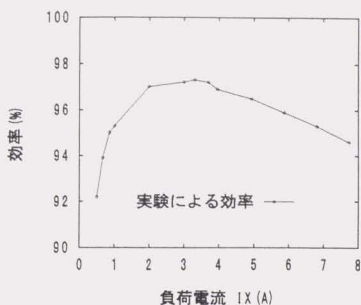
図 4.11: 実験回路

図4.14を見ると、負荷電流が2A以下、もしくは7A以上では文献による理論計算では実験値と若干の差があるのに対して、本稿の理論計算では実験値とほぼ一致した。また、負荷電流が3Aの付近で実験値の方が理論値より



$L=73.2\mu\text{H}, C=0.094\mu\text{F}, F=43.88\text{KHz}, V_S=100\text{V}$

図 4.12: 損失 (実験)



$L=73.2\mu\text{H}, C=0.094\mu\text{F}, F=43.88\text{KHz}, V_S=100\text{V}$

図 4.13: 効率 (実験)

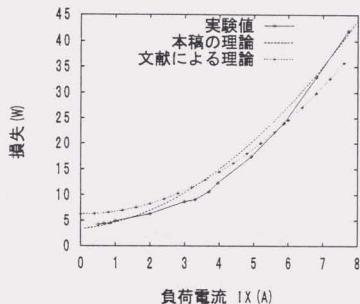


図 4.14: 実験及び理論による損失

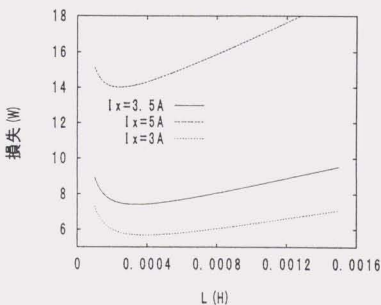


図 4.15:  $L$  の値に対する損失

も損失が少ないことが分かる。これは銅損や ESR 損失が実際には理想的な 2 次曲線にはならず、ある程度電流が流れないと効いてこないからである。以上から、共振型を電流を多く流して使用する場合は共振インダクタを損失が最小になるように設計しなければならない。

## 4.4 最適設計

### 4.4.1 理論

各々求めた損失から、損失が最小になる  $L, C_r$  を求めることが出来る。式 (4.26) に各電流値を代入し  $L$  について整理すると次のようになる。

$$P_{All} = \frac{1}{8L^2} \frac{V_S^2}{\pi f} (R_0 + R) + \frac{2}{3} (K^2 - 2K + 2)(a + b) + \frac{1}{L} \left[ 1 + \frac{5V_S}{2\pi f} (2I_X(R_0 + R) + c(K - \frac{9}{10})) \right]$$



$$+ \frac{1}{2} I_X^2 (R + R_0 + 4R_l) \quad (4.27)$$

式(4.27)において、 $I_X$ と $L$ 以外は定数なので、損失を最小にしたい負荷電流値を決めてやれば $L$ の値が決まることになる。つまり、式(4.27)を $L$ について微分して0となる $L$ の値が最適値である。また $L$ の値が求まれば

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.28)$$

より $C$ の値を求めることが出来る。図4.15に $L$ の変化に対する損失、表4.3に計算に用いたパラメータを示す。

$L$ の1巻線長 $l$	60 $\pi$ mm
$L$ の導線断面積 $A$	$\pi$ mm <sup>2</sup>
配線長 $l_0$	1200mm
配線断面積 $A_0$	$\pi$ mm <sup>2</sup>
銅線の抵抗率 $\rho$	$0.45 \times 10^{-4} \Omega \cdot \text{mm}$
スイッチの抵抗 $a$	0.075
ダイオードの抵抗 $b$	0.013
ダイオードの抵抗( $I=0$ ) $c$	0.6
スイッチング周波数 $F$	50KHz
電源電圧 $V_S$	100V

表 4.3: 計算に用いたパラメータ ( $L$  の最適値)

#### 4.4.2 実験による検証

図4.15より負荷電流が $I_X=3.5\text{A}$ で効率が最大になるように共振インダクタ $L_r$ の値を決定すると表4.4のようになる。

よって、表4.4を基に実験を行なった。実験パラメータを表4.5に、実験結果を図4.16、図4.17に示す。なお、最適設計値と実験パラメータに若干の差が生じている原因は、共振周波数が実際には式(4.28)と多少のずれが生じる為であり、ゼロ電圧スイッチングを維持するためにはやむを得ない。

最適 $L_r$	336.3 $\mu$ H
最適 $C_r$	0.03 $\mu$ F
最適出力電流 $I_{X0}$	3.5A
スイッチング周波数 $F$	50KHz
電源電圧 $V_S$	100V

表 4.4: 最適設計値

共振インダクタ $L_r$	315 $\mu$ H
共振キャパシタ $C_r$	0.035 $\mu$ F
電源電圧 $V_S$	100V
スイッチング周波数 $F$	44.92KHz

表 4.5: 実験パラメータ (最適値による)

#### 4.5 考察

図4.16、図4.17を見ると、いずれも文献[32]による最適値よりも良好な結果が得られたことが分かる。ただ、最適出力電流値を3.5Aで設計したのに対し、実際は2.5Aあたりで最高効率が得られた。これは若干のパラメータのずれに対して生じた結果である。

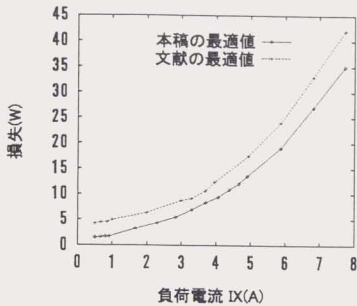


図 4.16: 最適値による損失 (実験値)

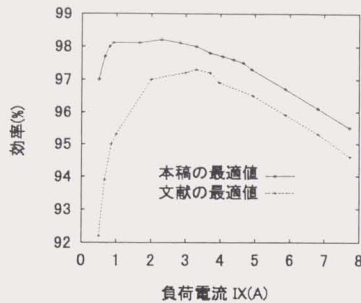


図 4.17: 最適値による効率 (実験値)

両者の結果に差が生じた原因は、主にインダクタ  $L$  による損失のモデル化の相違である。前述したとおり、共振 DC リンクインバータでは共振インダクタの損失が全体の損失に占める割合は大きい。よってインダクタ  $L$  による損失のモデル化が非常に重要である。具体的には、文献では  $L$  による損失を ESR 損失として共振タンクの  $Q$  を用いて一通りで計算しているのに対し、本稿では銅損、鉄損、配線による損失に分離し、それぞれを巻線数、巻線抵抗などの実験的なパラメータを用いて計算した点にある。さらに本稿では、デバイスの損失も実験波形から、使用する近似式を吟味し、各スイッチとダイオードについてそれぞれの損失を導出した。ただしスイッチング損失については完全に 0 として検討していない。

図 4.16, 図 4.17 からは両者の差はあまり大きくないように見えるが、これは負荷電流が比較的小さい領域である為であり、電気自動車の駆動損失全体から検討すれば、軽負荷時のわずかな効率の差が損失全体に占めるインバータ損失の割合を大きく変化させる。

## 4.6 電気自動車への適用

以上から、ある電流値において共振インバータの損失は共振インダクタの値を厳密に計算することによって最小に出来ることが示された。よって電気自動車に共振型インバータを適用した場合、頻繁に使用する負荷電流域もしくはインバータ損失の占める割合の大きい軽負荷時に合わせて設計すれば、電気自動車の性能を向上させることが可能である。つまり軽負荷時での平均電流値に合わせて設計すれば、一充電走行距離の向上が可能である。

しかし負荷電流値が設計値よりも大きく外れた場合、ハードスイッチングインバータの効率がアクティブクランプ型共振インバータの効率を上回る領域が存在する。これはアクティブクランプ型インバータにおいて常に共振インダクタに電流が流れている為、効率がピーク値をもってしまいうためである。

