

誘導電動機のベクトル制御と
効率最適化速度制御系構成
に関する研究

平成 3 年 1 2 月

村 田 年 昭

目次

	ページ
第 1 章 序 論	1
第 2 章 基礎理論	22
2. 1 ま え が き	23
2. 2 ベクトルの定義と座標変換	24
2.2.1 ベクトルとフェーザー	24
2.2.2 座標軸の定義	28
2. 3 誘導電動機の基本回路方程式	30
2. 4 α - β 軸の電圧方程式（回転する座標への変換）	34
2. 5 トルク式の誘導	39
第 3 章 誘導電動機の状態方程式とベクトル制御	45
3. 1 ま え が き	46
3. 2 電流制御入力の状態方程式	48
3. 3 ベクトル制御の原理	51

3. 4	制御系の構成法	56
3. 5	シミュレーション結果	66
3. 6	むすび	71
第 4 章	2 次鎖交磁束制御による 効率最適化速度制御系構成法	75
4. 1	まえがき	76
4. 2	誘導電動機の直流モデルと状態方程式	77
4. 3	ベクトル制御誘導電動機の損失と効率最適化の原理	
4. 3. 1	$\alpha - \beta$ 軸等価回路による損失の評価	79
4. 3. 2	効率最適化	83
4. 4	最適レギュレータ理論による制御系の構成法	88
4. 5	シミュレーション結果	97
4. 6	むすび	110

第 5 章	2 次鎖交磁束の推定法	114
5. 1	まえがき	115
5. 2	電圧制御入力の状態方程式	117
5. 3	磁束演算法	119
5. 3. 1	無効電力に着目した磁束シミュレータ	119
5. 3. 2	1 次鎖交磁束シミュレータ	126
5. 3. 3	双線形オブザーバ	129
5. 4	シミュレーション	135
5. 5	むすび	142
第 6 章	1 次鎖交磁束制御	149
6. 1	まえがき	150
6. 2	電圧制御入力の状態方程式	152

6. 3	1 次鎖交磁束制御法	156
6. 3. 1	1 次鎖交磁束制御の原理	156
6. 3. 2	瞬時値等価回路	158
6. 3. 3	ベクトル制御法との比較	159
6. 3. 4	1 次鎖交磁束制御とベクトル制御の 定常特性	163
6. 3. 5	すべり周波数－トルク特性	165
6. 4	1 次鎖交磁束制御による効率最適化	167
6. 4. 1	鉄損と鉄損分抵抗の算定	167
6. 4. 2	2 相等価回路による損失の算定	169
6. 4. 3	制御可能な損失	176
6. 4. 4	1 次鎖交磁束制御による効率最適化	177
6. 5	制御系構成法	180
6. 5. 1	離散時間系	180

6. 5. 2	エラーシステムによる 1 次鎖交磁束制御系	183
6. 5. 3	1 次鎖交磁束制御による 速度制御系構成法	186
6. 6	シミュレーション結果	194
6. 7	むすび	209
第 7 章	結章	214
謝 辞		
著者の関連研究		219

第 1 章

序 論

第 1 章 序 論

誘導電動機が誕生してから百年余が経過した。この間誘導電動機は構造が簡単で取扱いが容易であり、比較的効率が高く安価であるとの理由から産業界に広く使用されてきた。最初は、定速度電動機としての役割を担ってきたが、半導体素子の開発とともに、可変電圧、可変周波数の電力変換器が出現するに及んで誘導電動機の制御法は飛躍的に拡大し、その用途は産業界のあらゆる分野に及んでいる。誘導電動機は 1 次側から磁束を発生する励磁電流とパワー発生に必要なトルク成分電流を 1 次電流として供給するため、この分離がむずかしい、また磁束は急激に変化できないなどの理由から、応答性、力率が悪くその用途は限られていた。このため、高速応答が要求される分野では直流機が主に使用されていた。誘導電動機を直流電動機と同様に制御しようとする考え方は古くからあり、White and Woodson 氏の著書に D.C Induction Motor として紹介されている [1]。その解析法は同期電動機の解析法として展開された 2 軸理論によっていたため、主として定常特性の解析が主流であった。

最近の A. C ドライブ技術の進歩は目覚ましいものがあり、省エネルギー化、高精度で速応性の高い駆動システムが要求されており、その代表としてベクトル制御が産業界の各分野に応用されている。1969 年、ドイツの Hasse 氏は 2 次巻線に鎖交する磁束を基準にとり静止軸上から観測すれば、1 次回転磁界と 2 次回転磁界の空間角速度は一致し、トルクは 2 次鎖交磁束と 1 次電流の簡単な積で表されることに着目して、現在のすべり周波数形ベクトル制御の基本となる Field Oriented Control の理論を発表した。

この基本理論はその後、1972年 F. Blaschke氏によって直接形ベクトル制御として開発されたが、2次鎖交磁束をホール素子、さぐりコイルなどで検出するため、回転子の特殊な加工が必要であり、検出の困難さ、不確かさなどから生じる特性上の問題から広く実用化されるには及ばなかった。このため、2次鎖交磁束を1次電圧、電流で演算する方式も開発されたが、2次鎖交磁束を演算する際の電動機定数の温度変化による変動が制御性能を劣下させる問題は依然として残されていた。

磁束を検出しないとの立場から、難波江氏らはすべり角周波数が1次電流と2次鎖交磁束との比に表されることに着目して、トルクと2次鎖交磁束の指令値とからすべり角周波数を演算し、速度センサから得られた角速度を加算して、インバータの周波数指令値とするすべり周波数形ベクトル制御を発表した[20][21]。ベクトル制御の代表的な制御法であるすべり周波数形ベクトル制御はすべり周波数演算の際の電動機定数の設定誤差によるすべり角周波数の変動がベクトル制御そのもののに影響するため、特に2次抵抗変動の補償法が研究、開発されている。もともと2次抵抗は測定不可能なパラメータであるため、この問題はパラメータ同定法として研究されている[34]。

ベクトル制御の最近の動向として、1次鎖交磁束に着目した制御法が注目されている[44][54][57]。誘導電動機の発生トルクは2次電流と2次鎖交磁束により発生するが、2次鎖交磁束は1次電流と2次電流とから作られ、2次電流は1次電流に対抗して流れる1次負荷電流として考えることができる。発生トルクは1次電流と1次鎖交磁束とで表わされ、1次電圧により1次電流、1次鎖交磁束を制御することができ、直接トルクを発生する例えば、PWMインバータの最適な電圧パターンを定められる。

現在、ベクトル制御法は直接磁束を検出、あるいは演算する直接形ベクトル制御とすべり周波数形ベクトル制御に代表される間接形ベクトル制御に大別される。ベクトル制御に関する多くの研究、開発はPWMインバータを含めた回路技術に主眼がおかれ、過渡現象などの理論的な検討はほとんど行われていない。

回転機の運転特性を解析する理論として2軸理論がこれまで展開されてきたが、定常特性の解析が主であり、過渡解析には瞬時値対称座標法が用いられてきた。この方法は物理的意味をもたない数学的な変換に過ぎず、瞬時値正相分および瞬時値逆相分は回転磁界となんら直接の関係をもたない。瞬時値対称座標法は3相誘導電動機のような非突極形対称多相交流機に対しては、瞬時値正相分のみを取り扱えばよく微分方程式で変数の数が半分になるという利点があるが、非対称の場合には2軸理論とおなじことになる。瞬時値対称座標法は多相交流の電圧、および電流の瞬時値に対して、実効値に対する対称座標法と同形式の複素変換を施し、複素変数を使って交流機の解析を行うため、主として平衡3相電流の瞬時値の取扱いには有効な方法である。これらの解析法による制御系の構成法は定常状態での平衡3相電流を仮定しており、定電圧、定周波数の商用電源で駆動される誘導電動機の制御法である v/f 一定制御などの定常特性に主眼をおいた制御系構成が主体であった。その基本理論は1次回転磁界と2次回転磁界とは空間的に相対峙し、鎖交磁束一定の法則が成り立つとの仮定のもとに解析されてきた。

ベクトル制御などの誘導電動機の瞬時値制御においては、1次回転磁界と2次回転磁界が同期しているとの保証はなく、過渡現象の把握できるモデルを求めることが重要である。

本論文はベクトル制御理論を制御工学の立場から検討し、誘導

電動機の瞬時値制御法を確立するための数学モデルを導出し、制御工学の観点からベクトル制御理論を構築する。

本論文の第2章は誘導電動機の過渡現象を取り扱うための数学モデルの基本式を求めている。誘導電動機の1次側に電圧が印加されると流れる1次電流によって電源に同期して回転する1次回転磁界を生じる。1次電流によって生じる回転磁界は回転子上にある2次導体を切ることによって2次導体に電圧を誘起する。この誘起電圧によって流れる2次電流は電源角周波数と回転角速度との相対角速度で回転する2次回転磁界となり、1次回転磁界と同方向に回転する。ベクトル制御はこの2次回転磁界の大きさを一定に、角速度を1次回転磁界の角速度、すなわち電源角周波数に同期させることが必須であるので、これらのことを念頭におき、本論文では同期角速度で回転する座標軸を導入する。同期角速度で回転する座標軸の直流モデルの意味、瞬時値解析法におけるベクトルの定義、座標変換理論を説明している。

第3章では、理想的な電流制御入力に対する2次回転磁界制御によるベクトル制御法が述べられる。

従来、誘導電動機のドライブシステムを構成する際に、誘導電動機諸変数の取扱が混乱しており、すべりを独立変数としたり、あるいは大変便利なファクターであるため、あたかも独立変数であるかのようにすべり周波数を取り扱ってきた。誘導電動機の実態把握には、すべりとすべり角周波数は重要なファクターであるが独立変数ではない。我々は、1次回転磁界と2次回転磁界が過渡には同期していないとの観点から、過渡現象の把握できるモデルとして、同期角速度で回転する座標軸を導入する。当然回転子

は 1 次回転磁界に引っ張られて回転するから、定常、過渡状態とも 2 次回転磁界を 1 次回転磁界に同期させる必要があり、このためには同期角速度で回転している 1 次回転磁界上で観測している 2 次鎖交磁束の大きさと角速度を調整することが必要である。このように考えると鎖交磁束の大きさと角速度を制御するためには、1 次電流と 1 次角周波数を制御入力と考えるのが妥当であり、誘導電動機は 3 入力、3 出力の制御対象であることが明らかにされる。誘導電動機の状態方程式が明確にされたことにより、状態方程式を出発点とした制御系の構成が可能となり、適応制御、予見制御、効率最適化制御など制御理論の応用が可能になった。

第 4 章では、ベクトル制御誘導電動機の効率最適化の原理が明らかにされ、最適レギュレータ理論を応用した効率最適化速度制御系構成法が提案される。効率最適化制御は軽負荷では鉄損を減じるように磁束を弱め、負荷の増大とともに磁束を強めて銅損を減少させる制御系を構成すればよい。

上述したように、誘導電動機は 1 次側から磁束形成に必要なエネルギーを供給するため、力率が悪く、その結果特に軽負荷での効率が悪く、効率改善は設計問題を除けば、主に電力変換器の波形の改善と負荷に応じて損失を最小とする電圧、周波数を求める問題となる。従来の効率最適化に関する研究は実効値で表した T 形等価回路を基にしているため、損失を最小とする電圧、周波数の最適値は動作点の複雑な関数となり、制御系を構成するにあたり有効な方式とは言えない。また、効率最適化は磁束を制御することになり高速応答は期待できないとされてきた。

本章では、先に我々が提案したベクトル制御法により、過渡応答を悪化することなく定常状態では高効率の得られる制御系構成

法を提案する。

誘導電動機の制御できる損失は銅損と鉄損である。そこで、同期速度で回転する座標軸の定常状態の等価回路により損失を評価し、誘導電動機の制御可能な損失はすべり角周波数と出力の関数となることを示す。任意の与えられた出力のもとで制御可能な損失を最小とする最適すべり角周波数は解析的に求められ、最適すべり角周波数で運転すれば最大効率が得られる。電流制御入力の状態方程式においては、この最適すべり角周波数は制御入力である1次電流のトルク成分電流と状態変数である磁束成分電流で表すことができ、この電流比を最適に制御することによりベクトル制御誘導電動機の効率は最大となる。そこで、定常状態において所望速度のもとで効率最適となり、過渡状態においては速応性が得られる制御系を最適制御理論を用いて構成する。効率最適化制御は制御可能な損失を最小とする1次電流のトルク成分電流と2次鎖交磁束成分電流の電流比から、電流誤差を定義することにより、これを零と制御することにより可能となった。これにより速度制御、ベクトル制御、効率最適化制御の三つの制御目的を同時に実現する制御系を最適レギュレータ理論により構成し、良好な特性が得られることをシミュレーションによって確認している。本論文で提案する効率最適化制御は速度制御系に効率最適化ループを付加するだけで簡単に構成でき、速度制御系の応答を悪化することなく全負荷範囲に渡って高効率運転が可能であり、また効率最適化速度制御系の制御アルゴリズムはマイクロプロセッサにより充分対応でき実用性が高いものと考える。

第5章ではベクトル制御の最大の問題である2次鎖交磁束の推定法について考察を行い、1次鎖交磁束シミュレータ、双線形磁

東オブザーバ[64]による2次鎖交磁束の推定法を提唱している。

誘導電動機のベクトル制御における2次鎖交磁束の検出法については種々検討され検出の困難さ、不正確さが指摘されている。磁束を検出しないとの立場からすべり周波数形ベクトル制御、あるいは磁束演算形ベクトル制御が開発されてきた。従来の磁束演算器（磁束シミュレータ）によるすべり角周波数からの2次鎖交磁束の推定、あるいは2次回路方程式からの演算法では2次抵抗の変動が直接ベクトル制御そのものに多大な影響を与えるため、この変動を補償するための回路構成が複雑となる。また、2次回路方程式に基づく電流モデルによる演算では推定値への収束速度は2次回路の時定数に限定され、高速推定が不可能であり、また推定値は2次抵抗変化の影響が大きいことが指摘されている。電圧モデルからの演算では推定値と真値との誤差が零に収束しないなどの問題点があった。

本章では同期角速度で回転する座標軸の状態方程式が誘導電動機の動特性を厳密に把握できることから、回転磁界に蓄えられるエネルギーの無効分から鎖交磁束を推定する磁束シミュレータについて考察を行っている。同期角速度で回転する座標系を採用すれば、電流モデル、電圧モデルの両者とも推定誤差が零となる磁束シミュレータが構成できることを示す。磁束シミュレータの考え方では推定誤差の収束度は1次側、あるいは2次側回路の時定数で定まるので、2次鎖交磁束を推定する有効な方法として、同期角速度で回転する座標系の状態方程式に基づいて双線形オブザーバを用いたベクトル制御系を構成し、シミュレーション結果よりその有用性を検証している。

第6章では、誘導電動機の新しい制御法として注目されている1次鎖交磁束制御による瞬時値制御法を明らかにしている。

1 次鎖交磁束制御は 1 次巻線に鎖交する磁束を制御することになり電圧制御となる。ベクトル制御システムの駆動電源として P W M インバータなどの電圧形電力変換器を考えると、制御対象の誘導電動機において、固定子電圧、固定子角周波数を制御入力と考えるのが適当である。誘導電動機のトルクは 2 次鎖交磁束と 2 次電流により発生し、1 次鎖交磁束制御はトルク発生に寄与する 2 次鎖交磁束の β 軸成分は零とはならない。このため 1 次鎖交磁束成分電流は直交するトルク成分電流の影響を受ける。

本章では、1 次鎖交磁束制御の数学モデルから、同期角速度で回転する $\alpha - \beta$ 軸回路の非干渉化の意味を明確にする。1 次鎖交磁束制御法とベクトル制御法の比較、検討から電圧制御においては、1 次鎖交磁束制御法が 1 次電圧回路が非干渉化され、2 次抵抗変動に対してもトルク変動の影響の少ない制御系構成が可能であることを明白にした。3 入力 - 3 出力、5 次系の状態方程式を基にして、多入力 - 多出力系の最適レギュレータ理論による速度制御、1 次鎖交磁束制御を同時に実現する制御系を構成し、シミュレーション結果から、電圧制御入力における 1 次鎖交磁束制御法の有用性を検証している。

電圧制御入力の誘導電動機の効率最適化は要求される出力（トルク）に対して最小の入力 $= =$ となる最適な電圧、周波数を求める問題となる。2 次鎖交磁束制御による効率最適化に関しては、第 4 章で明らかにしたが、この章では誘導電動機の損失を一般化し、電圧制御入力の 1 次鎖交磁束制御による効率最適化制御法について述べる。本章では、銅損と固定子鉄損で定義される誘導電動機の制御可能な損失を最小とするすべり角周波数を求め、このすべり角周波数に固定して運転する効率最適化制御系を構成する。誘導電動機の出力は 2 次抵抗で表される等価負荷抵抗で消費され