この点を解決した回路方式が "auxiliary resonant commutated pole (ARCP)" インバータであり、アクティブクランプ型インバータがインバータフルブリッジに電圧共振を起こす全共振型なのに対し、ARCP インバータはスイッチングするスイッチのみ共振を起こさせるため、部分共振型と呼ばれる。

図 4.18 に ARCP インバータの三相回路 [36] を示す。この回路は単相あたり補助スイッチとして 2 個のスイッチが負荷されているため、三相では 6 個のスイッチが追加されることになり、導通損失の増加を招く。インダクタに対しては、電流が流れない期間があるのでそれほど損失は増加しない。が、効率はハードスイッチングよりも良い [37] ことが報告されている。

ARCP インバータの三相回路を改良し、スイッチの数を減らしたのが "resonant snubber" インバータ (RSI) であ

り、一相あたり1個の補助スイッチで構成される(メインスイッチに対するスナバトと考えられる)。図4.19に3相分回路[38]を示す。

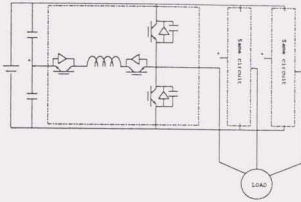


図 4.18: ARCP インバータ

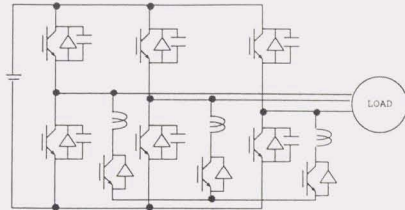


図 4.19: Resonant Snubber インバータ

RSI(60-kW)を用いて65(hp)の誘導機を駆動した結果、100%トルクで500(rpm)~5000(rpm)まで全域で効率90%を上回っており、最高効率97%を達成している(もちろんハードスイッチングインバータよりも全域において効率は良い)[38]。RSIに対して、本章で用いた最適設計を施せば、さらに高効率が得られる。これを電気自動車用インバータとして用いれば電気自動車の性能向上につながる。なお、これらの回路構成は一例として取り上げたものであり、必ずしもこれらが最高効率を得る、もしくは電気自動車用として最適であるとは限らないことを付記しておく。

#### 4.7 まとめ

本章では電気自動車の一充電走行距離向上を目標にスイッチング損失低減の観点から共振型インバータをその課題材料として用い、ACRLIの実験波形から厳密な損失の解析を行い、全損失を共振インダクタンスの関数として表現した。さらに、損失を最小にするインダクタンス値の最適設計を行ない、効率を測定した。その結果、共振リンク部で98.2%の高効率を得ることが出来、しかも最高効率を得られる領域を負荷電流に合わせて設計が可能であることを示した。本最適設計法は本章で適用したアクティブクランプ型共振リンクインバータに限らず、インダクタ及びキャパシタを用いる全インバータに適用でき、特に電気自動車における軽負荷での電流領域に合わせて設計すれば一充電走行距離の向上が期待できる。

## 第5章 結論

本論文では石油枯渇問題、地球環境汚染問題の解決策の一つであるガソリン自動車に代わる電気自動車の普及促進、性能向上を目標とし、相反モータを用いた新しい駆動方式の提案、さらにその小型化、低コスト化のための誘導機速度センサレス制御におけるパラメータ同定法及び低速制御法の提案、共振インバータを用いた最適設計法の提案を行った。

提案する新駆動系は性能的にバランスが良く、簡潔な構成により普及促進に適しており、さらに四輪駆動車独自の欠点であるタイトコーナブレーキング現象を防ぐことが可能である。

また、提案する速度センサレス制御におけるパラメータ同定法はモータ一次電流以外の情報を用いない簡潔なものであり、交流信号印加方式と比較してトルクリップルが少ない利点を持つ。さらに極低速度域におけるパラメータ同定結果から極低速域でのパラメータの振る舞いを明らかにし、その特性を利用した新しい二次抵抗同定法を提案することで、速度零を含む広速度範囲にて速度センサレス制御が精度良く可能になった。このことにより速度センサレス制御の電気自動車への適用がより可能になり、駆動システムの小型化、低コスト化に貢献できる。

また、インバータ主回路において共振型インバータを用い、その損失解析を実験を通して行い、損失を最小にする最適設計法を提案した。提案する最適設計法により、任意の負荷電流領域で損失を最小化することが可能であり、特に軽負荷での損失低減は一充電走行距離の向上に効果的である。

以上から、本論文で提案する駆動方式、速度センサレス制御方式、インバータの最適設計法を用いることで、電気自動車の各構成要素の技術レベルの向上が可能であり、普及に適した電気自動車を実現できる可能性を高めることで、ひいては石油枯渇問題、地球環境問題の解決の手助けを本論文が担うことが出来ると結論づけることができる。

## 参考文献

- [1] 寺嶋, 他: “4 輪駆動高性能電気自動車用 AC ドライブシステム”, 電学論 114-D, pp. 33 - 41 (1994).
- [2] 河村, 横山, 久米: “電気自動車用相反モータの駆動特性”, 電学論 115-D, No.1, pp. 31-39 (1995).
- [3] 新中: “誘導機の速度と二次抵抗の一斉同定に関する統一的解析”, 電学論 113-D No.12, pp. 1483 - 1484 (1993).
- [4] H.Kubota and K.Matsuse: “Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaption”, IEEE IAS Annual Meeting, pp. 414-418 (1993).
- [5] I.Miyashita and Y.Ohmori: “Speed sensorless high-speed torque and speed control of induction motor based on instantaneous spatial vector theory”, IPEC-Tokyo, pp. 1144 - 1151 (1990).
- [6] J.Jiang and J.Holtz: “High dynamic speed sensorless ac drive with on-line model parameter tuning for steady-state accuracy”, IEEE Trans. on Industrial Electronics VOL.44, pp. 240-246 (1997).
- [7] 近藤: “基礎自動車工学”, 養賢堂 (1973).
- [8] 横山, 河村: “電気自動車駆動方式の一考察”, Technical Report PE-93-2, IEICE (1993).
- [9] 庄野: “4WD 車の研究”, グランプリ出版 (1993).
- [10] 電気自動車用パワーエレクトロニクス調査専門委員会: “電気自動車用パワーエレクトロニクスの現状と動向”, Technical report, 電気学会技術報告 第 589 号 (1996).
- [11] 奥山: “速度、電圧センサレスベクトル制御の現状と応用例”, 電気学会全国大会, pp. S.9-15 - S.9-18 (1991).
- [12] 足利, 他: “電気自動車用誘導電動機の最大効率制御方式”, 電学論 116-D No.3, p. 310 (1996).
- [13] 山田, 小玉, 他: “電気自動車用速度センサレスベクトル制御装置の開発”, 電気学会全国大会, pp. 874 4-241 (1996).
- [14] 大谷: “速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化”, 電学論 110-D No.5, pp. 497 - 505 (1990).
- [15] K.Ohnishi, H.Suzuki, K.Miyachi and M.Terashima: “Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparison with volts/hertz control”, IEEE Industry Applications VOL.IA-21, No.1, pp. 241-247 (1985).
- [16] 杉本, 小山, 玉井: “AC サーボシステムの理論と設計の実際”, 総合電子出版社 (1990).
- [17] 近藤: “Ac モータのセンサレス制御技術: 制御方式の比較と評価”, '96 モータシンポジウム, pp. B-3-1-1 - B-3-1-16 (1996).

- [18] T. Kim and A. Kawamura: "Sensorless slip frequency estimation of induction motor in the very low speed region", IEE Japan Trans 116-D No.6, pp. 644 - 650 (1996).
- [19] 奥山, 他: "速度、電圧センサレスベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償", 電学論 110-D No.5, pp. 477 - 486 (1990).
- [20] 上町, 高橋: "誘導機の二次抵抗演算法とそれを用いたセンサレス速度制御", 電気学会全国大会, pp. 6-45 (1993).
- [21] 久保田, 吉原, 松瀬: "速度センサレスベクトル制御誘導電動機の二次抵抗同定", 電学論 117-D No.8, pp. 940 - 945 (1997).
- [22] 大森, 宮下: "二次抵抗同定機能付速度センサレスベクトル制御", 電気学会半導体電力変換研究会 SPC-91-28, pp. 29 - 38 (1991).
- [23] 中溝: "線形離散時間システムの同定手法", システムと制御 Vol.25 No.8, pp. 36 - 49 (1981).
- [24] 新中: "適応アルゴリズム", 産業図書 (1991).
- [25] 久保田, 片岡, 松瀬, 太田: "速度センサレスベクトル制御誘導電動機の一次電圧オフセット補償による極低速運転", 電気学会論文誌 D 部門 Vol.119-D, No.3, pp. 359 - 365 (1999).
- [26] 井手, 狭間, 辻, 小黒: "一次電圧誤差補償オブザーバを有する誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御", 電学論 116-D No.8, pp. 835 - 843 (1996).
- [27] F-Z. Peng and T. Fukao: "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors", IEEE IA Vol.30 No.5, pp. 1234 - 1240 (1994).
- [28] M.W. Degner and R.D. Lorenz: "Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier frequency signal injection", PCC-Nagaoka Vol.1, pp. 69-72 (1997).
- [29] J.-I. Ha and S.-K. Sul: "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection", IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 426 - 432 (1997).
- [30] D. Divan: "The resonant dc link converter—a new concept in static power conversion", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 1986, pp. 648-656 (1986).
- [31] 横山: "高性能半導体電力変換方式の研究", PhD thesis, 横浜国立大学 (1993).
- [32] D. Divan, G. Venkataramanan and R. D. Doncker: "Design Methodologies for Soft Switched Inverters", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 758-766 (1988).
- [33] D. Divan and G. Skibinski: "Zero switching loss inverters for high power applications", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 1987, pp. 627-634 (1987).
- [34] G. Venkataramanan and R. D. Doncker: "A New Single Phase AC to DC Zero Voltage Soft Switching Converter", Industry Applications Society Annual Meeting 1990, pp. 206-212 (1990).
- [35] 長谷川: "スイッチングレギュレータ設計ノウハウ", CQ 出版社, pp. 40-45, 76-82 (1985).
- [36] R.W. DeDoncker and J.P. Lyons: "The auxiliary quasi-resonant dc link inverter", IEEE-PESC, pp. 586 - 591 (1991).
- [37] 南, 近藤: "補助共振転流ボール型インバータの損失の分離", 電気学会産業応用部門全国大会, pp. T-22 (1995).

- [38] J.-S. Lai: "Resonant snubber based soft-switching inverters for electric propulsion drives", IEEE-IECON, pp. 47 - 52 (1996).
- [39] 森田: "Ev 用相反モータに適したレゾルバの dsp による位置推定法 の研究" (1998).
- [40] 金: "Sensorless Slip Frequency Estimation Based Speed Control of Induction Motor in the Very Low Speed Region", PhD thesis, 横浜国立大学 (1996).
- [41] 石原: "三相 pwm インバータの実時間波形合成", Master's thesis, 横浜国立大学 (1989).
- [42] 石原, 河村: "Dsp による実時間出力波形合成三相 pwm インバータ", 電気学会論文誌 D Vol.110-D No.6, pp. 627-636 (1990).
- [43] 新中, 榎原, 深澤: "誘導機ベクトル制御のための統一ベクトル解析", 計測自動制御学会論文誌 Vol.30 No.7, pp. 760-766 (1994).
- [44] 新中: "速度・位置センサを有しない誘導モータのためのハイブリッドベクトル制御法", 電気学会論文誌 D 部門, 118 巻, 7/8 号, pp. 843 - 854 (1998).

## 発表文献

### 学会誌

- 赤津、河村, "過渡状態を利用した誘導機の速度と二次抵抗の同時推定", 電気学会論文誌 D 部門 Vol.118-D, pp.1409 ~ 1416, 1998
- K.Akatsu, A.Kawamura, "On-line Rotor Resistance Estimation using the Transient State under the Speed Sensorless Control of Induction Motor", IEEE transaction. on Power Electronics, Vol.15, No.3, 2000 (to be appeared)
- K.Akatsu, A.Kawamura, "Sensorless Very Low and Zero Speed Estimations with On-line Rotor Resistance Estimation of Induction Motor without Signal Injection", IEEE transaction. on Industry Application, May/June 2000 (to be appeared)
- 赤津、河村, "理想電圧源を用いた誘導機の速度センサレス零速度制御の実現", 電気学会論文誌 D 部門, 査読中
- K.Akatsu, A.Kawamura, "Sensorless Zero Speed Control of Induction Motor with Parameter Identification without Signal Injection", IEEE Transaction. on Industrial Electronics, 投稿予定

### 国際会議発表論文 (査読有り)

- K.Akatsu, A.Kawamura, "Sensorless Speed Estimation of Primary and Secondary Resistance and Output Voltage Compensation of Induction Motor", Power Conversion Conference - Nagaoka (PCC'97), Vol.1 pp.73-78, 1997
- K.Akatsu, A.Kawamura, "Sensorless speed estimation of induction motor based on the secondary and primary resistance on-line identification without any additional signal injection", IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC'98), pp.1575-1580, 1998
- K.Akatsu, A.Kawamura, "Simultaneous Estimation of the Speed and the Secondary Resistance under the Transient State of Induction Motor", International Conference on Power Electronics (ICPE), pp.298-303,1998
- K.Akatsu, A.Kawamura, "Sensorless Very Low and Zero Speed Estimations with On-line Secondary Resistance Estimation of Induction Motor without Adding Any Signal" IEEE Industrial Application Society (IAS) Annual Meeting, pp.187-193,1999
- K.Akatsu, A.Kawamura, "Sensorless Very Low and Zero Speed Control of Induction Motor without Adding Any Signal", International Power Electronics Conference 2000, Accept



- T.Nagakura, K.Akatsu, A.Kawamura, "Basic Characterists of Converted 4WD Vehicle with Anti-Directional-Twin-Rotary Motor", International Power Electronics Conference 2000, Accept

## 学会口頭発表

- 赤津、星、河村, "電気自動車用共振インバータの高効率化に関する実験的考察" 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-95-42, pp.21-28, 1995
- 赤津、河村, "電気自動車の駆動方式に関する一考察", 平成 8 年電気学会全国大会, 870, No.4, pp.233-234, 1996
- 赤津、金、河村, "スリップ周波数から誘導機の低速度を推定する手法に関する一考察", 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-96-66, pp.127-132, 1996
- 赤津、河村, "センサレス低速度推定における二次抵抗変動が与える影響", 平成 8 年電気学会産業応用部門全国大会 (I) pp.359-362
- 赤津、河村, "誘導機のセンサレス速度制御における二次抵抗同定と出力電圧補償", 電気学会半導体電力変換研究会 SPC97-55, 1997
- 赤津、河村, "誘導機の速度センサレスベクトル制御におけるオンライン二次抵抗推定法", 電気学会全国大会 899, p.4-308, 1998
- 赤津、河村, "誘導機の過渡状態における速度と二次抵抗の同時推定法", 電気学会産業応用部門全国大会 56, pp.165-168, 1998
- 赤津、河村, "過渡状態を利用した誘導機の速度と二次抵抗の同時推定法", SPC-98-57, pp.1-8, 1998
- 赤津、河村, "理想電圧源を用いた誘導機の速度センサレス零速度制御の実現", SPC-99-62, pp.67-72, 1999
- 赤津、河村, "理想電圧源を用いた誘導機の速度・電圧センサレス零速度制御と二次抵抗同定" 電気学会産業応用部門全国大会, pp.Vol.3, 283-286, 1999
- 赤津、河村, "誘導機の速度センサレス低速度制御におけるもれインダクタンス変動の影響", 平成 12 年 電気学会全国大会 (発表予定)