る電力として、すべりと2次電流で表すことができる。すべり角周波数は2次電流比で記述することができ、制御可能な損失はすべり角周波数と出力の関数となる。任意の与えられた出力のもとで制御可能な損失を最小とするすべり角周波数は解析的に求められ、このすべり角周波数で運転すれば最大効率が得られる。1次鎖交磁束制御においては、制御可能な損失を最小とする最適すべり角周波数は状態変数である1次電流の磁束成分電流とトルク成分電流で表すことができ、1次電流と1次鎖交磁束比を最適に制御することにより効率最適化制御系が実現される。制御系構成例として、電圧制御入力の誘導電動機の状態方程式を基に最適レギュレータ理論により1次鎖交磁束一定制御と1次鎖交磁束可変の効率最適化速度制御系を構成し、シミュレーション結果から1次鎖交磁束制御における効率最適化速度制御系構成法の有用性を検証している。

第 1 章に関連する文献

- 1) White and Woodson, Electromechanical Energy Conversion,
John Wiley (1959年)
- 2) W.J.Gibbs : Electric Machine Analysis using Matrix,
Pitman and Sons Ltd.(1962)
- 3) W.J.Gibbs : Electric Machine Analysis using Tensors,
Pitman and Sons Ltd.(1967)
- 4) 藤 了念 : 解説 誘導機 I, オーム社(1962)
- 5) 電気学会大学講座: 誘導機, 電気学会(1967)
- 6) シーリイ著(宮入・片岡訳): 電気-機械エネルギー変換,
好学社(1968)
- 7) H.N. Hancock : Matrix Analysis of Electrical Machinery,
Pergomon Press(1974)
- 8) B.Adkins and R.G.Harley : The General Theory of Alter-
nating Current Machines, Chapman and Hall(1975)
- 9) 宮入: エネルギー変換工学入門 下, 丸善(1976)
- 10) 猪狩: 電気機械理論, コロナ社(1977)

- 11) 上山： ニュードライブエレクトロニクス， 電気書院(1982)

- 12) P.K.KOVACS :Transient Phenomena in Electrical Machines
ELSEVIER(1984)

- 13) 見城， 赤木， 川村， 三上： A Cサーボモーターとマイコン制御， 総合電子出版社 (1984)

- 14) 電気学会： 電気機器学(1985)

- 15) Paul C.Krause : Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill Book Company(1986)

- 16) 電気学会： 電気工学ハンドブック(1988)

- 17) Paul C.Krause and C.H.Thomas:Simulation of Symmetrical Induction Machinery, IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, PAS-84-11(1965)

- 18) 三橋成生訳： 誘導電動機の磁界オリエンテーション運転のためのトランスベクトル制御， 富士時報 47-2, 86/89(1974)
[W.Flöter and H.Ripberger: Die TRANS-VEKTOR Regelung für den Feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine, Siemens-Z, 45(1971) S.761 bis 764]

- 19) 岩金, 甲斐, 浦野: インバータによる誘導機ドライブとベクトル制御方式について, 安川電機技報 38-4, 588/601(1974)
- 20) 難波江, 黒沢: 誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御, 電気学会論文誌B, 98-3, 303/309(1978)
- 21) A.Nabae, K.Otsuka and R.Kurosawa : An Approach to Control of Induction Motor Operated with Variable-Frequency Power Supply, IEEE Trans. Industry Applications, IA-16-3, 342/349(1980)
- 22) T.Tsuchiya : State Equation of Electrical drives, IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-28-3, 194/200(1981)
- 23) PAUL G.GUMMINGS, W.D.BOWERS and WALTER J.MARTINY : Induction Motor efficiency Test Methods, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-17-3, 253/272(1982)
- 24) T.Tsuchiya : Improved Direct Digital Control Algorithm for Microprocessor Implementation, IEEE Trans. Automatic Control, AC-27-2, 295/306(1982)
- 25) 山村, 中川: 交流サーボモータの過渡現象と制御 - 磁界加速法の提案, 電気学会論文誌B, 101-9, 557/563(1981)

- 26) 土谷: 最適レギュレータ技法を用いた多入力多出力離散時間出力フィードバック制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, 20-3, 193/199(1983)
- 27) A.Kusko and D.Galler : Control Means for Minimizing of Losses in A.C and D.C Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-19-4 ,561/570 (1983)
- 28) H.Sugimoto and E.Ono : Theory and Characteristics of a New Induction Motor Drive System Having Linear Transfer Function, IPEC-Tokyo'83, 462/473(1983)
- 29) HEUNG G.Kim, K.Sul and MIN H.Park: Optimal Efficiency Drives of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-20-6 1453/1459 (1984)
- 30) D.S.Kirschen, D.W.Novotony and W.Suwanwisoot: Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in variable Frequency Drives, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-20-5 1244/1250 (1984)
- 31) 王, 土谷: 最適レギュレータ理論による出力フィードバック制御系構成法と多変数系への応用, 電気学会論文誌C, 20-3, 17/24(1984)

- 32) 江上, 山本, 土谷: 最適制御理論を用いた効率最適化速度制御系構成 - 他励直流電動機系への適用 -, 計測自動制御学会論文集, 21-4 345/352(1984)
- 33) D.S.Kirschen,D.W.Novotony and T.A.Lipo: On-Line Efficiency Optimization of a Variables Frequency Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-21-4 610/616 (1985)
- 34) T.Matsuno and T.Lipo: Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-controlled Induction Motor Drives, IEEE Trans.Industrial Applications,IA-21-4,624/632 (1985)
- 35) T.Tsuchiya and T.Egami : Application of Improved Optimal Regulator Theory to Optimal Efficiency Control of an Electrical Drive System, IEEE Transactions on Automatic Control, AC-30-8 822/825 (1985)
- 36) T.Egami,J.Wang and T.Tsuchiya: Efficiency-Optimized Speed Control System Synthesis Method Based on Improved Optimal Regulator Theory- Application to Separately Excited DC Motor,IEEE Trans.I.E. IE-32-4 372/380 (1985)
- 37) W.Leonhard : Microcomputer Control of High Dynamic Performance ac-Drives -a Survey,Automatica,22-1,1/19 (1986)

- 38) 堀, V.Cotter, 茅: 誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察, 電気学会論文誌B, 106-11, 1001/1008(1986)
- 39) 小笠原, 赤木, 難波江: 磁束フィードフォワード形ベクトル制御の一般化理論, 電気学会論文誌B, 106-3, 209/216(1986)
- 40) A.Kumamoto, S.Tada and T.Hirane : Speed Regulation of an Induction Motor Using Model Reference Adaptive Control, IEEE Control System Magazine, 25/29(1986)
- 41) R.D.Lorenz : Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performance Applications, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22-2, 293/297 (1986)
- 42) 村田, 土谷, 武田: ベクトル制御誘導電動機の状態方程式, 第29回自動制御連合講演会前刷, 3049, 459/461, (1986)
- 43) 高橋, 野口: 瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法, 電気学会論文誌, 106-1, 9/16(1986)
- 44) I.TAKAHASHI and T.NOBUUCHI : A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-22-5, 820/827(1986).
- 45) 村田, 土谷, 武田: 最適レギュレータ理論による新しいベクトル制御誘導電動機の研究, 第30回自動制御連合講演会前刷, 3082, 565/568, (1987)

- 46) 江上, 村田, 土谷: 最適制御理論を用いた誘導電動機の制御
電圧源ベクトル制御に関する基礎的検討, 第30回自動制御連
合講演会前刷, 557/560, (1987)
- 47) 森田, 村田, 土谷: 適応制御理論による誘導電動機ベクトル
制御, 第30回自動制御連合講演会前刷, 3081, 561/564, (1987)
- 48) 江上, 村田, 土谷: 最適制御理論を用いた誘導電動機の制御
電圧源ベクトル制御に関する基礎的検討, 昭和62年電気学会
産業応用部門全国大会講演論文集, 671/674 (1987)
- 49) 村田, 土谷, 武田: ベクトル制御方式による誘導電動機の効
率化速度制御系の構成法, 昭和62年電気学会産業応用部門全
国大会講演論文集, 659/664 (1987)
- 50) 村田, 土谷, 武田: ベクトル制御誘導電動機の効率最適化速
度制御系の解析, 第30回自動制御連合講演会前刷, 569/572
(1987)
- 51) 村田, 土谷, 武田: 状態フィードバックによる誘導電動機の
ベクトル制御について, 計測自動制御学会論文集, 24-6
596/602 (1988)
- 52) 村田, 土谷, 武田: 誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御,
第31回自動制御連合講演会前刷, 2005, 291/294 (1988)

- 53) 村田, 土谷, 武田: 最適制御理論による誘導電動機の固定子鎖交磁束一定制御, 電気学会産業電力電気応用研究会資料, IEA-88-13, 59/68(1988)
- 54) Xingyi Xu, Rik De Donker and Donald W. Novotny: A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive, PESC'88 RECORD, 870/876(1988)
- 55) 杉本: 誘導機のベクトル制御 - 2次抵抗変動を補償する制御, 平成元年電気学会全国大会シンポジウム, S.8-3/S.8-6(1989)
- 56) 高橋: 1次鎖交磁束に着目した高速トルク制御, 平成元年電気学会全国大会シンポジウム, S.8-7/S.8-10(1989)
- 57) 村田, 土谷, 武田: 誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御, 計測自動制御学会論文集, 25-11, (1989)
- 58) 江上, 土谷: エラーシステムを用いた最適サーボ系の初期値補償, 昭和62年度SICE北海道支部学術講演会論文集, 17/18 (1988)
- 59) 村田, 土谷, 武田: 最適レギュレータ理論によるベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, 25-3 83/90(1989)
- 60) 森田, 村田, 土谷, : 適応制御理論による誘導電動機の制御系構成とその応用, 計測自動制御学会論文集, Vol-25, No.8, 879/895(1989)

- 61) 江上, 村田, 土谷: 誘導モータの予見制御, 計測自動制御学会論文集, Vol-25-5, 608/610(1989)
- 62) PETER M.DALTON, and VICTOR J.GOSBELL: Flux Tracking in Induction Machines by Means of Volt-Ampere Quantities, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol-26-1, 137/142(1990)
- 63) T.Murata T.Tsuchiya and I.Takeda : Vector Control for Induction Machine on the Applications of Optimal Control Theory, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol-37-4, 283/290(1990)
- 64) 森島, 小滝, 前田, 児玉: 非線形フィードバックによる誘導電動機のロバスト制御(実機試験による検証), システム制御情報学会論文誌, Vol-3, No.2, 29/37(1990)
- 65) 村田, 土谷, 武田: 電力関係に着目した誘導電動機の2次鎖交磁束シミュレータの一方式, 第23回計測自動制御学会北海道支部学術講演会講演論文集, No.5, 11/14(1991)
- 66)

記号法

i_1 : 1 次電流ベクトル

i_2 : 2 次電流ベクトル

v_1 : 1 次電圧ベクトル

v_2 : 2 次電圧ベクトル（零ベクトル）

Φ_1 : 1 次巻線に鎖交する磁束ベクトル

Φ_2 : 2 次巻線に鎖交する磁束ベクトル

ω_1 : 1 次角周波数

ω_0 : 2 次回転磁界（2 次鎖交磁束）の角速度

ω_r : 回転子角速度

ω_s : すべり角周波数

電動機定数

r_1 : 固定子抵抗

r_2 : 回転子抵抗

L_s : 固定子自己インダクタンス

L_r : 回転子自己インダクタンス

M : 相互インダクタンス

ℓ_1 : 1次漏れインダクタンス

ℓ_2 : 2次漏れインダクタンス

J : 負荷を含めた慣性モーメント

B : 制動係数

τ_L : 負荷トルク

第 2 章

基 礎 理 論

第 2 章 基礎理論

2. 1 まえがき

回転機の軸に垂直な平面内に直交する 2 軸をとり、電圧、電流、磁束などの変数を各座標軸に関する成分として表し、回転機の特性を解析する理論が 2 軸理論である。2 軸理論に関しては文献 [1]～[6] 等に巻線変換理論として述べられている。従来の 2 軸理論は主に、平衡 3 相電動機の解析理論として展開されたため、繰り返し過渡現象のような定常特性の解析に用いられてきた。

これをより一般的にするため、横軸を実数部、縦軸を虚数部として瞬時値ベクトルを導入することにより瞬時値制御の理論が確立された。

誘導電動機の瞬時値制御を解析するためには、過渡現象を記述するモデルを求めることが重要である。特に、瞬時値制御法であるベクトル制御は、2 次巻線に鎖交する磁束を制御するため、これを制御するための入力は何か、すなわち誘導電動機において、独立変数はなんであかを明らかにすることが重要である。

この章では、本論文の基本式である同期角速度で回転する座標軸の電圧方程式、鎖交磁束式、トルク式を求めるのに必要なベクトルの概念、座標変換理論を簡潔に述べる。同期角速度で回転する座標軸の電圧方程式が誘導電動機の過渡状態を記述するモデルであることを明らかにする。

2. 2 ベクトルの定義と座標変換

2. 2. 1 ベクトルとフェーザー ベクトルの数学的な概念はよく知られているが、交流電動機の過渡解析に Vector Method として明らかにしたのは、P.K.Kovacs¹である[6]。彼は主に電源の遮断、再投入の問題に瞬時値ベクトルを応用している。この節では瞬時値を表すベクトルと従来の実効値を扱うフェーザーの違いを明確にする。Fig.2.1の単相交流回路を考える。回路方程式は次式となる。

$$v = R i + L \frac{d i}{d t} \quad (2.1)$$

電圧 v 、電流 i の瞬時値をつぎのようにおく。

$$v = V_m \cos(\omega t + \psi) \quad (2.2)$$

$$i = I_m \cos(\omega t + \phi + \psi) \quad (2.3)$$

ϕ : 力率角

ψ : 初期位相

(2.2),(2.3)式を複素表示すると(2.4),(2.5)式となる。

$$\begin{aligned} v &= \text{Real} \left\{ V_m e^{j(\omega t + \psi)} \right\} \\ &= \text{Real} \left\{ \dot{V}_m e^{j\omega t} \right\} \end{aligned} \quad (2.4)$$

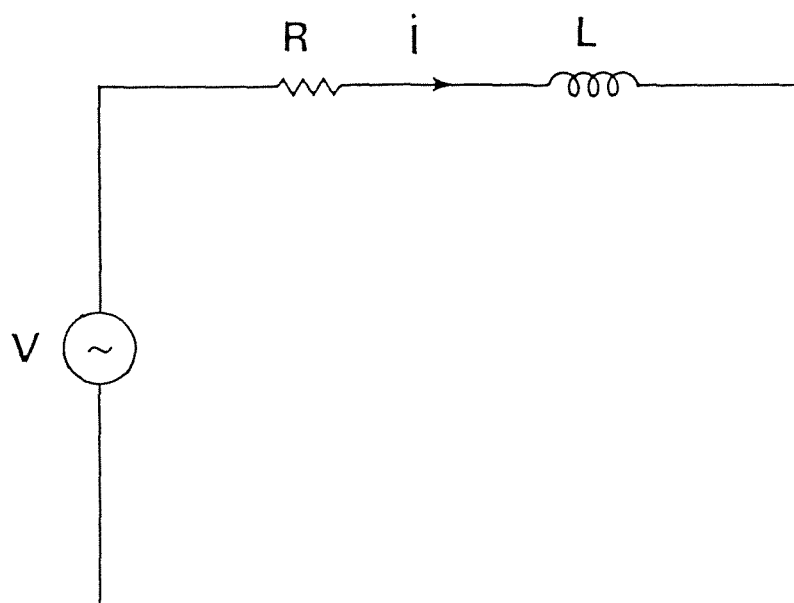


図 2. 1 单相交流回路

Fig. 2. 1 Single-phase alternating current circuit

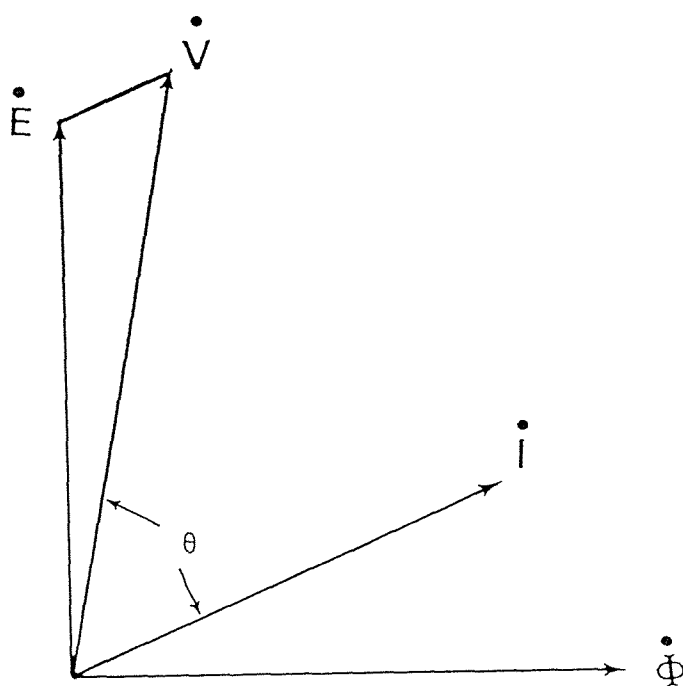


図 2. 2 フェーザー図

Fig. 2. 2 Phasor diagram

$$\begin{aligned}
 i &= \text{Real} \left\{ I_m e^{j(\omega_1 t + \psi + \phi)} \right\} \\
 &= \text{Real} \left\{ \dot{I} e^{j\omega_1 t} \right\} \quad (2.5)
 \end{aligned}$$

ここで,

$$\dot{V} = V_m e^{j\psi} \quad (2.6)$$

$$\dot{I} = I_m e^{j(\psi + \phi)} \quad (2.7)$$

ただし, 記号 Real は実数部をとることを意味する.