## その他参考となる事項

- 赤津、河村, "電気自動車に最適な駆動方式の考察", 電気自動車研究会 第 2 回研究発表会 pp.49-50, 1996
- 長倉、森田、赤津、河村, "相反モータを用いた 4WD 電気自動車の製作とその特性", 電気自動車研究会 第 5 回研究発表会 pp.125-126, 1996
- 長倉、赤津、河村、森田, "相反モータを用いた 4WD 電気自動車の基礎特性", 電気学会産業応用部門全国大会, pp.Vol.1, 285-286, 1999
- "共振型インバータの実験的考察", 電気学会 技術報告 第 589 号 電気自動車用パワーエレクトロニクスの現状と動向

## 謝辞

本博士論文の完成にあたり、私のような若輩者を博士課程まで導いていただき、さらに日頃から公私にわたり熱心に御教授、御指導、議論を賜りました河村 篤男教授に心から感謝すると共に尊敬の念を表します。

また、研究室の雑務及び私のわがままな部品、用品購入の面倒をみて頂いた神頭技官に感謝致します。

研究にあたって色々アドバイスを頂き、また私の博士課程進学へのきっかけとなりました河村研究室 OBの方々に深く感謝致します。また、私の傲慢についてきてくれた河村研究室のメンバーに感謝致します。

さらに、博士課程までの大学9年間を援助して頂いた母親に御礼を述べるとともに、精神的に支えてくれた婚約者の内野 希さんに深く感謝致します。

## 付録

### .1 相反モータ搭載ジムニー詳細

表.1 に使用した車の車体パラメータを示す。ただし重量はエンジン搭載時のものである。表.2 に搭載している相反型同期機の仕様を示す。突極型の永久磁石同期電動機であり、アウターロータが巻線、インナーロータが永久磁石である。図 1 にモータの寸法を示す。

形式	M-JA71V
車両長	3195 mm
車両幅	1395 mm
車両高	1680 mm
重量	810 kg

表 .1: ジムニー車体パラメータ

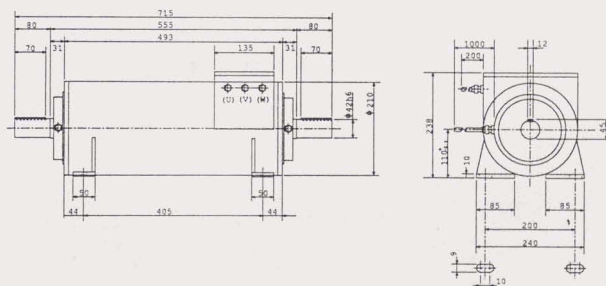


図 1: 相反型同期機寸法

表.3 に使用した DSP ボード (マイウエイ技研製 PE-PRO) の仕様を示す。三角波変調機能をもっており、光出力で絶縁されたゲート信号をインバータへ出力している。また AD の 8ch はレゾルバからの出力信号 (5ch)、トルク指令値、相電流 (2ch) を取り込んでいる。表.4 にインバータに使用した IPM (Intelligent Power Podule) の仕様を示す。また、インバータに用いた IPM 制御電源、フォトカプラ等を表.5 に示す。IPM 仕様の詳細はアプリケーションマニュアル (MT6M1670) を参考にされたい。また、相反モータに付随のレゾルバについては文献 [39] を参考にされたい。

形式	Z6C004-810-ZZ4
定格出力	11 (kW)
定格トルク	29.2 (N-m)
定格回転速度	3600 (r/min) 片側停止時
定格電機子電流	50 A
定格パワーレート	80.5 (kW/s) アウターロータ停止時
定格角加速度	$2.75 \times 10^3$ (rad/s <sup>2</sup> ) アウターロータ停止時
瞬時最大トルク	39.8 (N-m)
瞬時最大電機子電流	69 (A)
最高回転速度	4000 (r/min)
アウターロータイナーシャ	$26.8 \times 10^{-3}$ (kg-m <sup>2</sup> )
インナーロータイナーシャ	$10.6 \times 10^{-3}$ (kg-m <sup>2</sup> )
電機子巻線抵抗	0.0476 ( $\Omega$ /相) 20 °C
スリップリング抵抗	0.026 ( $\Omega$ /相) 15A 通電時
インダクタンス $L_d + M_d$	0.793 (mH/相)
インダクタンス $L_q + M_q$	0.769 (mH/相)
誘起電圧定数	22.2 (mV/(r/min)/相)
トルク定数	0.68 (N-m/A)
機械的時定数	6.3 (ms) アウターロータ停止時
電機子巻線温度上昇限界	100 (°C)
モータ質量	55.3 (kg)

表 .2: IPM 形相反モータ特性表

DSP	TMS320C32-50MHz
On-Chip RAM	512W ×32bit
高速 RAM	64kW ×32bit
Flash Memory	512kW ×8bit
WDT	1.6 秒
インターバルタイマー	2ch(32bi)
シリアル通信ポート	1ch RS232C
リモートデバッグポート	1ch (光絶縁)
3相PWM変調機能	三角波変調 2ポート
A/D変換器	12bit/8ch/±5V 同時サンプリング 4ch

表 .3: PE-PRO 仕様

型番	7MBP150RA060 富士
直流電源電圧 $V_{DC}$	450 V
コレクタ-エミッタ間電圧 $V_{CEs}$	600 V
コレクタ電流 $I_C$	150 A
コレクタ許容損失 $P_C$	600 W
コレクタ-エミッタ間飽和電圧 $V_{CE}(sat)$	2.9 V

表 .4: IPM 仕様

IPM 制御電源	三菱 M57140-01 15V×4 (絶縁)
フォトカプラ (メイン)	東芝 TLP759
フォトカプラ (アラーム)	6N137
光入力 IC	東芝 TORX-173

表 .5: インバータ使用部品

## .2 速度センサレス実験装置詳細

### .2.1 相反型誘導機

使用した相反型誘導機(4極,750W)は構造上、固定子(アウターロータ)への給電をスリップリングを通して行う。スリップリングは一次抵抗と等価であり、その抵抗値は電流値に伴い変化するので、オンライン同定を行わない実験ではその変化を考慮する必要がある。図2に直流試験を行った時の電圧-電流特性を示す。u-v相に直流電圧を印加しているため、一相の抵抗値は電圧を電流で割った $\frac{1}{2}$ となる。

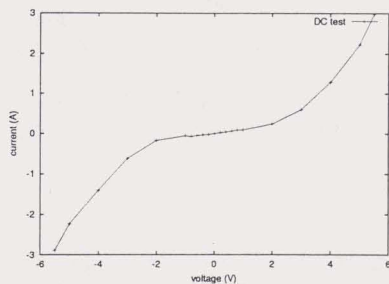


図 2: スリップリングの静特性

図2より、スリップリングの影響で電圧に対する不感帯が現れていることが理解出来る。従って、相反モータ低出力領域での実験ではインバータのデッドタイム等による電圧誤差と同時にスリップリングによる抵抗増加も考慮しなければならない。なお、図2は直流印加の場合であるが、交流印加の場合はまた異なる。図3にu-vw相(vw相短絡)に交流を印加して電圧、電流の位相差と大きさから求めた抵抗値を示す。なお、電流値は実効値である。