(2.1)式において, $P = d / d t = j \omega_1$ とおきフェーザーで表すと次式が得られる,

$$\dot{V} = R \dot{I} + \dot{E} \quad (2.8)$$

ただし,

$$\dot{E} = j \omega_1 \dot{\Phi} \quad (2.9)$$

$$\dot{\Phi} = L \dot{I} \quad (2.10)$$

Fig. 2.2 に磁束 Φ を基準にとったフェーザー図を示す. フェーザー \dot{V}, \dot{I} には時間 t は含まれない. 電圧, 電流の瞬時値を正弦波と仮定したことは定常状態を取り扱うことを暗黙に了解したことを意味する. これに対して, d 軸を実数部, q 軸を虚数部としてベクトル v, i を次式で定義する.

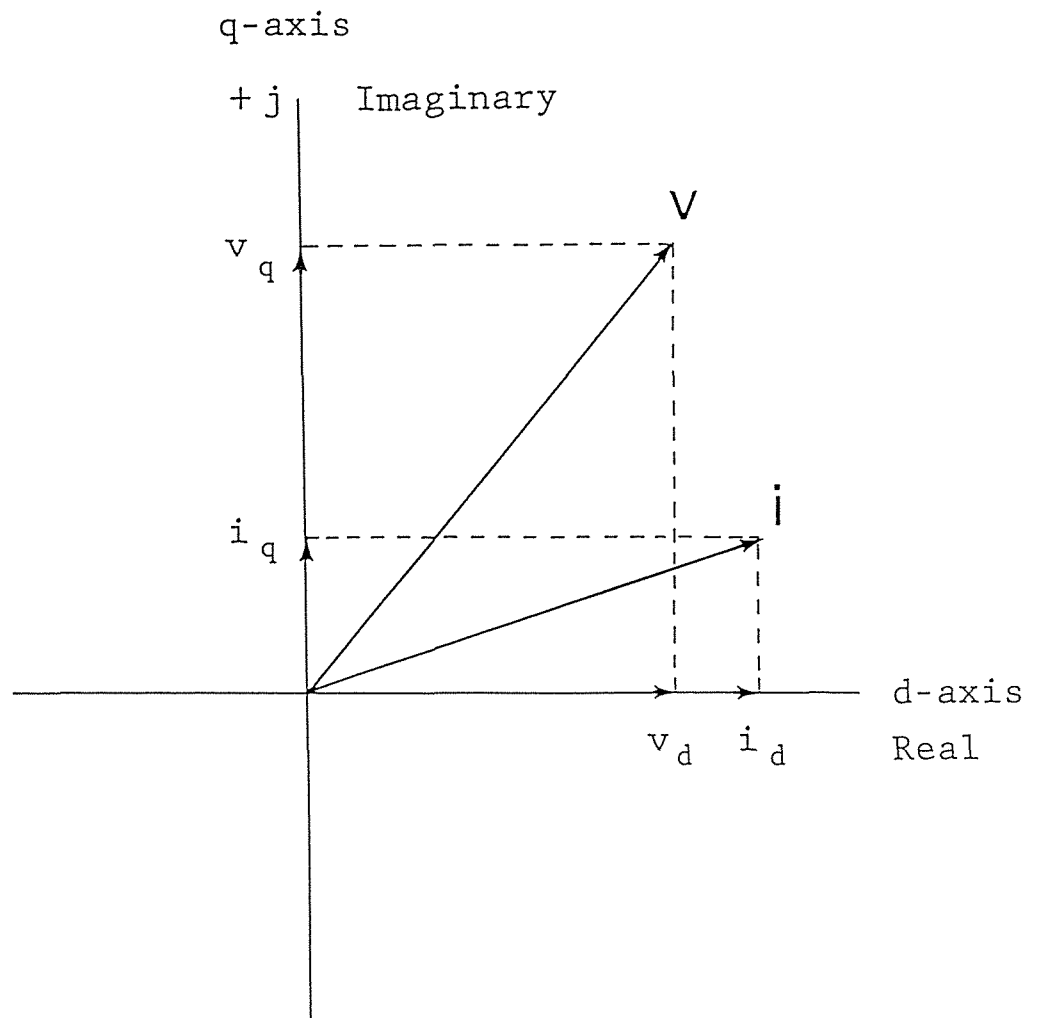


図 2. 3 ベクトル図

Fig. 2. 3 Vector diagram

$$v = v_d + j v_q \quad (2.11)$$

$$i = i_d + j i_q$$

Fig. 2. 3 にベクトル図を示す. ベクトル v , i は大きさと方向を持ち時間とともに変わる. これらの $d-q$ 軸成分は $d-q$ 軸の電圧, 電流の瞬時値を表し, これにより任意の波形, 任意の時刻の電圧, 電流ベクトルを $d-q$ 軸上で決定できる. 3 相交流機の複素表示についての表現は数学的な変換に過ぎず, 最初に正弦波電圧, 電流を仮定しておりその虚数成分はなんら物理的意味を持たない. ベクトルとフェーザーは本質的に異なるものであり, 以下本論分ではベクトルとフェーザーを区別して使用する.

2. 2. 2 座標軸の定義

Fig. 2. 4 に本論文で用いる座標軸の定義を示す. 回転方向の正方向を反時計方向と定め, 静止座標を $d-q$ 軸, 角速度 ω で回転する導体上にとつた座標軸を $M-T$ 軸, 同期角速度 ω^r で回転する座標軸を $\alpha-\beta$ 軸とする. 横軸を実軸, 縦軸を虚軸と考え, 2 軸の空間ベクトル (電圧, 電流, 磁束) を以下のように定義する.

$$f^{d-q} = f_d + j f_q \quad (2.12)$$

$$f^{M-T} = f_M + j f_T \quad (2.13)$$

$$f^{\alpha-\beta} = f_\alpha + j f_\beta \quad (2.14)$$

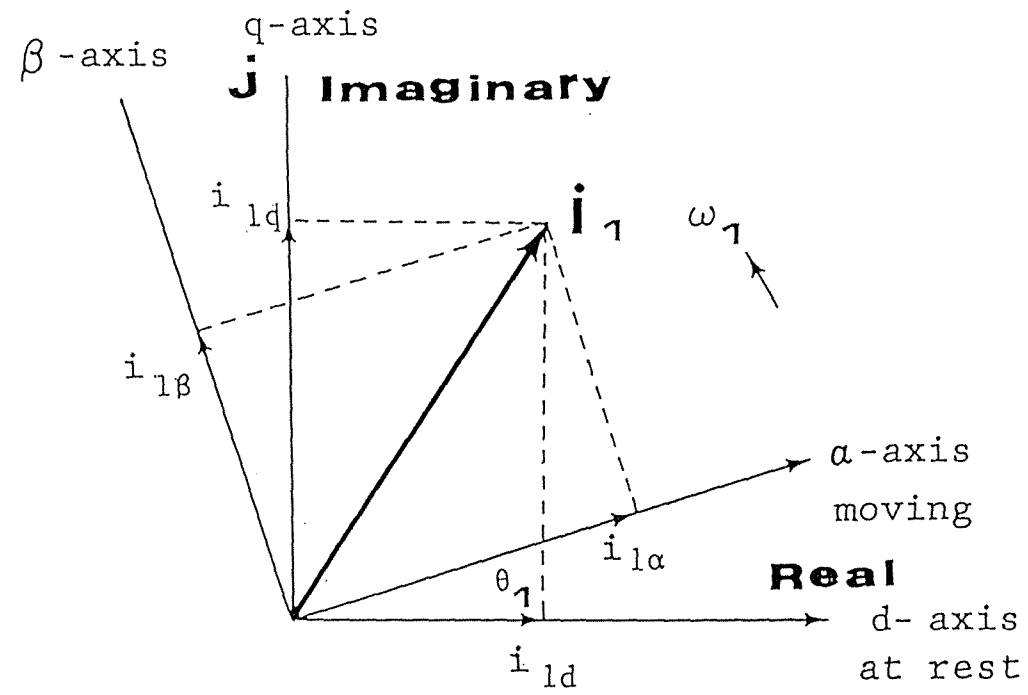


図 2. 4 座標軸の定義
Fig. 2. 4 Definition of coordinate

ここで,

f_{d-q} : 静止 $d-q$ 軸のベクトル

f_{M-T} : ω_r で回転する回転子上の $M-T$ 軸のベクトル

$f_{\alpha-\beta}$: ω_1 で回転する $\alpha-\beta$ 軸のベクトル

2. 3 誘導電動機の基本回路方程式

3相構造の誘導電動機を等価2相機に変換するため、本論文においては一般の交流電動機の解析の基礎となる以下の仮定をおく、

- 1) 磁束の空間分布は正弦波とする
- 2) 磁気非線形性は取り扱わない
- 3) 磁束の飽和は無視する

これらの仮定により3相巻線のつくる起磁力と2相巻線の起磁力が等しいことと、座標変換の前後において電力不変であることがなりたつ。Fig. 2. 5は複素平面で表した1次電流のベクトル図である。1)の仮定により、1次巻線に流れる電流によって生じる起磁力はアンペアの右ネジの法則に従い、コイルに垂直な空間ベクトルと考えることができる。

$$F = N i \quad (2.15)$$

N : 巻数

コイルに流れる電流も空間ベクトルと考え、磁束の方向を電流ベクトルの方向と定める。 $d-q$ 軸を静止軸とし、 d 軸を実軸、 q 軸を虚軸とし、相電流 i_a を実軸に一致してとると以下の式を得る。

$$i_a = i_a \quad (2.16)$$

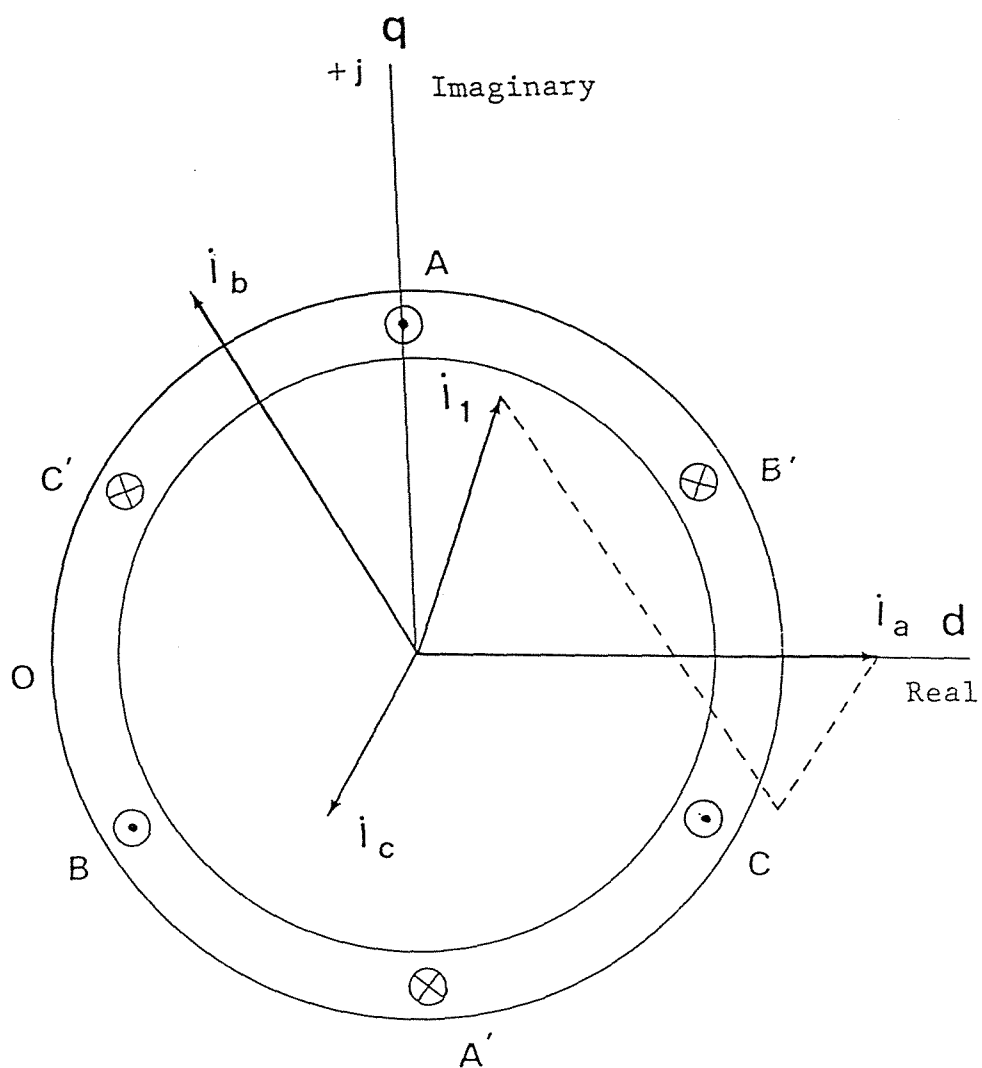


図 2. 5 固定子電流ベクトル

Fig. 2. 5 Primary current vector in the complex plane

$$i_b = i_b \text{ EXP}\{-j2/3\pi\} = a i_b \quad (2.17)$$

$$i_c = i_c \text{ EXP}\{+j2/3\pi\} = a^2 i_c \quad (2.18)$$

ただし,

$$a = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.19)$$

合成ベクトル i_1 は単位法で表すと次式となる.

$$\begin{aligned} i_1 &= i_a + i_b + i_c \\ &= \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \end{aligned} \quad (2.20)$$

磁束, 電圧ベクトルも同様に考え, 以下の様に定義する.

$$\Phi_1 = \frac{2}{3} (\Phi_a + a \Phi_b + a^2 \Phi_c) \quad (2.21)$$

$$v_1 = \frac{2}{3} (v_a + a v_b + a^2 v_c) \quad (2.22)$$

静止 d - q 軸において，各相電圧は以下のように表される．

固定子電圧方程式

$$v_a = r_1 i_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \quad (2.23)$$

$$v_b = r_1 i_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \quad (2.24)$$

$$v_c = r_1 i_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \quad (2.25)$$

(2.16)～(2.18)式の関係を用いると次式を得る．

$$\begin{aligned} & \frac{2}{3} (v_a + a v_b + a^2 v_c) \\ &= (2/3) \cdot r_1 (i_a + a i_b + a^2 i_c) \\ & \quad + (2/3) \cdot \frac{d}{dt} (\Phi_a + a \Phi_b + a^2 \Phi_c) \end{aligned} \quad (2.26)$$

(2.26)式をベクトルで表示すれば次式となる。ここで、静止回路であることを区別するため電圧，電流，磁束には上側添字 d-q をつける。

$$v_1^{d-q} = r_1 i_1^{d-q} + \frac{d\Phi_1^{d-q}}{dt} \quad (2.27)$$

回転子の電圧方程式についても、回転子上で現象を眺めれば静止回路となるので同様の回路方程式が得られる。

$$v_2^{M-T} = r_2 i_2^{M-T} + \frac{d\Phi_2^{M-T}}{dt} \quad (2.28)$$

1 次，2 次巻線に鎖交する磁束はそれぞれ次式で表される。

$$\Phi_1^{d-q} = L_s i_1^{d-q} + i_2^{M-T} M e^{-j\theta_r} \quad (2.29)$$

$$\Phi_2^{M-T} = L_r i_2^{M-T} + i_1^{d-q} M e^{-j\theta_r} \quad (2.30)$$

2. 4 $\alpha - \beta$ 軸の電圧方程式（回転する座標への変換）

誘導電動機の固定子に電源角周波数 ω_1 の電圧が印加されると 1 次電流が流れ、電源周波数に同期した 1 次回転磁界を生じる。この 1 次回転磁界が 2 次巻線を切ることによって 2 次誘起電圧が発生し、流れる 2 次電流によって 1 次回転磁界と同方向に回転する 2 次回転磁界を生じる。2 次電流の角周波数は電源角周波数 ω_1 と

回転角速度 ω_r の差のすべり角周波数 ω_s であるが、2次巻線は回転子上に存在するので、2次回転磁界の空間的な角速度 ω_0 は定常状態では常に電源角周波数に同期している。

$$\begin{aligned}\omega_1 &= \omega_r + \omega_s \\ \omega_0 &= \omega_1\end{aligned}$$

しかし、過渡状態では回転角速度 ω_r の変動、負荷印加などですべり角周波数 ω_s が変動することにより1次回転磁界と2次回転磁界が同期しているとの保証はない。そこで、過渡状態を把握するのに1次回転磁界上にたって現象を眺めることを考えよう。

誘導電動機の2相d-q軸の静止回路方程式を同期角速度で回転する α - β 軸回路の電圧方程式に変換する。静止d-q座標から同期角速度 ω_1 で回転する α - β 座標への変換マトリクスは以下のよう
に表される。

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\theta_1 = \omega_1 t \quad (2.32)$$

(2.31)式をベクトルで表示すれば次式となる。

1次巻線ベクトルの変換；

$$f_1^{\alpha-\beta} = f_1 e^{j(\psi_1 - \theta_1)}$$

$$\begin{aligned}
 &= f_1 e^{j\psi_1} \cdot e^{-j\theta_1} \\
 &= f_1^{d-q} \cdot e^{-j\theta_1} \quad (2.33)
 \end{aligned}$$

2 次巻線ベクトルの変換;

$$\begin{aligned}
 f_2^{\alpha-\beta} &= f_2 e^{-j\theta_1} \\
 &= f_2^{d-q} e^{-j\theta_r} e^{-j(\theta_1 - \theta_r)} \\
 &= f_2^{M-T} \cdot e^{-j\theta_s} \quad (2.34)
 \end{aligned}$$

ただし,

$$\theta_s = \theta_1 - \theta_r \quad (2.35)$$

$$\theta_r = \omega_r t \quad (2.36)$$

(2.33), (2.34)式の空間ベクトルを用いると, 1 次側回路の電圧方程式は以下のように変換される.