図3より、電流値が減少するにつれて抵抗値が増加していることが理解できる。なお、図の抵抗値は測定値を $\frac{2}{3}$

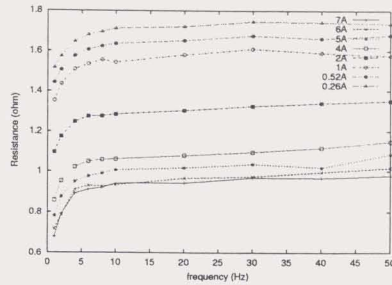


図 3: 一次抵抗交流特性

倍してあり、一相分である。また、周波数の減少により抵抗値が減少し、特に低周波では抵抗値が過分に減少していることがわかる。抵抗値が周波数に対して一次関数的に減少する領域(10Hz程度まで)は表皮効果による影響と理解できるが、それ以下の領域での極端な抵抗値の減少は表皮効果のみとは考えにくい、これといった原因は不明である。

## 2.2 実験装置 1

### インバータ

図 3.15 に示した実験装置について説明する。

電流取り込み、ベクトル制御及び抵抗同定等の計算、電圧指令値出力はマイウエイ技研社製 PE-Expert を総合環境として用いている。表.6 に仕様を示す。

総合環境から出力された三相電圧指令値をインバータシステムの AD コンバータで読み込み、デジタルパルスに変換しインバータ主回路へのゲートパルスとする(図 4)。インバータシステムの詳細を表.7 に示す。なお、インターフェース回路図、アドレスマップは文献 [40][41] を参考にされたい。また、デジタルインバータのパルス生成アルゴリズムは文献 [41][42] を参考にされたい。なお、インバータ主回路、アセンブラプログラムは異なるので注意されたい。

### 相反モータ負荷装置

図 5 に相反モータ負荷装置を示す。相反モータのアウターロータを機械的に固定し、インナーロータのみを回転させている。負荷には DC モータをつなげ、一定励磁を直流電源で抵抗器を経由して印加し、バイポーラアンプで電流制御(CC mode)をかけることにより一定負荷トルクを実現している。負荷装置仕様を表.8 に示す。

## 2.3 実験装置 2

前章で述べた実験装置の老朽化に伴い、実験装置を変更した。負荷装置は同様である。図 3.17 の実験結果は本実験装置によるものである。表.7 の代わりにマイウエイ技研の総合環境の一つであるインバータ制御ボード(MWPE-INV)を用いて直接インバータにゲートパルスを出力している。表.9 にインバータ制御ボードの仕様を示す。

<b>DSP</b> ボード	MWPE-C32
DSP	TMS320C32-50MHz
SRAM	64kW(0wait)
Flash Memory	128kB
<b>AD</b> ボード	MWPE-AD
アナログ入力	8ch
入力電圧	$\pm 5V$
オフセット電圧	$\geq 10mV$
分解能	12 bit
変換精度	直線誤差 $\geq \pm 1LSB$
変換時間	2.0 $\mu s$
入力インピーダンス	22 k $\Omega$
<b>DA</b> ボード	MWPE-DA
アナログ入力	8ch
出力電圧	$\pm 10V$
オフセット電圧	$\geq 10mV$
分解能	12 bit
変換精度	直線誤差 $\geq \pm 1LSB$
セットリング時間	4.5 $\mu s$
出力インピーダンス	0.1 $\Omega$

表 .6: PE-Expert 仕様

開発環境	NEC PC9801VX	
<b>DSP</b> ボード		
DSP	NEC $\mu PD77230$	32bit 浮動小数点 150ns
インターフェース	NEC $\mu PD71055$	
カウンタ	NEC $\mu PD71054$	
<b>AD</b> ボード		
AD コンバータ	ADC803	12bit 1.5 $\mu s$
インバータ		
DC バス電圧	30V	
MOS-FET	Hitachi 2SK2586	60V-60A $R_{DS} = 7m\Omega$
ダイオード	Fuji ERD24-06	600V-12A trr < 0.3ns

表 .7: デジタルインバータ仕様

直流モータ	太陽電機	750W 100V-10A
バイポーラアンプ	高砂 BWS40-15	$\pm 50V, \pm 15A$
直流電源	高砂 GPO110-1	110V-1A
タコジェネレータ	太陽電機	659 rpm/10V

表 .8: 相反モータ負荷装置仕様

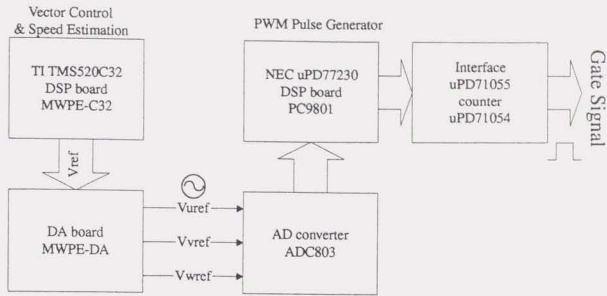


図 4: 実験装置 1 概要

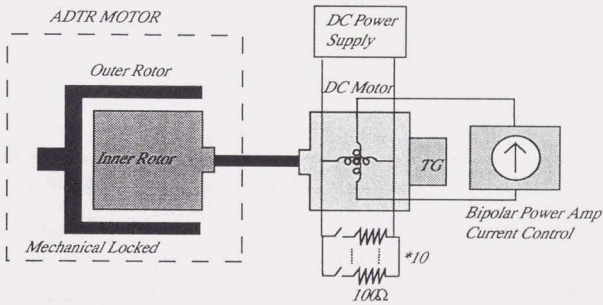


図 5: 相反モータ負荷装置

インバータボード	MWPE-INV2
PWM 変調機能	三角波変調
PWM キャリア同期	あり
キャリア同期割り込み	あり
ゲート信号伝達	東芝光ファイバ TOCP172
ゲート信号出力	東芝光送信モジュール TOTX173

表 .9: インバータボード仕様



インバータボードの使用に伴い、インバータ主回路も変更した。使用したインバータ主回路は MOS-FET 使用である。表.10 にインバータの仕様を示す。

主デバイス	Fuji MOS-FET 2MI50F-050
Vds max	500 V
Id max	50 A
使用ダイオード	MOS-FET 内蔵
MOS-FET ドライバ	SN75372
ゲート電圧	15V
ゲート用絶縁電源	三菱 M57140-01
フォトカプラ	6N137
電流センサ	82A/4V 4 巻
光受信モジュール	東芝 TORX173
DC-DC コンバータ 5V	COSEL ZUS152405
DC-DC コンバータ ±15V	COSEL ZUW62415
入力電源	AC100V or DC24V

表 .10: 自作インバータ仕様

### .2.4 実験装置 3

図 3.23 に示したリニアアンプを用いた実験装置について説明する。図 6 に詳細を示す。図 6 は一相分であり、同じ回路が 3 つ並列に接続されている。なお、LM12 には大容量電解コンデンサを一種のバスキングとして用い、三相動作時の電流吸い込みを容易にしている。表.11 に電源等の仕様を示す。

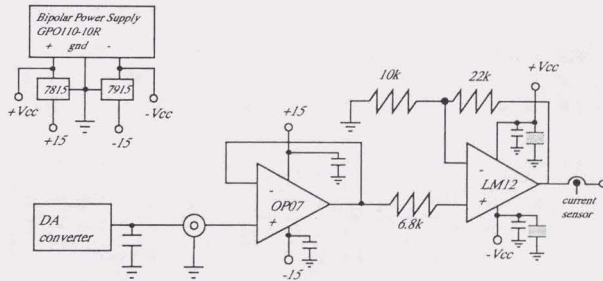


図 6: リニアアンプ駆動回路一相分

Main OP-amp	National Semiconductor	LM12CLK
OP-amp	Analog Devices	OP-07
駆動主電源	高砂 GPO110-10R	110V-10A 25V 使用
カレントセンサ	ナナエレクトロニクス NNC-20CTA	4V/100A 10 巻
カレントセンサ電源	菊水 PAB18-2.5DU	18V-2.5A 15V 使用