1 次側回路の電圧方程式

$$v_1^{\alpha-\beta} e^{j\theta_1} = r_1 i_1^{\alpha-\beta} e^{j\theta_1} + \frac{d}{dt} \{ \Phi_1^{\alpha-\beta} e^{j\theta_1} \}$$

$$\begin{aligned}
&= r_1 i_1^{\alpha-\beta} e^{j\theta_1} + j \frac{d\theta_1}{dt} \cdot \Phi_1^{\alpha-\beta} e^{j\theta_1} \\
&\quad + \frac{d\Phi_1^{\alpha-\beta}}{dt} e^{j\theta_1} \quad (2.37)
\end{aligned}$$

(2.37)式の両辺より $\text{Exp}(j\theta_1)$ を消去して次式を得る.

$$v_1^{\alpha-\beta} = r_1 i_1^{\alpha-\beta} + \frac{d\Phi_1^{\alpha-\beta}}{dt} + j\omega_1 \Phi_1^{\alpha-\beta} \quad (2.38)$$

1 次鎖交磁束 Φ_1 の変換

(2.29)式の静止 d-q 軸の 1 次鎖交磁束は(2.33), (2.34)式の変換式を用いて次式のように表される.

$$\Phi_1^{d-q} e^{j\theta_1} = i_1^{\alpha-\beta} e^{j\theta_1} L_s + i_2^{\alpha-\beta} e^{j\theta_s} M e^{j\theta_r} \quad (2.39)$$

$\alpha-\beta$ 軸のベクトルで表示すれば次式となる.

$$\Phi_1^{\alpha-\beta} = L_s i_1^{\alpha-\beta} + M i_2^{\alpha-\beta} \quad (2.40)$$

ここで、注意すべきことは同期角速度で回転する $\alpha-\beta$ 軸に変換した際、項 $\text{Exp}(j\theta_1)$ を消去したため(2.38), (2.39)式の電圧、電流、磁束量は大きさのみを扱っていることになり周波数成分は含まれない。このことは直流分のように取り扱うことができる。

回転子回路の電圧方程式，鎖交磁束式についても回転子角速度と同期角速度との相対角速度を考慮して同様の変換を行う。

ただし，2次側回路は短絡されているので，2次電圧ベクトルは零ベクトルとなり以下のように変換される。

2次側回路の電圧方程式

$$0 = r_2 i_2^{\alpha-\beta} + \frac{d\Phi_2^{\alpha-\beta}}{dt} + j(\omega_1 - \omega_s)\Phi_1^{\alpha-\beta} \quad (2.41)$$

2次鎖交磁束 Φ_2 の変換

$$\Phi_2^{\alpha-\beta} = L_r i_2^{\alpha-\beta} + M i_1^{\alpha-\beta} \quad (2.42)$$

同期角速度 ω_1 で回転する $\alpha-\beta$ 軸の電圧方程式，鎖交磁束式を整理すると(2.43)～(2.47)式を得る。以下の式においては同期角速度 ω_1 で回転する $\alpha-\beta$ 軸の変数を表す上側添字は省略する。

電圧方程式

$$v_1 = r_1 i_1 + \frac{d\Phi_1}{dt} + j\omega_1 \Phi_1 \quad (2.43)$$

$$0 = r_2 i_2 + \frac{d\Phi_2}{dt} + j\omega_s \Phi_2 \quad (2.44)$$

すべり角周波数

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r \quad (2.45)$$

鎖交磁束

$$\Phi_1 = L_s i_1 + M i_2 \quad (2.46)$$

$$\Phi_2 = M i_1 + L_r i_2 \quad (2.47)$$

2. 5 トルク式の誘導

トルク式の誘導にはトルクテンソルから求める方法もあるが、ここでは2相変換された電圧方程式からトルク式を誘導する。

(2.43), (2.44)式をマトリクス表示すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j\omega_1 & 0 \\ 0 & j\omega_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

あるいは次式で表示できる.

$$v = R i + \frac{d}{dt} \{ L i \} + \omega \Phi \quad (2.49)$$

ただし

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad i = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$R = \begin{bmatrix} r_1 & \\ & r_2 \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\omega = \begin{bmatrix} j \omega_1 & \\ & j (\omega_1 - \omega_s) \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

(2.49)式に左から i_T^* (共役の転置) をかけると次式を得る.

$$i_T^* v = i_T^* R i + i_T^* \frac{d}{dt} \{ L i \} + i_T^* \omega L i \quad (2.53)$$

入力 = 銅損 + 磁界に蓄えられ + 出力
るエネルギー

(2.53)式は複素電力の関係を表し、右辺第3項が出力となる.

出力を P_k とおくと次式を得る.

$$\begin{aligned}
 P_k &= \frac{3}{2} \operatorname{Real} [i_1^T * \omega L i_1] \\
 &= \frac{3}{2} \operatorname{Real} [i_1^* j \omega \Phi_1 + i_2^* j \omega_s \Phi_2] \\
 &= \frac{3}{2} \operatorname{Real} [j \omega (i_1^* \Phi_1 + i_2^* \Phi_2) \\
 &\quad - j \omega_r i_2^* \Phi_2] \quad (2.54)
 \end{aligned}$$

* : 共役, T : 転置, Real : 実数部

(2.54) 式右辺第 1 項

$$\begin{aligned}
 i_1^* \Phi_1 + i_2^* \Phi_2 \\
 = [i_1^*, i_2^*] \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} i_1^* & i_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} i_1^* & i_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s i_1 + M i_2 \\ L_r i_2 + M i_1 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \underbrace{L_s i_1^* i_1}_{\text{実数}} + \underbrace{L_r i_2^* i_2}_{\text{実数}} + \underbrace{M (i_1^* i_2 + i_2^* i_1)}_{\text{実数}}
\end{aligned}$$

(2.55)

(2.54)式の右辺 [] 内の第1項は虚数となり有効電力とはならない。これは1次角周波数 ω_1 に関する項は出力に関係しないことになり、出力は回転子の回転角速度 ω_r の項のみとなる。

出力と発生トルクの $P_k = \tau \omega_r$ の関係式より、トルク τ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\tau &= \frac{3}{2} \operatorname{Im} [i_2^* \Phi_2] \\
&= \frac{3}{2} (\Phi_{2\beta} i_{2\alpha} - \Phi_{2\alpha} i_{2\beta}) \quad (2.56)
\end{aligned}$$

2. 6 むすび

誘導電動機を直流電動機のように制御しようとする試みは以前より行われてきており、直流電動機との類似性を考えるとき誘導電動機の諸量を2軸に分けて解析しようとする考え方は当然であろう。静止座標、回転座標のどちらかを選ぶかについては、制御対象である誘導電動機の制御目的によって適当な座標系を選ぶべきである。誘導電動機においては、1次巻線に鎖交する磁束は電源に同期する回転磁界となり、この回転磁界が2次巻線を切ることによって生じる誘起電圧によって2次電流が流れトルクが発生する。この1次回転磁界上で現象を把握すれば瞬時値制御の特性を解析することができる。

本章で求めた同期角速度で回転する座標軸の基本式は過渡現象を記述しているモデルであり、同期角速度で回転する座標軸の諸量は周波数成分を含まず直流分のように取り扱うことができ、過渡現象を直接把握できる。

第2章に関連する参考文献

- 1) W.J.Gibbs : Electric Machine Analysis using Matrix,
Pitman and Sons Ltd.(1962)
- 2) W.J.Gibbs : Electric Machine Analysis using Tensors,
Pitman and Sons Ltd.(1967)
- 3) H.N. Hancock: Matrix Analysis of Electrical Machinery,
Pergomon Press(1974)
- 4) 宮入: エネルギー変換工学入門 下, 丸善(1976)
- 5) 猪狩: 電気機械理論, コロナ社(1977)
- 6) P.K.KOVÁCS: Transient Phenomena in Electrical Machines,
ELSEVIER(1984)
- 7) 見城, 赤木, 川村, 三上: ACサーボモーターとマイコン制御,
総合電子出版社 (1984)
- 8) 電気学会: 電気機器学(1985)
- 9) Paul C.Krause : Analysis of Electric Machinery, McGraw-
Hill Book Company(1986)
- 10) Paul C.Krause and C.H.Thomas: Simulation of Symmetrical
Induction Machinery, IEEE Transactions on Power Apparatus
and Systems, PAS-84-11(1965)

第 3 章

誘導電動機の状態方程式と

ベクトル制御

3. 誘導電動機の状態方程式と ベクトル制御

3. 1 まえがき

最近、交流電動機の制御法としてベクトル制御が盛んに研究、開発されている[1][2]。誘導電動機のベクトル制御は2次鎖交磁束軸を基準とした磁束座標系において、1次電流を2次鎖交磁束に平行な成分とこれと直交する成分とに分けて独立に制御し、高性能な瞬時値制御をめざしたものである。このため、2次鎖交磁束の大きさと位置(速度)を知る必要があり、磁束の検出の有無により、以下の2つに分類されている。

- (1) 直接形ベクトル制御
- (2) 間接形ベクトル制御

現在のベクトル制御はほとんどが間接形ベクトル制御で、その基本原理はHasseらによって明らかにされた。この制御法の代表的なものは電動機定数からすべり角周波数を演算で求めることにより、磁束の大きさと位置を推定するすべり周波数形ベクトル制御である[3][4]。すべり周波数形ベクトル制御については、その得失など種々検討されており、すべり周波数を演算する際の電動機定数などのパラメータ変動に対する補正として、2次抵抗の同定法が検討されている[5][9]。すべり周波数形ベクトル制御に代表される従来のベクトル制御は、1次回転磁界と2次回転磁界とが過渡状態においても同期しているとの仮定のもとに、2次鎖交磁束を基準として得られる磁束座標系のベクトル関係を如何に実現するかポイントがある。1次回転磁界と2次回転磁界とが過

渡状態においても同期しているとの保証はなく，過渡現象の把握の欠如，検討が指摘されている．他方過渡現象の発生しない制御法として磁界加速法が提案されているが[11]，過渡現象が発生しないように磁界を加速，減速する制御法は原理的には正しい考え方であるが，制御系構成法は，磁束一定などの条件が必要であり，すべり周波数形ベクトル制御法と同様に回路的な技術が必要である．

本章では，磁束座標系で得られる良好な制御性能を定常，過渡状態ともにいかに実現するかを考え，現代制御理論の立場から状態方程式から出発して，ベクトル制御理論を明確にする．

そこで，過渡現象の把握できるモデルとして，同期角速度で回転する座標系を導入し，電流制御に対応した誘導電動機の状態方程式を導く．誘導電動機に電圧を印加すると，電源周波数と同じ周波数の1次電流が流れる．この1次電流は同期角速度で回転する1次回転磁界を生じる．1次回転磁界が2次導体（回転子）を切ることによって，回転子に電圧が誘起し2次電流が流れる．2次電流は1次回転磁界と同方向に回転する2次回転磁界を生じ，この回転磁界が回転子を切ることによってトルクを発生する．負荷が増加するとそれに伴って2次電流が増加し，この2次電流に対抗して1次電流が流れる．従って1次電流は磁束を発生する磁束成分電流と2次電流に対抗して流れるトルク成分電流（1次負荷電流）と考えることができる．トルクは2次電流と2次鎖交磁束とにより発生するから，トルクの制御は2次電流に対抗して流れるトルク電流と磁束成分電流を制御すればよい．このように考えると，1次電流は2次回路の入力と考えるのが妥当である．

ベクトル制御は2次電流に対抗して流れるトルク成分電流と磁束成分電流を独立に制御することである．このため，同期角速度

で回転する座標軸を定常，過渡状態ともに常に磁束座標軸に一致させる制御を行えば，1次電流のトルク成分電流と磁束成分電流を独立に制御できる．このためには，1次電流，1次角周波数を制御入力と考えるのが妥当であり，制御対象の誘導電動機は3入力3出力系となることを明らかにする．

ベクトル制御系と速度制御系を同時に構成する有効な手法として，多入力多出力系の最適レギュレータ理論による制御系構成法を提案する．提案するベクトル制御法の有用性を等価直流モデルを用いてシミュレーションを行い，目標値変動，パラメータ変動，外乱変動に対して良好な特性が得られることを示す．

3. 2 状態方程式の導出

Fig. 3.1 に誘導電動機の直流モデルを示す．第2章で導出した同期角速度 ω で回転する座標 $\alpha - \beta$ 軸の電圧方程式(2.43)，(2.44)式を基にして誘導電動機の状態方程式を導く．誘導電動機においては，2次電流に対抗して1次電流が流れるので，1次電流は2次回路の入力と考えることができる．1次電流が既知であると誘導電動機の動作を記述するのは2次回路の電圧方程式のみとなり，2次回路の電圧方程式より次式を得る．

$$L_r \frac{d i_2}{d t} = - (r_2 + j \omega_s L_r) i_2 - j \omega_s M i_1 - M \frac{d i_1}{d t} \quad (3.1)$$

(3.1)式には，入力 i_1 の微分項が含まれ，このままでは取扱いが複雑になる．これを避けるためと，かご形回転子では2次電流は検出不可能な状態量であるので，2次巻線に鎖交する磁束に比

例する電流 i_m を次式で定義して簡単化する.

$$\Phi_2 = L_r i_m \quad (3.2)$$

ただし,

$$i_m = i_{m\alpha} + j i_{m\beta} \quad (3.3)$$

(3.2)式で定義した2次鎖交磁束成分電流により2次電流は次式で表示できる.

$$i_2 = - (M/L_r) i_1 + i_m \quad (3.4)$$

(3.4)式を(3.1)式に代入して整理すると, 次式を得る.

$$\frac{d i_m}{d t} = - \frac{r_2}{L_r} i_m - j (\omega_1 - \omega_r) i_m + \frac{r_2 M}{L_r} i_1 \quad (3.5)$$

機械系のトルク方程式を考慮して, 電流入力に対応した誘導電動機の状態方程式は(3.6)~(3.8)式となる.

$$\frac{d \omega_r}{d t} = - \frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (\tau - \tau_L) \quad (3.6)$$

$$\frac{d i_{m\alpha}}{d t} = - \frac{r_2}{L_r} i_{m\alpha} + (\omega_1 - \omega_r) i_{m\beta} + \frac{r_2 M}{L_r} i_{1\alpha} \quad (3.7)$$

$$\frac{d i_{m\beta}}{d t} = - \frac{r_2}{L_r} i_{m\beta} - (\omega_1 - \omega_r) i_{m\alpha} + \frac{r_2 M}{L_r} i_{1\beta} \quad (3.8)$$

発生トルク τ は 2 次鎖交磁束と 2 次電流とで表されるが, (3.2) 式で定義した電流 $i_{m\alpha}$ と 1 次電流 $i_{1\beta}$ により次式で表される,

$$\tau = \frac{3}{2} M (i_{m\alpha} i_{1\beta} - i_{m\beta} i_{1\alpha}) \quad (3.9)$$

ただし, * : 共役の転置,

Fig. 3.2 に誘導電動機のブロック線図を示す, 次節でベクトル制御系を実現するための入出力関係を明らかにするが, 誘導電動機のブロック線図に明記したように, 入力は 1 次電流 $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, 1 次角周波数 ω_1 である, 制御目的は,

- 1) 速度制御
- 2) ベクトル制御
- 3) 鎖交磁束一定制御

であるので, 出力は角速度 ω_r , 2 次鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}$, $i_{m\beta}$ である, 電流制御入力の誘導電動機は 3 入力 3 出力 3 次系となり, 状態方程式を起点とした制御理論の応用が可能となる.

3.3 ベクトル制御の原理

Fig. 3.3 に直流他励電動機と同期角速度で回転する座標 $\alpha - \beta$ 軸に変換された 2 相誘導電動機のモデルとの比較を示す, 直流他励電動機では電機子回路と界磁回路は幾何学的, 電氣的に 90 度離れており相互干渉はなく, 電機子電圧, 界磁電圧を独立に可変することができる, この直流他励電動機と同様な制御を誘導電動機

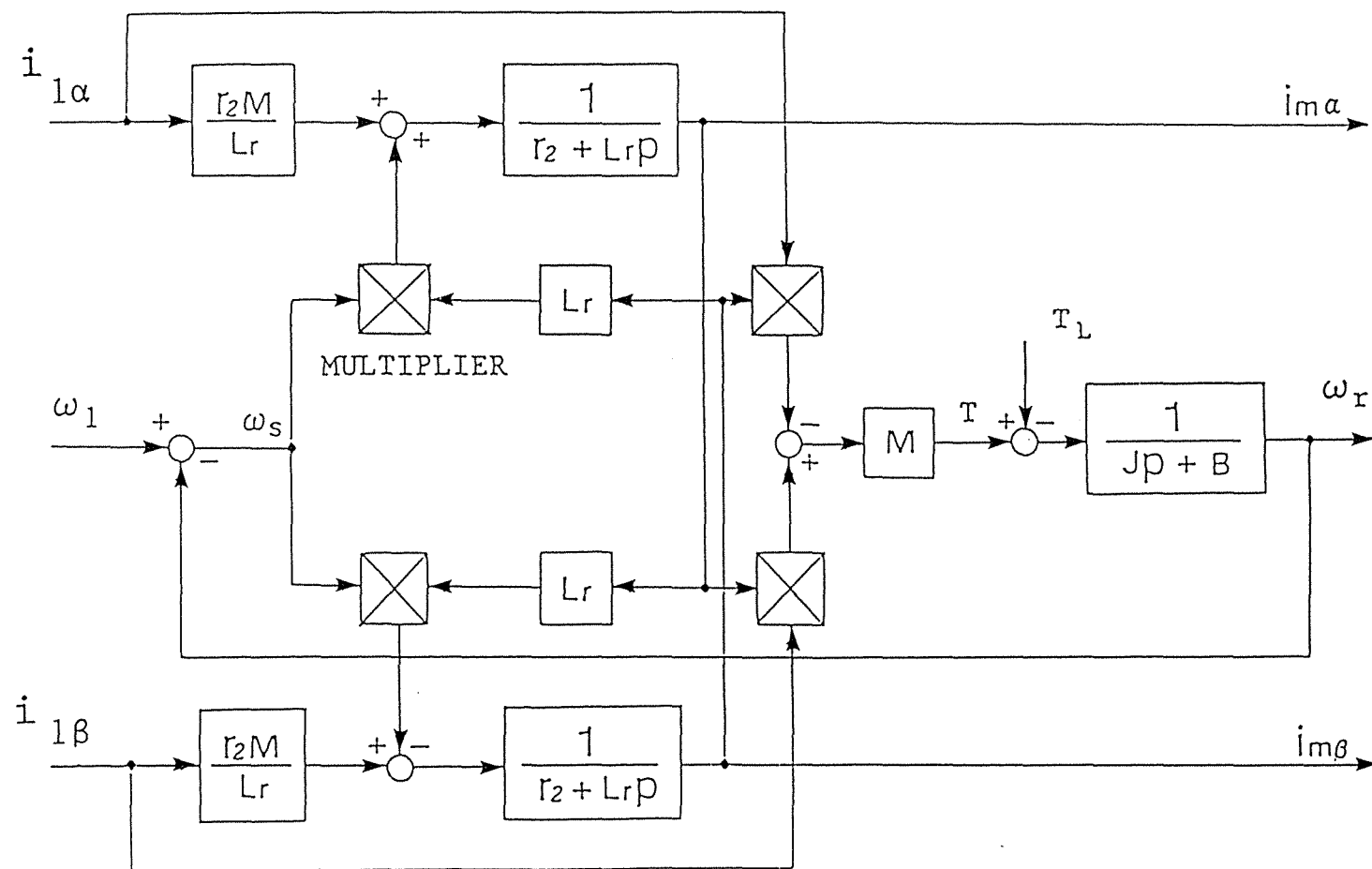


図 3. 2 ブロック線図

Fig. 3. 2 Block diagram

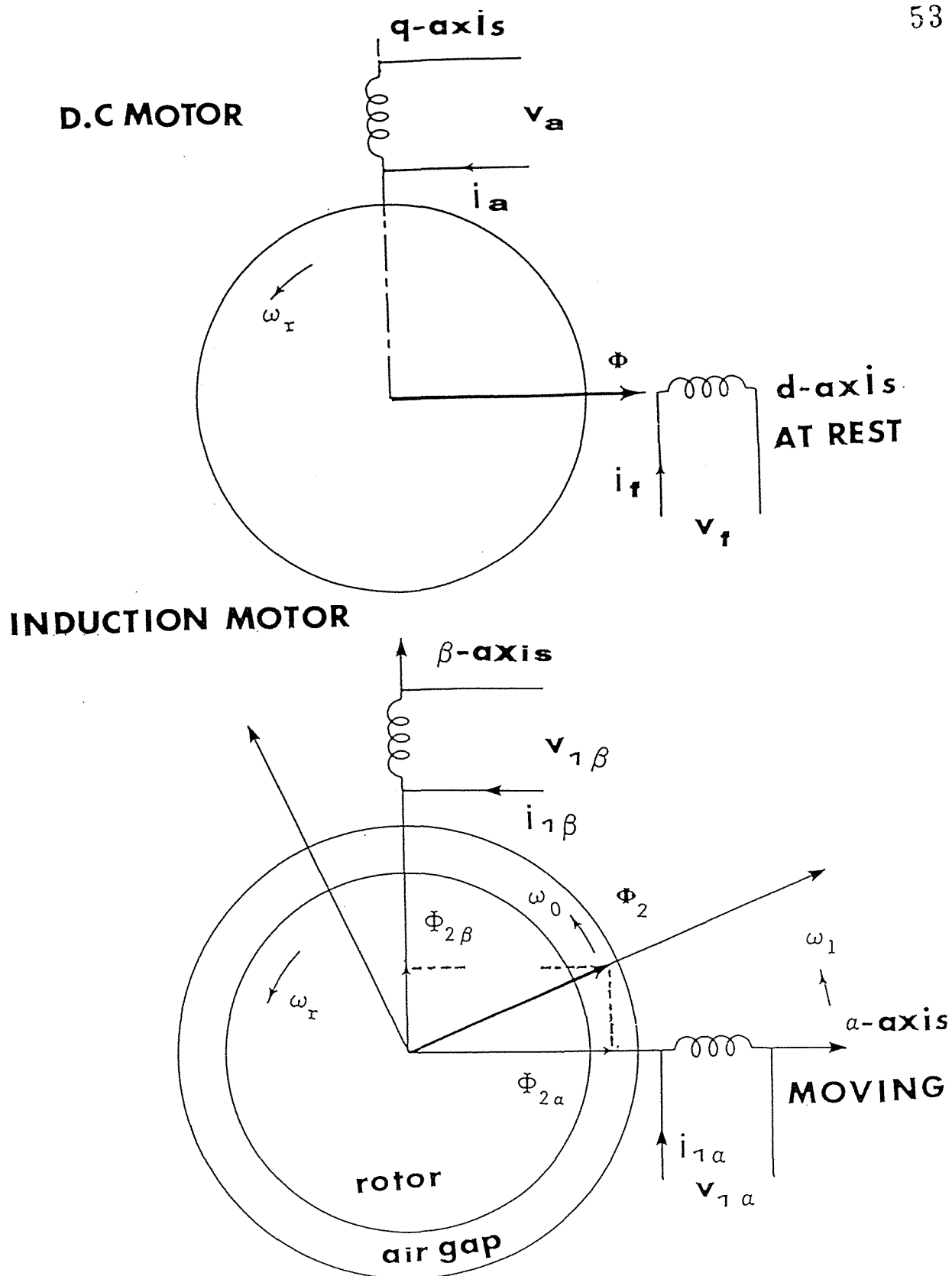


図 3. 3 2 相誘導電動機と直流機との比較

Fig. 3. 3 Comparison between a 2-phase induction motor and a DC motor

で実現させようとするのがベクトル制御の一つの考え方である。

同期角速度で回転する座標 $\alpha - \beta$ 軸に変換された誘導電動機の等価直流機モデルにおいては、1次巻線のつくる起磁力と α 軸、 β 軸の2相巻線の起磁力が同一であるように座標変換をおこなっているが、幾何学的に120度配置された1次巻線間、あるいは2次巻線の相互誘導作用により α 、 β 軸回路はお互いの影響を受ける。また、1次電流はトルクを発生する成分と磁束をつくる成分を同時に供給しているので、この分離も必要となる。

直流電動機と誘導電動機の等価直流モデルとの根本的な違いは、直流電動機の磁束は静止しているが誘導電動機の1次、2次巻線に鎖交する磁束は回転していることである。同期角速度で回転する座標軸の α 軸を定常、過渡状態ともに2次鎖交磁束軸に一致させるには、2次鎖交磁束 Φ_2 の β 軸成分 $\Phi_{2\beta}$ を零と制御することである。ここで、

$$\begin{aligned}\Phi_{2\beta} &= M i_{1\beta} + L_r i_{2\beta} \\ &= L_r i_{m\beta}\end{aligned}\quad (3.10)$$

従って、以下の条件を得る。

$$i_{m\beta} = 0 \quad (3.11)$$

(3.11)式が定常、過渡状態にわたって常に満足すれば、次式の関係が得られる。

$$\omega_1 = \omega_s + \omega_r \quad (3.12)$$

$$\omega_s = \omega_0 - \omega_r \quad (3.13)$$

ω_0 : 2次鎖交磁束の角速度

このとき同期角速度で回転する α 軸と2次鎖交磁束軸は一致し

以下の 2 次鎖交磁束軸の関係式が得られる.

$$\omega_0 = \omega_1 \quad (3.14)$$

$$\frac{d i_{m\alpha}}{d t} = - \frac{r_2}{L_r} i_{m\alpha} + \frac{r_2 M}{L_r^2} i_{1\alpha} \quad (3.15)$$

$$\omega_s = \frac{r_2 M}{L_r^2} \cdot \frac{i_{1\beta}}{i_{m\alpha}} \quad (3.16)$$

$$\tau = \frac{3}{2} p M \frac{i_{m\alpha} i_{1\beta}}{i_{m\alpha} i_{1\beta}} \quad (3.17)$$

(3.15)式より, 2 次鎖交磁束を一定に制御すれば, 1 次電流の α 軸成分 $i_{1\alpha}$ は磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ に比例する. トルクは 1 次電流の β 軸成分電流 $i_{1\beta}$ に比例し, 1 次電流を高速に制御できればトルクの瞬時値制御が期待できる. そこで, 制御入力として $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, ω_1 を選び, 速度制御系では出力として ω_1 , $i_{m\alpha}$, $i_{m\beta}$ を選び, ベクトル制御に対しては 2 次鎖交磁束を一定に制御するため, $i_{m\beta}$ の目標値を零, $i_{m\alpha}$ の目標値を一定と与えて制御系を構成すれば, ベクトル制御系, 速度制御系が同時に実現できる.

3. 4 制御系の構成法

考察する制御対象の状態方程式(3.6)～(3.8)式を動作点近傍で線形化すると(3.18)式となる。ただし、上側添え字 d のついた変数は定常動作点を表すものとする。

$$\begin{bmatrix} \omega_r(t) \\ i_{m\alpha}(t) \\ i_{m\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{3}{2} \frac{M}{J} i_{l\beta}^d & \frac{3}{2} \frac{M}{J} i_{l\alpha}^d \\ -i_{m\beta}^d & -\frac{r_2}{L_r} & \omega_s^d \\ i_{m\alpha}^d & -\omega_s^d & -\frac{r_2}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} \omega_r(t) \\ i_{m\alpha}(t) \\ i_{m\beta}(t) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{M}{J} p \frac{d}{i_{m\beta}} & \frac{3}{2} \frac{M}{J} p \frac{d}{i_{m\alpha}} & 0 \\ \frac{r_2 M}{L_r} & 0 & i_{m\beta}^d \\ 0 & -\frac{r_2 M}{L_r} & -i_{m\alpha}^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha}(t) \\ i_{1\beta}(t) \\ \omega_1(t) \end{bmatrix}$$

T

$$+ \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{J} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tau_L \quad (3.18)$$

ただし、ベクトル制御の定常動作点では以下の関係を満足する.

$$i_{m\alpha}^d = \frac{M}{L_r} i_{1\alpha}^d \quad (3.19)$$

$$\omega_s^d = \frac{r_2 M}{L_r} \cdot \frac{i_{1\beta}^d}{i_{m\alpha}^d} \quad (3.20)$$

$$\tau^d = \frac{3}{2} p M i_{m\alpha}^d i_{1\beta}^d \quad (3.21)$$

(3.19)～(3.21)式は2次鎖交磁束を基準にとった2次鎖交磁束軸の定常状態の基本式となる。本章で提案するベクトル制御法は(3.6)～(3.8)式の状態方程式を基本として制御系を構成し、理想的なベクトル制御が達成されれば、定常状態においては(3.19)～(3.21)式の関係性を常に満足する。そこで、状態変数 x 、制御入力 u 、出力変数 y 、外乱 d を以下のように定義する。

$$x = \begin{bmatrix} \omega_r \\ i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} \omega_r \\ i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ \omega_1 \end{bmatrix}$$

$$d = \tau_L \quad (3.22)$$

(3.6)～(3.8)式の状態方程式を離散時間値系に変換し、コントローラの演算時間を考慮に入れるため1サンプリングに等しい入力むだ時間を考慮すると、制御対象の状態方程式、出力方程式はそれぞれ(3.23)、(3.24)式となる。

制御対象

$$x(k+1) = A x(k) + B u(k-1) + E d(k) \quad (3.23)$$

出力

$$y(k) = C x(k) \quad (3.24)$$

ただし、係数マトリクスを以下のようにおく。

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{21} & e_{31} \end{bmatrix}^T \quad (3.25)$$

ただし、T: 転置

誤差 $e(k)$ を次式で定義する。

$$e(k) = R(k) - y(k) \quad (3.26)$$

ただし、

$$e(k) = \begin{bmatrix} e_{\omega_r}(k) \\ e_{\alpha}(k) \\ e_{\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad R(k) = \begin{bmatrix} \omega_r^R(k) \\ i_{\alpha}^R(k) \\ i_{\beta}^R(k) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$\omega_r^R(k)$: 角速度目標値

$i_{m\alpha}^R(k)$: 磁束目標値

$i_{m\beta}^R(k)$: ベクトル制御実現のための目標値

出力 $y(k)$ の目標値 $R(k)$ を与えて制御系を構成するが、特にベクトル制御のため、前述のとおり $i_{m\beta}^R(k) = 0$ とすることが必要である。出力として 2 次鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}(k)$ を選んだのは、目標値 $i_{m\alpha}^R(k)$ を一定とすれば、2 次鎖交磁束一定制御が行えるためである。従って制御対象の誘導電動機は 3 入力 3 出力系となる。新しい状態量を次式で定義する。

$$X_i(k) = \begin{bmatrix} e_{\omega_r}(k-1) \\ \Delta e_{\omega_r}(k) \\ e_{m\alpha}(k-1) \\ \Delta e_{m\alpha}(k) \\ e_{m\beta}(k-1) \\ \Delta e_{m\beta}(k) \\ \Delta i_{1\alpha}(k-1) \\ \Delta i_{1\beta}(k-1) \\ \Delta \omega_1(k-1) \end{bmatrix}, \quad \Delta u(k) = \begin{bmatrix} \Delta i_{1\alpha}(k) \\ \Delta i_{1\beta}(k) \\ \Delta \omega_1(k) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