表 .11: リニアアンプ駆動回路仕様

## 2.5 汎用誘導機、負荷装置

表 3.4 に示した汎用誘導機及び負荷の詳細を表.12 に示す。なお、磁束確認のためにサーチコイルを固定子スロットに各々巻いてある。試験結果、サーチコイル巻線の詳細はデータシートを参考にされたい。また表 3.4 に示したインダクタンス値は無負荷、拘束試験から直接得た値ではなく、無負荷、拘束試験に加えて使用する回転速度におけるインダクタンス測定値(電圧、電流の位相差から測定)を考慮したものである。

誘導電動機 型名	三菱 SB-JR
定格	0.75kW 4 極 50Hz 200V 3.8A 1400rpm
負荷直流機	太陽電機 100V-10A 750W
タコジェネレータ	7V/1000r/min
負荷励磁電源	菊水 32V-3A
負荷トルク電源	高砂 BWS40-15

表 .12: 汎用誘導機システム詳細

## 2.6 速度センサレスベクトル制御コントローラ

図 3.24 に示したブロック図について実験で用いたゲイン等を表.13 に示す。本来ならば速度制御ゲインは交差角周波数にて表現するべきであるが、イナーシャ値を正確に測定したわけではないので、あえて直接的な実験で使用した値を表示している。外乱オブザーバも同様であり、必ずしも表中の値の交差角周波数をもっているわけではない。

モータ	相反モータ	汎用機
電流制御ゲイン d 軸 (P,I)	7.0 (3000 rad/s), 1.0	14.22 (500 rad/s), 5 ms
電流制御ゲイン q 軸 (P,I)	4.0 (2000 rad/s), 1.0	14.22 (500 rad/s), 5ms
磁束指令値	0.12 Wb ( $I_d = 3.5A$ )	0.221 Wb ( $I_d = 1.4$ )
速度制御ゲイン	0.43	0.08
使用イナーシャ	0.001	0.01
外乱オブザーバ	10 (rad/s)	1 (rad/s)

表 .13: コントローラゲイン

### 3. 第3章における各種証明

#### 3.1 ベクトル制御における $q$ 軸磁束 0 の証明

式 (3.3) において  $\omega_r \delta = \omega$  である  $d-q$  座標系の回路方程式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + pL_1)\mathbf{I} + \omega L_1 \mathbf{J} & pL_m \mathbf{I} + \omega L_m \mathbf{J} \\ pL_m \mathbf{I} + \omega_s L_m \mathbf{J} & (R_2 + pL_2)\mathbf{I} + \omega_s L_2 \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

この式において、状態変数を一次電流  $i_1$  と二次磁束  $\Phi_2$  に選べば、式 (1) は次式の状態方程式に書き直す事が出来る。

$$p \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2}\right)\mathbf{I} - \omega \mathbf{J} & \frac{L_m R_2}{\sigma L_1 L_2} \mathbf{I} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \omega_r \mathbf{J} \\ \frac{L_m}{L_2} R_2 \mathbf{I} & -\frac{R_2}{L_2} \mathbf{I} - (\omega - \omega_r) \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

ただし、

$$\Phi_1 = L_1 i_1 + L_m i_2 \quad (3)$$

$$\Phi_2 = L_m i_1 + L_2 i_2 \quad (4)$$

である。さらに、第2行目を取り出し各成分に分解すると次式を得る。

$$p \begin{bmatrix} \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & \omega - \omega_r \\ -(\omega - \omega_r) & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_2} R_2 \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

上式第1行目と式 (3.8) との差は

$$p(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^*) = -\frac{R_2}{L_2}(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^*) + \omega_s \Phi_{2q} \quad (6)$$

となる。また、第2行は式 (3.10) を用いて

$$\begin{aligned} p\Phi_{2q} &= -\omega_s \Phi_{2d} - \frac{R_2}{L_2} \Phi_{2q} + \frac{L_m}{L_2} R_2 i_{1q} \\ &= -\omega_s \Phi_{2d} - \frac{R_2}{L_2} \Phi_{2q} + \Phi_{2d}^* \omega_s \\ &= -(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^*) \omega_s - \frac{R_2}{L_2} \Phi_{2q} \end{aligned} \quad (7)$$

となり、以下の微分方程式を得る。

$$p \begin{bmatrix} \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & \omega_s \\ -\omega_s & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式 (8) より、状態変数は定次数  $\frac{L_2}{R_2}$  で 0 に収束することが分かる (極は  $-\frac{R_2}{L_2} \pm j\omega_s < 0$ )。つまり、パラメータ誤差がなければ、 $d$  軸磁束は指令値に一致し、 $q$  軸磁束は 0 になる (証明終わり)。

#### 3.2 すべり周波数推定値の導出

式 (1) の第2行を取り出すと次式になる。

$$0 = pL_m i_1 + \omega_s L_m \mathbf{J} i_1 + (R_2 + pL_2) i_2 + \omega_s L_2 \mathbf{J} i_2 \quad (9)$$

上式の各ベクトルと  $\mathbf{J}\Phi_2$  との内積をとり、整理すると次式になる。

$$\omega_s (\mathbf{J}\Phi_2)^T \mathbf{J} (L_m i_1 + L_2 i_2) = -R_2 (\mathbf{J}\Phi_2)^T i_2 - (\mathbf{J}\Phi_2)^T p(L_m i_1 + L_2 i_2) \quad (10)$$

ここで

$$L_m i_1 + L_2 i_2 = \Phi_2 \quad (11)$$

$$(J\Phi_2)^T = \Phi_2^T J^T \quad (12)$$

なる関係を代入すると、

$$\omega_s(\Phi_2^T J^T J \Phi_2) = -R_2 \Phi_2^T J^T i_2 - \Phi_2^T J^T p \Phi_2 \quad (13)$$

$$\omega_s \|\Phi_2\|^2 = -R_2 \Phi_2^T J^T i_2 - \Phi_2^T J^T p \Phi_2 \quad (14)$$

となり、

$$\begin{aligned} a^T J^T b &= -a^T J b \\ &= b^T J a \end{aligned} \quad (15)$$

なる交換則が成立するので、次式に書き換えられる。

$$\omega_s \|\Phi_2\|^2 = -R_2 i_2^T J \Phi_2 - p \Phi_2^T J \Phi_2 \quad (16)$$

以上より式(3.20)が導出できる。

また、式(3.20)は誘導機のトルク  $T_e$  が以下の式で表される事を考慮すれば、すべり角周波数がトルクに比例する形になっていることが自明である。

$$T_e = N_p i_1^T J \Phi_1 \quad (17)$$

$$= -N_p i_2^T J \Phi_2 \quad (18)$$

ここで、 $N_p$  は極対数であり、 $T_e$  の符号は d 軸から q 軸の方向へ作用するトルクを正としている [43] (導出終)。

### 3.3 二次磁束推定の証明

図 3.5 より二次磁束推定値は次式で推定される。

$$\hat{\Phi}_{2s} = \frac{L_2}{L_m} \left( \frac{\tau_1}{1 + \tau_1 p} (v_1 - R_1 i_1) - \sigma L_1 \frac{\tau_1 p}{1 + \tau_1 p} i_{1s} \right) + \frac{1}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s}^* \quad (19)$$

二次磁束真値は電圧方程式より次式で求めることが出来る。

$$p \Phi_{2s} = \frac{L_2}{L_m} \left( (v_1 - R_1 i_1) - \sigma L_1 p i_{1s} \right) \quad (20)$$