誤差 $e(k)$ の 1 階差分を求める.

$$\begin{aligned}
 e(k-1) &= \Delta e(k+1) + e(k) \\
 &= e(k) + \Delta R(k+1) - \Delta y(k+1) \\
 &= e(k) + \Delta R(k+1) - C \Delta x(k+1) \\
 &= e(k) + \Delta R(k+1) - C \{ A \Delta x(k) \\
 &\quad + B \Delta u(k-1) + E \Delta d(k) \} \quad (3.29)
 \end{aligned}$$

(3.28) 式の新しい状態変数を用いて, エラーシステムの状態方程式は (3.30) 式で表される.

$$\begin{aligned}
 X_i(k+1) &= \Psi X_i(k) + G \Delta u(k-1) + G_d d(k) \\
 &\quad + G \Delta R(k+1) + G R(k) \quad (3.30)
 \end{aligned}$$

目標値 $R(k)$, 外乱 (負荷トルク変動) $d(k)$ をステップ変化と仮定すると, エラーシステムの状態方程式は次式となる.

$$X_i(k+1) = \Psi X_i(k) + G \Delta u(k-1) \quad (3.31)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix}
 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & a_{11} & 0 & a_{12} & 0 & a_{13} & -b_{11} & -b_{12} & -b_{13} \\
 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & a_{21} & 0 & a_{22} & 0 & a_{23} & -b_{21} & -b_{22} & -b_{23} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & a_{31} & 0 & a_{32} & 0 & a_{33} & -b_{31} & -b_{32} & -b_{33} \\
 & & & & & & 0 & &
 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} & & 0 \\ & 1 & 0 & 0 \\ & 0 & 1 & 0 \\ & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

評価関数 $P I$ を誤差の 2 乗と入力の 2 乗に重みをつけ、以下の
ように定義する。

$$P I = \sum_{j=0}^{\infty} \left[\Gamma_1 e_{\omega_r}(j)^2 + \Gamma_2 e_{m\alpha}(j)^2 + \Gamma_3 e_{m\beta}(j)^2 \right. \\ \left. + h_{\omega_1}(j)^2 + h_{m_1\alpha}(j)^2 + h_{\tau_1\beta}(j)^2 \right] \quad (3.33)$$

$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$: 誤差の重み係数

$h_{\omega}, h_m, h_{\tau}$: 入力の重み係数

ここで、誤差 $e(k)$ はエラーシステムの状態変数で以下のように
表される。

$$e_{\omega_r}(k) = X_1(k) + X_2(k) \quad (3.34)$$

$$e_{m\alpha}(k) = X_3(k) + X_4(k) \quad (3.35)$$

$$e_{m\beta}(k) = X_5(k) + X_6(k) \quad (3.36)$$

(3.34)～(3.36)式の関係を用いて、(3.33)式の評価関数をエラーシステムの状態量 $X_i(k)$ と入力 $\Delta u(k)$ とでマトリクスの形に直すと以下の2次形式の評価関数が得られる。

$$P I = \sum_{j=0}^{\infty} [X_i^T(j) Q X_i(j) + \Delta u^T(j) H \Delta u(j)] \quad (3.37)$$

ここで、

$$Q = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & & & 0 \\ & \Gamma_2 & & \\ & & \Gamma_3 & \\ 0 & & & 0 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} h_m & 0 & 0 \\ 0 & h_\tau & 0 \\ 0 & 0 & h_\omega \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Q: 9行 9列,

H: 3行 3列

(3.31)式で表される制御対象に対して、(3.37)式の評価関数を最小とする最適制御入力 $\Delta u(k)$ はよく知られた最適レギュレータ理論より以下のように求められる。

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= - B G S \Psi X_i(k) \\ &= - F X_i(k) \end{aligned} \quad (3.39)$$

F: フィードバックゲインマトリクス(3行 9列)

マトリクス S, B は(3.40), (3.41)式の離散時間値系のリカッチ

方程式の解より得られる.

$$S(N-k) = \Psi^T S(N-\overline{k+1})$$

$$\cdot [I - GB(N-k)G^T S(N-\overline{k+1})] \Psi + Q \quad (3.40)$$

$$B(N-k) = [G^T S(N-\overline{k+1})G + H]^{-1} \quad (3.41)$$

I: 単位マトリクス

実際の制御入力の求め方;

フィードバックゲイン F を次式で置き換える.

$$F = [f_1, f_2, f_3, f_x, f_u] \quad (3.42)$$

最適制御入力 $\Delta u(k)$ は次式で表される.

$$\Delta u(k) = f_1 e_r(k) + f_2 e_{m\alpha}(k) + f_3 e_{m\beta}(k)$$

$$+ f_x \Delta x(k) + f_u \Delta u(k-1) \quad (3.43)$$

(3.42) 式を期間 $j = 1 \sim k$ までサンプリングすると次式を得る.

$$u(k) = f_I \sum_{j=1}^k e(j) + f_P x(k) + f_u u(k-1) \quad (3.44)$$

(3.44) 式の右辺第 1 項は積分動作, 第 2 項は比例動作, 第 3 項は入力むだ時間を補償する動作を表し, 制御系の構造は P I 補償要素からなる. Fig. 3.4 に全状態フィードバック制御系のブロック線図を示す.

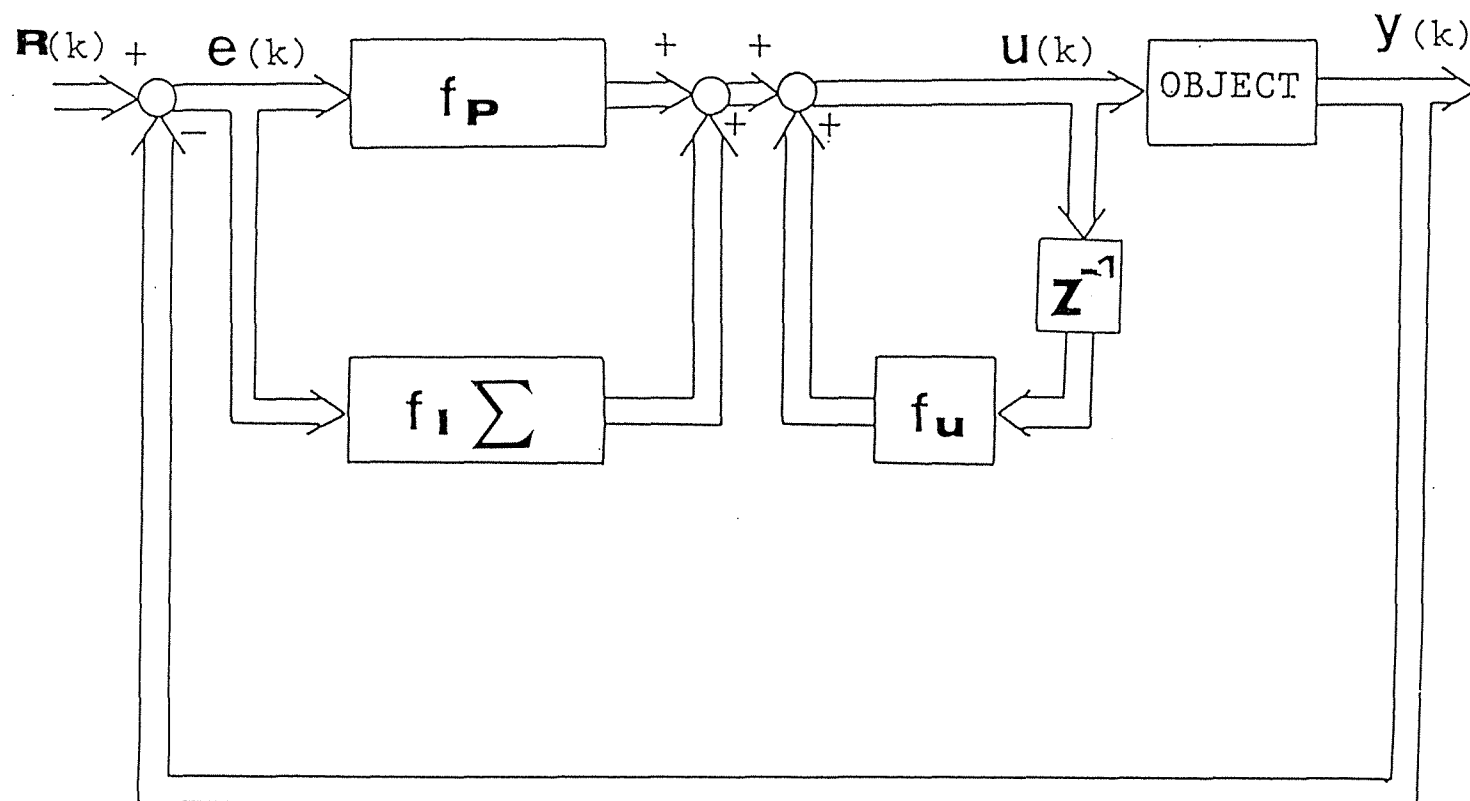


図 3. 4 全状態フィードバック制御系の構成線図

Fig. 3. 4 Control system structure with a full state feedback

3. 5 シミュレーション結果

本章で提案する誘導電動機のベクトル制御系の応答をシミュレーションにより検証する. 数値実験に用いた誘導電動機は, 3相, 6極, 50Hz, 1.1KWのかご形誘導電動機である. 以下に主な定数を示す.

$$\begin{aligned} r_1 &= 0.2842 \, \Omega, & r_2 &= 0.2878 \, \Omega \\ L_s &= 28.3 \, \text{mH}, & L_r &= 28.8 \, \text{mH} \\ M &= 26.8 \, \text{mH} \\ J &= 0.0179 \, \text{Kg-m}^2 \quad (\text{電動機のみ}) \end{aligned}$$

シミュレーションにおいては, 制動係数 B は無視している.

本構成法による定常特性は評価関数の重み係数に関係なく良好に保たれるが, 過渡特性のうち速度応答, 理想的なベクトル制御の実現のための条件 $i_{m\beta}$ が速やかに零となるように以下のように選定した.

$$\Gamma_1 = 5.0, \quad \Gamma_2 = 10.0, \quad \Gamma_3 = 100.0$$

$$h_m = 1000.0, \quad h_\tau = 10.0, \quad h_\omega = 200.0$$

(3.39)式のフィードバックゲインマトリクス F は, (3.18)式の係

数マトリクスが動作点 $i_{m\alpha}^d$, $i_{1\beta}^d$ により変動するので鎖交

磁束一定制御における $i_{m\alpha}^d = \text{const.}$ とした動作点で線形化を行い(3.40), (3.41)式を解いて求めた. シミュレーションにおいてサ

ンプリング周期は1 msecである。Fig. 3.5 ~ Fig. 3.7 に応答波形を示す。Fig. 3.5 は速度目標値を800r.p.mから900r.p.mまでステップ変化させたときの応答である。2次鎖交磁束成分電流 $i_{1\beta}$ が零になればベクトル制御状態となる。速度目標値がステップ状に変化する過渡状態においても理想的に近いベクトル制御状態となっていることがわかる。また、2次鎖交磁束一定制御を行っているので、発生トルク τ は1次電流のトルク成分電流 $i_{1\beta}$ の応答に追従している。参考までにすべり周波数の応答波形を表示している。すべり周波数ベクトル制御は(3.20)式よりすべり周波数を演算し1次電流の位相を推定していたため、2次抵抗変動、磁束変動の影響を補償するための回路的な工夫が必要であった。本章のベクトル制御系構成法は1次角周波数を制御入力として独立に可変でき、過渡的な磁束変動も考慮した制御系構成が可能となる。Fig. 3.6 は外乱としての負荷トルク変動に対する応答である。負荷トルク50%~100%の急峻な変化に対して発生トルク τ は速やかに応答しており速度変動は微少である。

Fig. 3.7 はパラメータ変動としての2次抵抗変動に対するシミュレーションである。2次抵抗の温度変化などによる変動は±30%程度であるといわれており、+30%の2次抵抗変動があっても状態フィードバックにより十分吸収できることを示している。

誘導電動機においては、磁束とトルクは1次電流と2次電流とから形成されるが、2次電流は検出不可能であるため1次電流によって制御することになる。1次電流は制御入力として独立に変えることができ、2次鎖交磁束に比例する電流成分 $i_{1\beta}$ をフィードバックすることにより、 $i_{1\beta}$ には2次電流 i_2 の影響が含まれているので、目標値変動、パラメータ変動、外乱に対してロバストな制御系構成が可能となる。