従って、式(19)は二次磁束真値を用いて次式で書き直される。

$$\hat{\Phi}_{2s} = \frac{\tau_1 p}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s} + \frac{1}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s}^* \quad (21)$$

$$= \Phi_{2s} + \frac{1}{1 + \tau_1 p} (\Phi_{2s}^* - \Phi_{2s}) \quad (22)$$

以上から、高周波では上式第2項は無視出来るので、二次磁束推定値は真値に一致する。又、低周波でも二次磁束指令値と真値が一致すれば、第2項は0となり推定値は真値に一致する。パラメータ誤差がなければ、式(8)より二次磁束指令値は真値に一致するので、一次ローパスフィルタにおける積分誤差は解消される (証明終)。

## .3.4 センサレストルク制御が二次抵抗にロバストな証明

トルク分電流指令値は式(3.9)より二次抵抗を用いない。一方 $\omega$ については以下のように説明できる。実速度を使用する場合は

$$\omega[k] = \omega_s^*[k] + \omega_m[k] \quad (23)$$

したがって $\omega_s^*[k]$ が $R_2$ の影響を受けるため、 $\omega$ も影響を受ける。しかし、実速度を速度推定値で置き換えた場合は以下ようになる。

$$\omega[k] = \omega_s^*[k] + \hat{\omega}_r[k] \quad (24)$$

$$\hat{\omega}_r[k] = \omega[k-1] - \hat{\omega}_s[k] \quad (25)$$

よって

$$\omega[k] = \omega[k-1] + \omega_s^*[k] - \hat{\omega}_s[k] \quad (26)$$

ここで $\omega_s^*[k]$ 、 $\hat{\omega}_s[k]$ は両者とも同じ割合だけ $R_2$ の影響を受ける。従って常に

$$\omega[k] = \omega[k-1] \quad (27)$$

が成立する為、電源周波数 $\omega$ は $R_2$ 変動の影響を受けない。このことは速度センサレス制御系が二次抵抗変動分を吸収していることを示す。

同様に文献[44]では、二次抵抗にロバストである $\omega$ を直接導き、トルク制御をしている。その導出は以下のようである。

式(5)より二次磁束の各成分における磁束シミュレータは以下ようになる。

$$p\hat{\Phi}_{2d} = -\frac{\hat{R}_2}{L_2}\hat{\Phi}_{2d} + (\omega - \hat{\omega}_r)\hat{\Phi}_{2q} + \frac{L_m}{L_2}\hat{R}_2i_{1d} \quad (28)$$

$$p\hat{\Phi}_{2q} = -\frac{\hat{R}_2}{L_2}\hat{\Phi}_{2q} - (\omega - \hat{\omega}_r)\hat{\Phi}_{2d} + \frac{L_m}{L_2}\hat{R}_2i_{1q} \quad (29)$$

すべり周波数を次式で制御するならば式(29)において $\hat{\Phi}_{2q} = 0$ が主張され、式(28)は次式となる。

$$\omega - \hat{\omega}_r = \omega_s^* = \frac{L_m}{L_2}\hat{R}_2\frac{i_{1q}}{\hat{\Phi}_{2d}} \quad (30)$$

$$\frac{L_m}{L_2}\hat{\Phi}_{2d} = \frac{(\frac{L_m}{L_2})^2\hat{R}_2i_{1d}}{p + \frac{\hat{R}_2}{L_2}} \quad (31)$$

従って、二次磁束と一次則の関係と、式(1)の第一行から次式の $\omega$ を得る。

$$\hat{\Phi}_{1d} = (L_1 - \frac{L_m^2}{L_2})i_{1d} + \frac{L_m}{L_2}\hat{\Phi}_{2d} \quad (32)$$

$$\omega = \frac{v_{1q} - (pL_1 + R_1)i_{1q}}{\hat{\Phi}_{1d}} \quad (33)$$

式(31)において定常状態を考慮すると $\hat{\Phi}_{2d}$ は次式になる。

$$\hat{\Phi}_{2d} = L_m i_{1d} \quad (34)$$

従って $\hat{R}_2$ を含まず、これにより式(33)の $\omega$ も $\hat{R}_2$ を含まないことが分かる(正確には二次側時定数を含まない)。

## .3.5 二次抵抗推定式の導出

式(9)の各ベクトルと  $\Phi_2$  との内積をとり、式(11)を代入すると次式になる。

$$0 = \Phi_2^T P \Phi_2 + R_2 \Phi_2^T i_2 + \omega_s \Phi_2^T J \Phi_2 \quad (35)$$

ここで、上式の右辺第3項のすべり角周波数の項は

$$\Phi_2^T J \Phi_2 = 0 \quad (36)$$

より0となるので、

$$0 = \Phi_2^T P \Phi_2 + R_2 \Phi_2^T i_2 \quad (37)$$

となり、式(3.48)が導出される。

## .3.6 一次抵抗同定法の証明

一次抵抗同定値の出力  $\Delta \hat{r}_1$  を次式で定義する。

$$\Delta \hat{r}_1 \triangleq \hat{R}_1 - R_1^* \quad (38)$$

従って、一次抵抗の推定誤差  $\Delta R_1$  は次式となる。

$$\begin{aligned} \Delta R_1 &= R_1 - \hat{R}_1 \\ &= R_1 - R_1^* - \Delta \hat{r}_1 \end{aligned} \quad (39)$$

このときの二次磁束推定値は

$$\hat{\Phi}_{2s} = \frac{\tau_1 p}{1 + \tau_1 p} + \frac{1}{\alpha} \frac{\tau_1}{1 + \tau_1 p} \Delta R_1 i_{1s} + \frac{1}{1 + \tau_1 p} \Phi_{2s}^* \quad (40)$$

となり、整理すると次式となる。

$$\tau_1 p (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}) + \hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}^* = \frac{\tau_1}{\alpha} (R_1 - R_1^* - \Delta \hat{r}_1) i_{1s} \quad (41)$$

ここで  $\Delta \hat{r}_1$  はPI制御器の出力であるから、I制御のみを使用するとして

$$\Delta \hat{r}_1 = \frac{1}{p} (\hat{\Phi}_2 - \Phi_{2s}^*)^T J i_1 \quad (42)$$

とおけば式(40)は

$$\tau_1 p (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s})^T J i_{1s} + (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}^*)^T J i_{1s} = 0 \quad (43)$$

$$p \Delta \hat{r}_1 = \tau_1 (-p (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s})^T J i_{1s}) \quad (44)$$

定常状態では  $p \Delta \hat{r}_1 = 0$ 、ベクトルの大きさ一定なので

$$-\omega J (\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s})^T J i_{1s} = 0 \quad (45)$$

$$\therefore \hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s} = 0 \quad (46)$$

$$\hat{\Phi}_{2s} - \Phi_{2s}^* = 0 \quad (47)$$

よって

$$\hat{R}_1 = R_1 \quad (48)$$

である(証明終)。

## 3.7 パラメータ測定のための理想モデル

式(1)において速度 $\omega_r$ を0とおけば、pd、q軸それぞれに対して次式の電圧方程式を得ることが出来る。

$$\begin{aligned} v_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega \Phi_{1q} \\ &= R_1 i_{1d} - \omega \sigma L_1 i_{1q} \end{aligned} \quad (49)$$

$$v_{1q} = \left( R_1 + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_2 \right) i_{1q} + \omega \sigma L_1 i_{1d} \quad (50)$$

式(49)、(50)から $R_1$ を消去すると式(51)が導出でき、また $\sigma L_1$ を消去すると式(52)が導出できる。

$$\left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_2 = \frac{v_{1q} i_{1d} - v_{1d} i_{1q} - \omega \sigma L_1 (i_{1d}^2 + i_{1q}^2)}{i_{1d} i_{1q}} \quad (51)$$

$$\left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_2 = \frac{1}{i_{1q}^2} \left( v_{1d} i_{1d} + v_{1q} i_{1q} - R_1 (i_{1d}^2 + i_{1q}^2) \right) \quad (52)$$