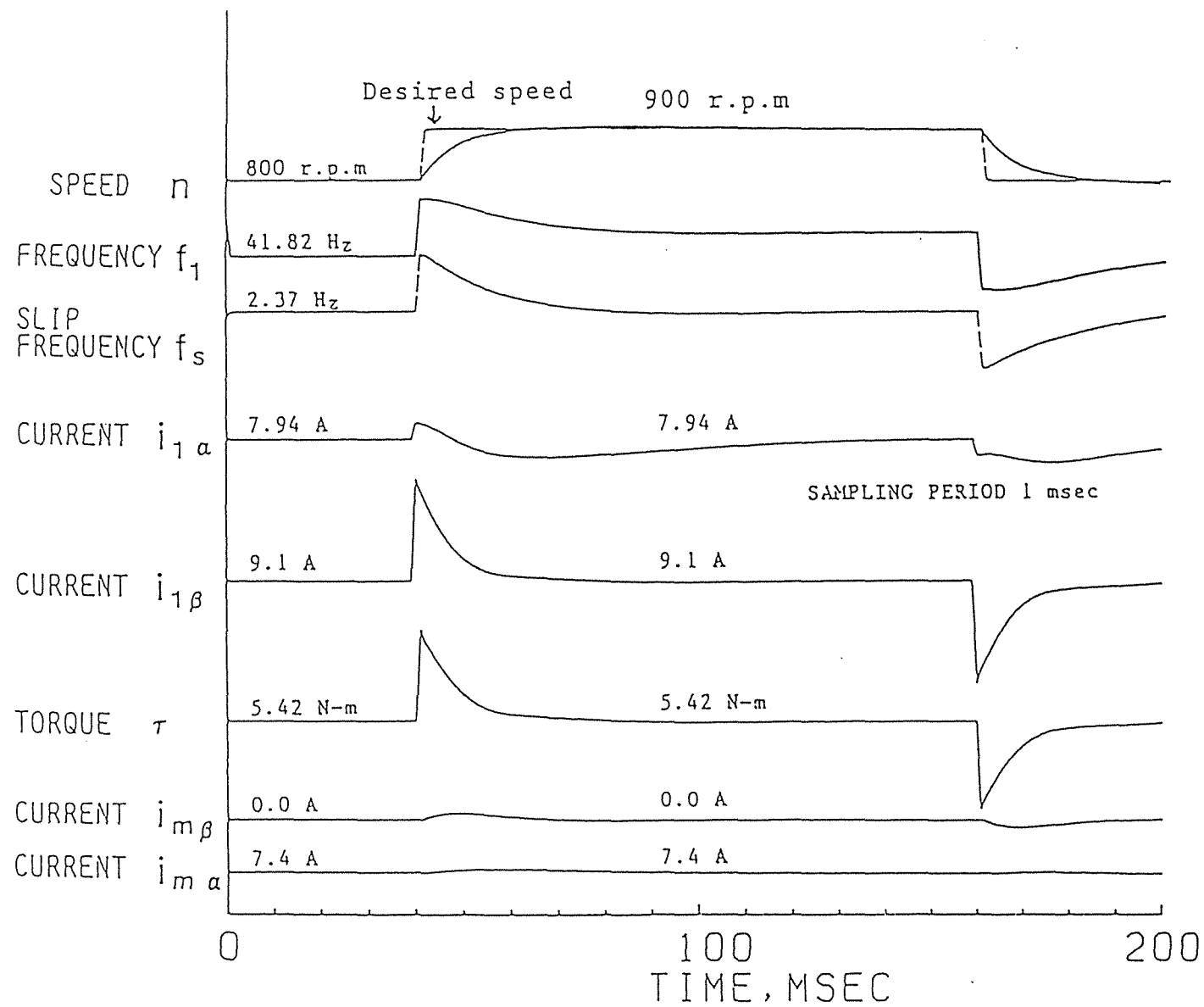


図 3. 5 速度ステップ応答

Fig. 3. 5 Step responses for desired speed

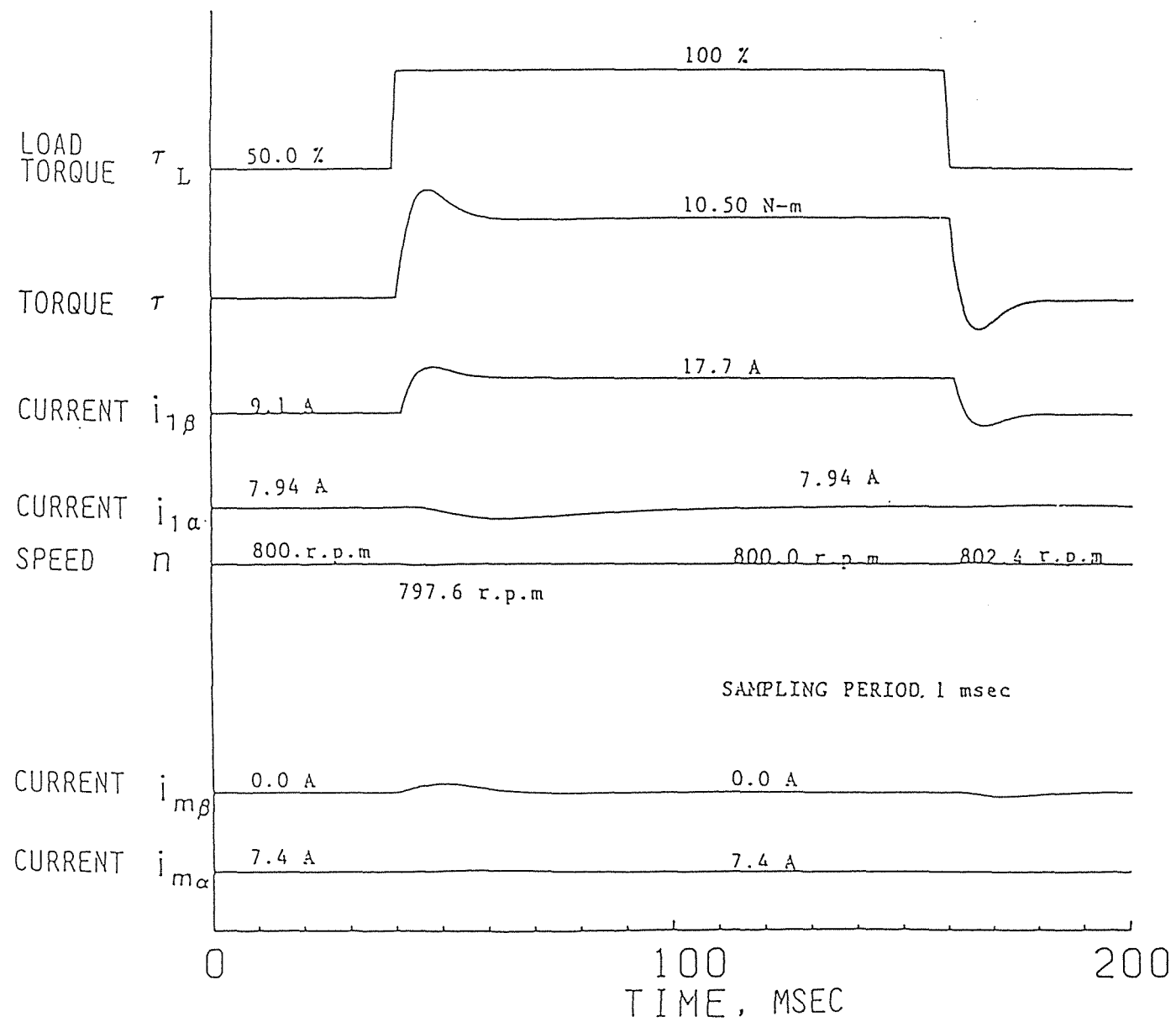


図 3. 6 外乱に対する応答

Fig. 3. 6 Step responses for disturbance

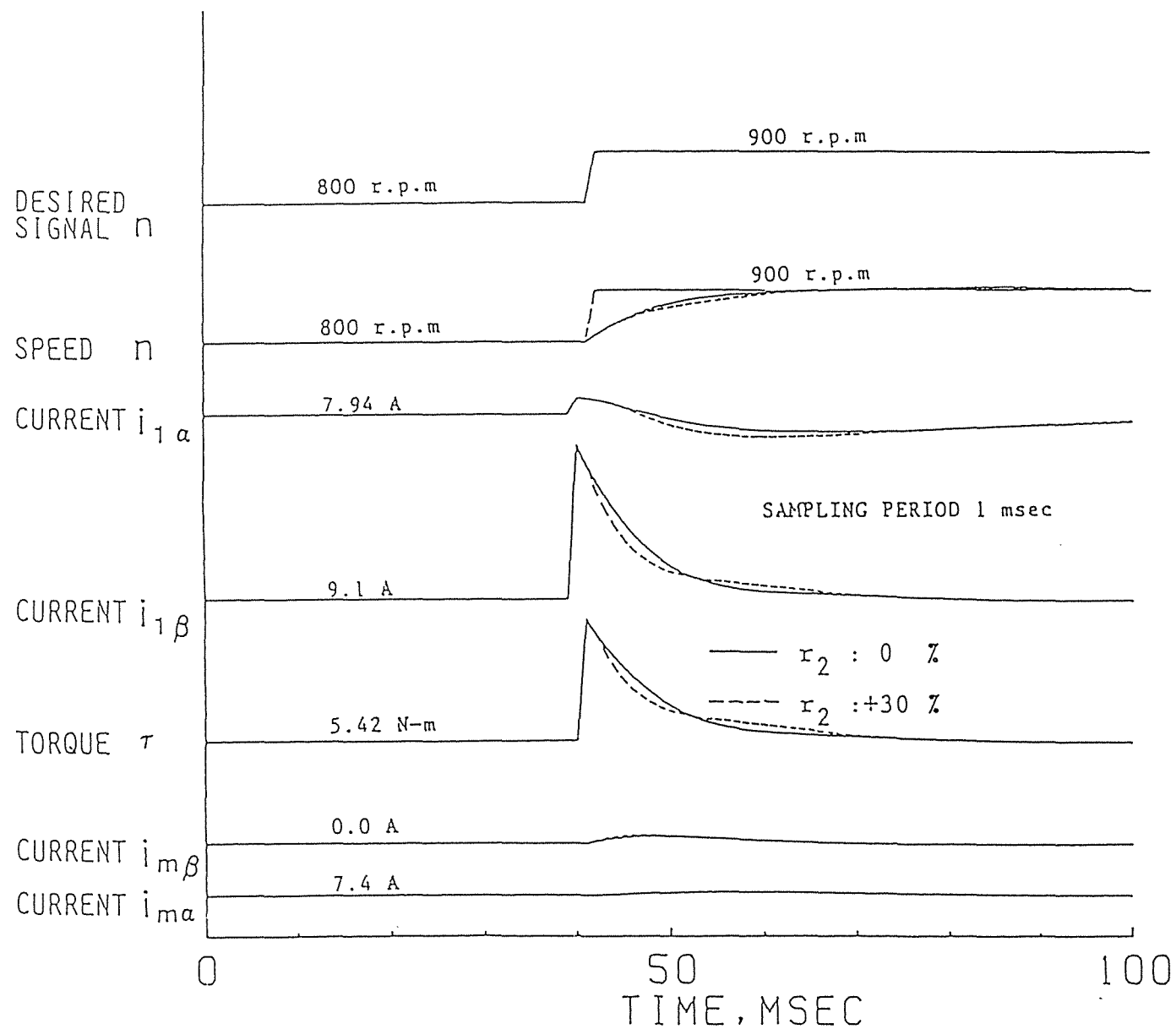


図 3. 7 パラメータ変動に対する応答

Fig. 3. 7 Step responses for desired speed and parameter variation

3. 6 むすび

制御対象である誘導電動機は3入力, 3出力, 3次元の制御対象であることが明白にされた. 得られた状態方程式をもとに速度制御, ベクトル制御を同時に実現する制御系を構成することができる. その一つの制御系構成法として, 多入力, 多出力の最適レギュレータ理論によりベクトル制御系を構成し, 目標値変動, パラメータ変動, 外乱変動に対して良好な特性が得られることをシミュレーション結果から確認した. 制御対象の状態方程式が明らかになったことにより, より進んだ理論展開が可能となり誘導電動機のベクトル制御法の応用が期待できる.

第3章に関連する参考文献

- 1) 三橋成生訳：誘導電動機の磁界オリエンテーション運転のためのトランスベクトル制御，富士時報 47-2, 86/89(1974)
[W.Flöter and H.Ripperger: Die TRANS-VEKTOR Regelung für den Feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine, Siemens-Z, 45(1971) S.761 bis 764]
- 2) 岩金，甲斐，浦野：インバータによる誘導機ドライブとベクトル制御方式について，安川電機技報 38-4, 588/601(1974)
- 3) 難波江，黒沢：誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御，電気学会論文誌B, 98-3, 303/309(1978)
- 4) A.Nabae, K.Otsuka and R.Kurosawa : An Approach to Control of Induction Motor Operated with Variable-Frequency Power Supply, IEEE Trans. Industry Applications, IA-16-3, 342/349(1980)
- 5) H.Sugimoto and E.Ono : Theory and Characteristics of a New Induction Motor Drive System Having Linear Transfer Function, IPEC-Tokyo'83, 462/473(1983)
- 6) 堀，V.Cotter, 茅：誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察，電気学会論文誌B, 106-11, 1001/1008(1986)

- 7) 小笠原, 赤木, 難波江: 磁束フィードフォワード形ベクトル制御の一般化理論, 電気学会論文誌B, 106-3, 209/216(1986)
- 8) W.Leonhard : Microcomputer Control of High Dynamic Performance ac-Drives -a Survey, Automatica, 22-1, 1/19(1986)
- 9) T.Matsuno and T.Lipo : Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives, IEEE Trans. Industry Applications, IA-21-4, 624/632(1985)
- 10) A.Kumamoto, S.Tada and T.Hirane : Speed Regulation of an Induction Motor Using Model Reference Adaptive Control, IEEE Control System Magazine, 25/29(1986)
- 11) 山村, 中川: 交流サーボモータの過渡現象と制御 - 磁界加速法の提案, 電気学会論文誌B, 101-9, 557/563(1981)
- 12) R.D.Lorenz : Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performance Applications, IEEE Trans. Industry Applications, IA-22-2, 293/297(1986)
- 13) P.K.Kovács : Transient Phenemena in Electrical Machine, Elsevier(1984)
- 14) T.Tsuchiya : State Equation of Electrical drives, IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-28-3, 194/200(1981)

- 15) 土谷：最適レギュレータ技法を用いた多入力多出力離散時間出力フィードバック制御系構成法，計測自動制御学会論文集，20-3, 193/199 (1983)
- 16) 王，土谷：最適レギュレータ理論による出力フィードバック制御系構成法と多変数系への応用，電気学会論文誌C, 20-3, 17/24 (1984)
- 17) 村田，土谷，武田：ベクトル制御誘導電動機の状態方程式，第29回自動制御連合講演会前刷，3049, 459/461, (1986)
- 18) 村田，土谷，武田：最適レギュレータ理論による新しいベクトル制御誘導電動機の研究，第30回自動制御連合講演会前刷，3082, 565/568, (1987)
- 19) 江上，村田，土谷：最適制御理論を用いた誘導電動機の制御電圧源ベクトル制御に関する基礎的検討，第30回自動制御連合講演会前刷，557/560, (1987)
- 20) 森田，村田，土谷：適応制御理論による誘導電動機ベクトル制御，第30回自動制御連合講演会前刷，3081, 561/564, (1987)
- 21) 村田，土谷，武田：ベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系の解析，第30回自動制御連合講演会前刷，3083, 569/572 (1987)

第 4 章

2 次鎖交磁束制御による 効率最適化速度制御系構成法

第4章 2次鎖交磁束制御による 効率最適化速度制御系構成法

4. 1 まえがき

定電圧、定周波数の電源で駆動される誘導電動機においては、エアギャップには負荷の軽重には無関係に一定の大きさの回転磁界が生じている。このため、軽負荷での力率が悪く効率低下の原因となっていた。可変電圧、可変周波数の電力変換器で駆動される誘導電動機の効率改善に関する研究は設計問題を除けば、電力変換器の波形の改善と負荷に応じて損失を最小とする電圧、周波数の最適値を求める問題としている[1]-[4]。これらの研究は損失に関する考察については良く検討を行っているが、実効値を用いたT形等価回路を基にしているため、損失を最小とする電圧、周波数の最適値は動作点の複雑な関数となり、制御系を構成するにあたり有効な方式とは言えない。また、効率最適化は磁束を制御することになり高速応答は期待できない。最近のA、Cドライブ技術の進歩は目覚ましいものがあり、省エネルギー化、高精度で速応性の高い駆動システムが要求されており、その代表としてベクトル制御が産業界の各分野に应用されている。

本章では、先に筆者らが提案したベクトル制御理論の応用として[5]、ベクトル制御、効率最適化制御を同時に実現する効率最適化速度制御系構成法を提案する。

誘導電動機の制御できる損失は銅損と鉄損である。そこで、同期速度で回転する座標軸の定常状態の等価回路より損失を評価し、制御可能な損失を1次電流の有効成分であるトルク成分電流と磁束成分電流とで表し、ベクトル制御誘導電動機の効率最適化の条

件を導出する。効率を最大にする1次電流のトルク成分電流と磁束成分電流の最適比は制御対象の制御入力と状態変数とで記述されることから、電流比を最適に制御することによりベクトル制御誘導電動機の効率は最大となる。本章で提案する効率最適化速度制御系構成法は速度制御系に効率最適化ループを付加するだけで簡単に構成でき、効率最適化のための磁束可変のため、速度制御系の応答が特に悪化することなく定常状態においては全負荷範囲に渡って高効率運転が可能である。効率最適化速度制御系の制御アルゴリズムは動作点の変更に伴ってコントローラのゲインを切り替えねばならないが、コントローラのゲイン変更はマイクロプロセッサにより充分対応できる。本方法の有効性を確認するため等価直流機モデルによりシミュレーションを行い、定常状態においては軽負荷から全負荷範囲に渡って高効率が得られ、過渡状態においては良好な速度応答が得られることを示す。

4. 2 誘導電動機の直流モデルと状態方程式

同期角速度 ω で回転する $\alpha - \beta$ 軸の諸量を用いると、誘導電動機の状態方程式は(4.1)式で表される[5]。

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{3}{2}p\frac{M}{J}\text{Im}[i_m^* i_l] - \frac{\tau_L}{J}$$

$$\frac{di_{m\alpha}}{dt} = -\frac{r}{L}i_{m\alpha} + \omega_l i_{m\beta} - \omega_r i_{m\beta} + \frac{r}{L}i_{l\alpha}$$

$$\frac{d i_{m\beta}}{d t} = - \frac{r}{L_r} i_{m\beta} - \omega_1 i_{m\alpha} + \omega_r i_{m\alpha} + \frac{r}{L_r} \frac{M}{2} i_{1\beta} \quad (4.1)$$

電流ベクトルは以下のように定義される.

$$i_m = \frac{M}{L_r} i_1 + i_2 \quad (4.2)$$

ただし,

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{1\alpha} + j i_{1\beta} \\ i_2 &= i_{2\alpha} + j i_{2\beta} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$i_m = i_{m\alpha} + j i_{m\beta}$$

発生トルク τ は次式となる.

$$\tau = \frac{3}{2} p M (i_{m\alpha} i_{1\beta} - i_{m\beta} i_{1\alpha}) \quad (4.4)$$

(4.1)式において, 制御入力は1次電流の α 軸成分電流 $i_{1\alpha}$, β 軸成分電流 $i_{1\beta}$, 1次角周波数 ω_1 である. 速度制御と2次鎖交磁束制御により効率最適化制御を行うので, 出力は回転角速度 ω_r と2次鎖交磁束に比例する電流 i_m の β 軸成分電流 $i_{m\beta}$ である.