式(51)をもれインダクタンスと二次抵抗に関する理想モデルであり式(52)を一次抵抗と二次抵抗に関する理想モデルである。

このモデルは理想状態におけるモデルであるから、パラメータ誤差があった場合の目標値となるモデルである。従って、例えばパラメータ推定値をこの理想モデル値に一致させるような機構を用いれば同定値が真値に一致する可能性がある。

## 4 走行シミュレーション

図4.1に示した10モード走行シミュレーションを説明する。表.14に使用したパラメータを示す。表.14で示し

車両重量 $M$	200 kg
Cd値 $C_d$	0.1
前方投影面積 $A$	2.0 $m^2$
タイヤ半径 $r$	0.2 m
$C_u$	0.75
$C_a$	1.0
$C_b$	40.0

表.14: 10モード走行シミュレーションパラメータ

たパラメータを用いて、次式の車両の運動方程式、モータの運動方程式を解くことにより、自動車の走行を模擬できる。

$$M \frac{dv}{dt} = F - F_r \quad (53)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - F_r - B\omega \quad (54)$$

$$F = \mu Mg \quad (55)$$

$$S_l = \frac{\omega r - v}{\omega r} \tag{56}$$

$$\mu = C_u(\exp(-C_a S_l) - \exp(-C_b S_l)) \tag{57}$$

$$C = \frac{C_d A g}{16} \tag{58}$$

$$F_r = C v^2 \tag{59}$$

$$T_l = F r \tag{60}$$

ただし

$S_l$  : すべり率

$\mu$  : 摩擦係数

$F$  : 粘着力

$F_r$  : 走行抵抗

$v$  : 車体速度

$\omega$  : モータ速度

$T_e$  : モータトルク

$T_l$  : モータ負荷トルク

である。

速度コントローラは図7に示した加速度制御系としている。それぞれの損失は次式で求める。ただし、インバータ出力は電圧指令値の90%と仮定している。

$$\begin{aligned} \text{インバータ損失} &= (\text{インバータ入力パワー}) - (\text{モータ入力パワー}) \\ &= |v^*||i| - |v||i| \end{aligned} \tag{61}$$

$$\begin{aligned} \text{モータ損失} &= (\text{モータ入力パワー}) - (\text{モータ出力パワー}) \\ &= |v||i| - T_e \omega P \end{aligned} \tag{62}$$

$$\begin{aligned} \text{走行損失} &= (\text{モータ出力パワー}) - (\text{車両出力パワー}) \\ &= T_e \omega P - \frac{T_l v}{r} \end{aligned} \tag{63}$$

以上から各損失が計算でき、図4.1の結果を得る事が出来る。

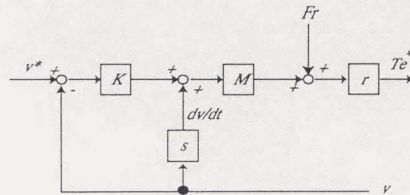
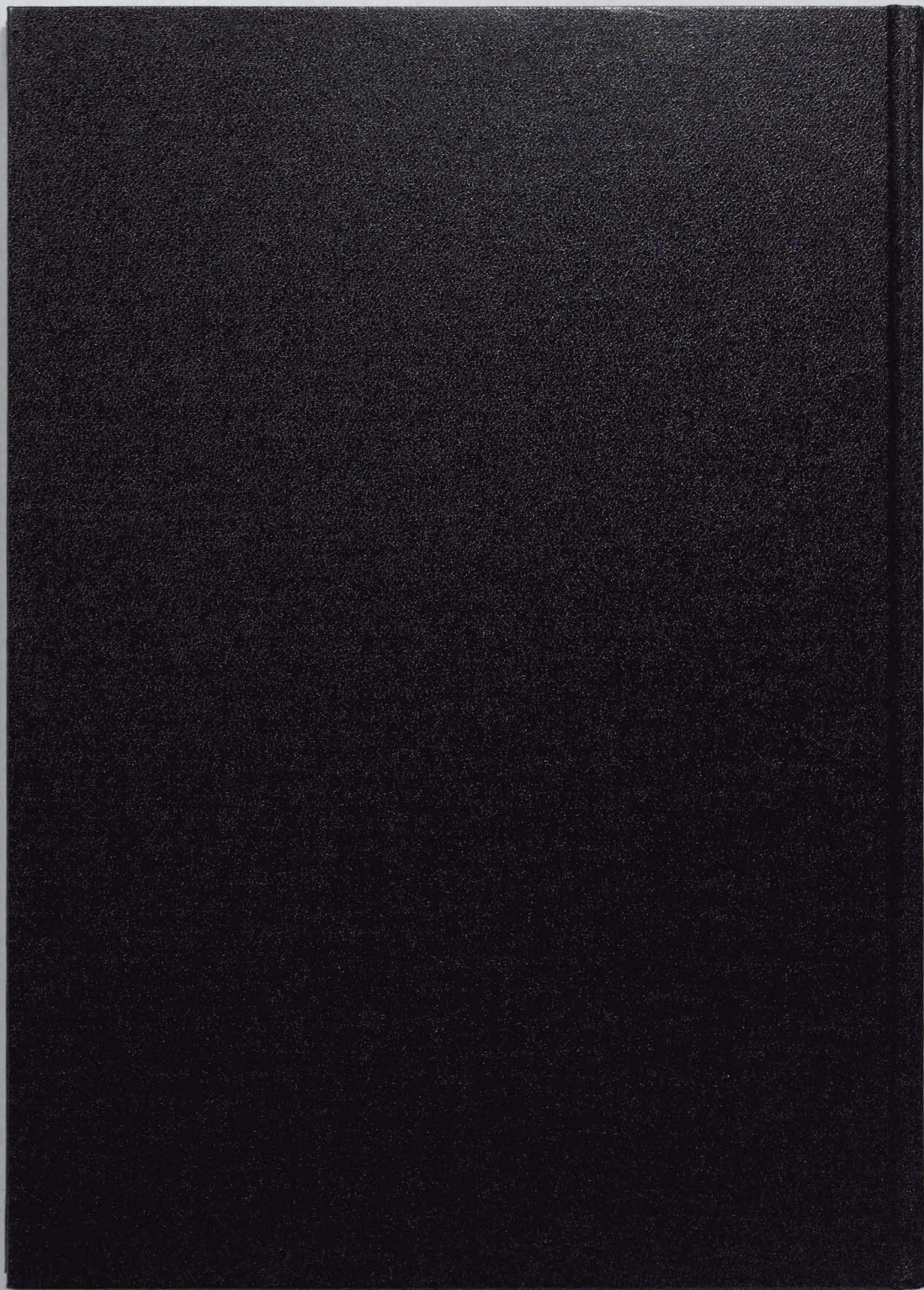
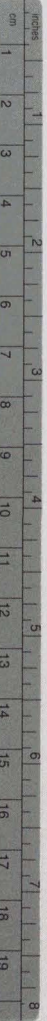


図7: 速度制御ブロック図

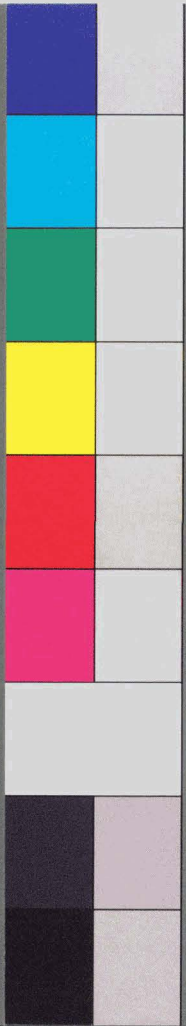






# Kodak Color Control Patches

Blue Cyan Green Yellow Red Magenta White 3/Color Black



# Kodak Gray Scale

A 1 2 3 4 5 6 M 8 9 10 11 12 13 14 15 B 17 18 19



© Kodak, 2007 TM: Kodak