4. 3 ベクトル制御誘導電動機の損失と

効率最適化の原理

誘導電動機の損失は，無負荷損と負荷損とに分けられ以下のように分類される．

銅損 P_c : 1次銅損 P_{1c} と2次銅損 P_{2c}
 鉄損 P_i : ヒステリシス損とうず電流損
 漂遊負荷損 P_s : 負荷時漏れ磁束によるうず電流損
 機械損 P_f : 風損，軸受摩擦損
 その他の損失 P_0 : 主機と一体で測定上分離困難な損失

上述の損失のうち，機械損は速度が一定であれば固定損としてとり扱ってよい．また漂遊負荷損はJEC-37(1979)の等価回路法では，定格出力の0.5%として効率を算定している．誘導電動機の漂遊負荷損は各種の洩れ磁束に伴って発生し，1次電流および2次電流のほぼ2乗に比例する成分とからなる[6][7]．本論文では漂遊負荷損は銅損に比例するとして扱い，制御可能な損失 P_{loss} を以下のように定義する．

$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{1c} + P_{2c} + P_i + P_s \\ &= (1 + k) P_c + P_i \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$P_c = P_{1c} + P_{2c} \quad (4.6)$$

k : 漂遊負荷損を算定するための比例定数

4. 3. 1 $\alpha - \beta$ 軸等価回路による損失の評価 Fig. 4.1
 に鉄損を考慮した定常状態の2相等価回路を示す．従来，等価回路による特性算定には物理的な対応からT形等価回路が用いられ

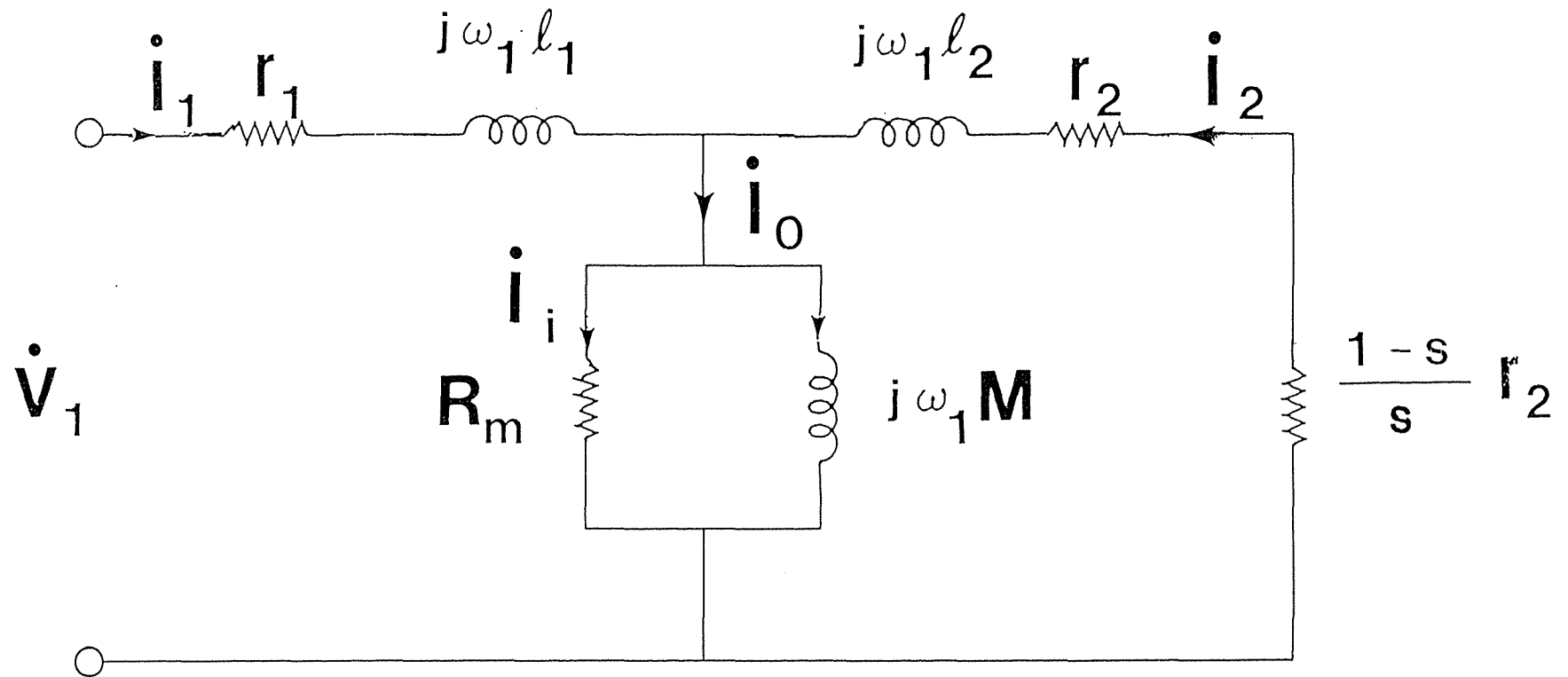


図 4 . 1 鉄損を考慮した等価回路
 Fig. 4. 1 Equivalent circuit
 considering core loss

ているが、同期角速度で回転する $\alpha - \beta$ 軸等価回路もこれと全く等価と考えることができる[13]。ただし、Fig. 4.1の等価回路において、電圧、電流は定常状態のベクトルで瞬時値ベクトルと区別するため添字dを付けてそれぞれ以下のように定義する。

$$\begin{aligned}\dot{V} &= v_{\alpha}^d + j v_{\beta}^d \\ \dot{I} &= i_{\alpha}^d + j i_{\beta}^d\end{aligned}\quad (4.7)$$

(4.7)式の定常状態のベクトルを用いると、2相等価回路から1次銅損、2次銅損、鉄損はそれぞれ以下のように求められる。

1次銅損 P_{1c} :

$$\begin{aligned}P_{1c} &= \frac{3}{2} [\dot{I}_1^* r_1 \dot{I}_1] \\ &= \frac{3}{2} r_1 (i_{1\alpha}^d{}^2 + i_{1\beta}^d{}^2)\end{aligned}\quad (4.8)$$

2次銅損 P_{2c} :

$$\begin{aligned}P_{2c} &= \frac{3}{2} [\dot{I}_2^* r_2 \dot{I}_2] \\ &= \frac{3}{2} r_2 (i_{2\alpha}^d{}^2 + i_{2\beta}^d{}^2)\end{aligned}\quad (4.9)$$

鉄損 P : ヒステリシス損は周波数に比例し, うず電流損は周波数の2乗に比例するとして取り扱うと, 鉄損分抵抗 R_m は次式で表される [13],

$$R_m = \frac{K^2}{K_h (1+s) / f_1 + K_e (1+s^2)} \quad (4.10)$$

$$s = (\omega_1 - \omega_r) / \omega_1 \quad (4.11)$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1 \quad (4.12)$$

K_h , K_e , K : 材料, 設計データより決まる定数

s : すべり

(4.10)式より, 鉄損分抵抗 R_m は与えられた回転角速度 ω_r に対してすべり角周波数の関数となるので以下の式においては, 鉄損分抵抗 R_m は ω_s の関数として(4.13)式で定義する,

$$R_m = R(\omega_s) \quad (4.13)$$

いま, Fig. 4.1 の等価回路において相互インダクタンス M を流れる電流 \dot{I}_0 は(4.2)式で定義される2次鎖交磁束成分電流 \dot{I}_m と1

次電流 \dot{I}_1 で(4.14)式で表される,

$$\begin{aligned} \dot{I}_0 &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \\ &= \frac{\ell_2}{L_r} \dot{I}_1 + \dot{I}_m \end{aligned} \quad (4.14)$$

電流 \dot{I}_0 の鉄損分抵抗 R_m を流れる電流 \dot{I}_i は鉄損電流，相互インダクタンス M を流れる電流は磁化電流となる．鉄損電流 \dot{I}_i は次式で表すことができる．

$$\dot{I}_i = \frac{j \omega_1 M}{R_m + j \omega_1 M} \dot{I}_0 \quad (4.15)$$

従って鉄損 P_i は(4.10)，(4.15)式の鉄損分抵抗 R_m と鉄損電流 \dot{I}_i とで(4.16)式で表すことができる．

$$P_i = \frac{3}{2} R_m I_i^2 \quad (4.16)$$

ただし，

$$I_i = \frac{\omega_1 M}{\sqrt{R_m^2 + \omega_1^2 M^2}} I_0 \quad (4.17)$$

4. 3. . 2 効率最適化 ベクトル制御が実現されると($i_{m\beta} = 0$)，定常状態においては以下の(4.18)～(4.19)式を満足する[5]．

磁束成分電流 $i_{m\alpha}^d$:

$$i_{m\alpha}^d = \frac{M}{L_r} i_{l\alpha}^d \quad (4.18)$$

2次電流 ;

$$i_{2\alpha}^d = 0 \quad (4.19)$$

$$i_{2\beta}^d = - \frac{M}{L_r} i_{1\beta}^d \quad (4.20)$$

すべり角周波数 ω_s^d :

$$\omega_s^d = \frac{r_2}{L_r} \cdot \frac{i_{1\beta}^d}{i_{m\alpha}^d} \quad (4.21)$$

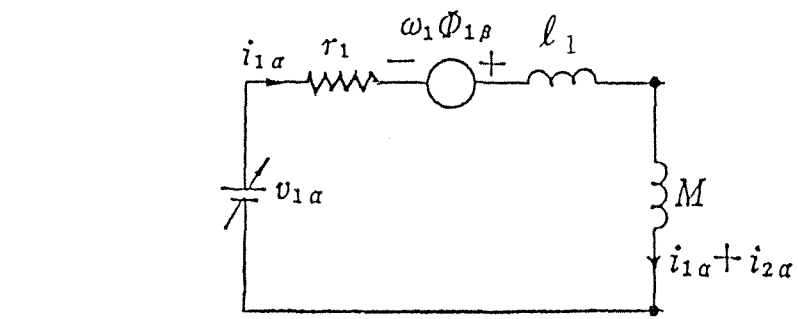
出力 P_k :

$$P_k = 3/2 \cdot M i_{m\alpha}^d i_{1\beta}^d \omega_r^d \quad (4.22)$$

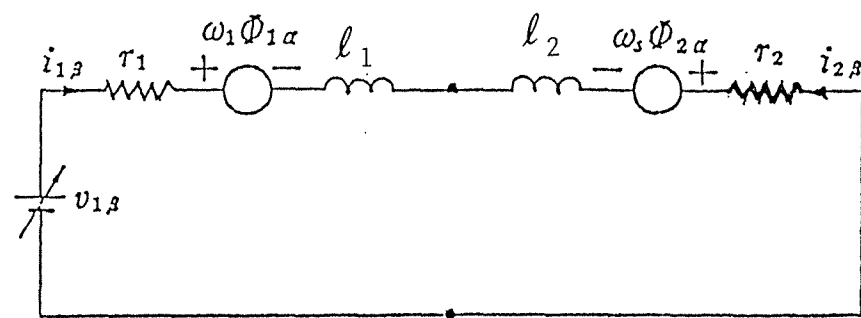
Fig. 4.2 のベクトル制御状態の等価回路と (4.18) ~ (4.21) 式を用いて, ベクトル制御誘導電動機の損失は以下のように表すことができる.

1 次銅損 P_{1c} :

$$\begin{aligned} P_{1c} &= \frac{3}{2} \cdot \frac{L_r^2}{M} r_1 i_{m\alpha}^d{}^2 + \frac{3}{2} r_1 i_{1\beta}^d{}^2 \\ &= \frac{3}{2} i_{m\alpha}^d i_{1\beta}^d r_1 \left(\frac{L_r^2}{M} \cdot \frac{i_{m\alpha}^d}{i_{1\beta}^d} + \frac{i_{1\beta}^d}{i_{m\alpha}^d} \right) \\ &= \left(\frac{r_1 r_2}{M} - \frac{1}{\omega_s} + \frac{r_1 L_r}{r_2 M} \omega_s \right) \frac{P_k}{\omega_r} \quad (4.23) \end{aligned}$$



(α 軸)



(β 軸)

図 4. 2 2 次鎖交磁束軸の等価回路
(ベクトル制御状態)

Fig. 4. 2 Equivalent circuit fixed in rotor flux linkage

2 次 銅 損 P_{2c} ;

$$\begin{aligned}
 P_{2c} &= \frac{3}{2} \frac{M^2}{L_r} r_2^2 \frac{i_d^2}{i_{1\beta}} \\
 &= \frac{3}{2} \frac{i_{m\alpha}^2}{i_{1\beta}^2} \frac{d^2}{r_2^2} \cdot \frac{M^2}{L_r^2} \frac{i_d^2}{i_{m\alpha}^2} \\
 &= \omega_s \frac{P_k}{\omega_r} \quad (4.24)
 \end{aligned}$$

鉄 損 P_i ;

$$P_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{\omega_1^2 M^2}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} R_m I_0^2 \quad (4.25)$$

(4.14) 式 より,

$$I_0^2 = \frac{L_r^2}{M^2} \frac{i_{m\alpha}^2}{i_{1\beta}^2} + \frac{\ell_2^2}{L_r^2} \frac{i_d^2}{i_{1\beta}^2} \quad (4.26)$$

鉄 損 P_i は 次 式 で 表 さ れ る.

$$P_i = \frac{3}{2} \frac{i_{m\alpha}^2}{i_{1\beta}^2} \frac{d^2}{r_2^2} \frac{\omega_1^2 M^2 R_m}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} \left(\frac{L_r^2}{M^2} \frac{i_{m\alpha}^2}{i_{1\beta}^2} + \frac{\ell_2^2}{L_r^2} \frac{i_d^2}{i_{1\beta}^2} \right)$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\ell_2^2}{L_r^2} \cdot \frac{i_1 \beta}{i_m \alpha} \quad) \\
= & \frac{\omega_1^2 M^2 R_m}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} \left(\frac{r_2}{M \omega_s} + \frac{\ell_2^2}{r_2 M} \omega_s^2 \right) \frac{P_k}{\omega_r} \\
& (4.27)
\end{aligned}$$

制御可能な損失 P_{loss} は(4.23)～(4.27)式を(4.5)式に代入して整理すると(4.28)式で表される,

$$P_{loss} = \left(K_1 \omega_s + \frac{K_2}{\omega_s} \right) \frac{P_k}{\omega_r} \quad (4.28)$$

ただし,

$$\begin{aligned}
K_1 = & (1 + k) \cdot \left(1 + \frac{r_1 L_r^2}{r_2 M^2} \right) \\
& + \frac{\omega_1^2 \ell_2^2 R_m}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} \cdot \frac{R_m}{r_2} \quad (4.29)
\end{aligned}$$

$$K_2 = (1 + k) \left(\frac{r_1 r_2}{M^2} + \frac{\omega_1^2 r_2 R_m}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} \right) \quad (4.30)$$

任意の与えられた出力 P_k のもとで(4.28)式の制御可能な損失

P_{loss} を最小とするすべり角周波数 ω_s が存在し、これを $\tilde{\omega}_s$ とする。 $\tilde{\omega}_s$ は数値計算によって求められる。すべり角周波数 $\tilde{\omega}_s$ が求まると制御可能な損失 P_{loss} を最小とするトルク成分電流と磁束成分電流の最適比率を K とおくと、 K は(4.21)式の関係より次式で表される。

$$\tilde{K} = \frac{i_{\beta}}{i_{\alpha}} = \frac{L_r^2}{\omega_s^2 M} \quad (4.31)$$

従って、(4.31)式の電流比率を満足するように制御系を構成すれば効率は最大となる。

4. 4 最適レギュレータ理論による制御系の構成法

本論文における制御目的は

- 1) 速度制御
- 2) ベクトル制御
- 3) 効率最適化制御

の三つであるので、これらを同時に満足する制御系を最適レギュレータ理論により構成する。

ベクトル制御は2次鎖交磁束の β 軸成分電流 i_{β} を零と制御することにより実現される。従って速度制御、ベクトル制御においては出力として、角速度 ω_r 、2次鎖交磁束の β 軸成分電流 i_{β} を選びそれぞれの目標値を与えて制御系を構成する。

効率最適化制御に関しては、(4.24)式より誤差 e_i を次式で定義する。

$$e_i = i_{1\beta} - \tilde{K} i_{m\alpha} \quad (4.32)$$

(4.32)式の誤差 e_i が零と制御されることにより効率は最適化される。

4.4.1 離散値系 状態量 $x(k)$, 制御入力 $u(k)$, 出力 $y(k)$, 外乱 $d(k)$ を次式で定義する。

$$x(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ i_{m\alpha}(k) \\ i_{m\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad u(k) = \begin{bmatrix} i_{1\alpha}(k) \\ i_{1\beta}(k) \\ \omega_l(k) \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ i_{m\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$d(k) = \tau_L(k)$$

(4.1)式の状態方程式を動作点近傍で線形化した後離散時間値系に変換すると(4.35)式を得る。(4.35)式ではコントローラの演算処理時間を考慮するため1サンプリング周期に等しい入力むだ時間を考慮に入れている。

$$x(k+1) = A x(k) + B u(k-1) + E d(k) \quad (4.35)$$

$$y(k) = C x(k) \quad (4.36)$$

ここで,

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{21} & e_{31} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

目標値 $R(k)$ と出力 $y(k)$ との誤差 $e(k)$, 効率最適化誤差 $e_i(k)$ を (4.39), (4.40) 式で定義する.

$$e(k) = R(k) - y(k) \quad (4.39)$$

$$e_i(k) = i_{1\beta}(k) - \tilde{K} i_{m\alpha}(k) \quad (4.40)$$

$R(k)$: 目標値

$$R(k) = \begin{bmatrix} \omega_r R(k) \\ i_{m\beta} R(k) \end{bmatrix}, \quad e(k) = \begin{bmatrix} e_{\omega_r}(k) \\ e_{m\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

上述したとおり，ベクトル制御の実現のため目標値 $i_{m\beta}^R(k)$ を零とする．

4.4.2 制御系の構成法[9] 新しい状態量を次式で定義する．

$$X_i(k) = \begin{bmatrix} e(k-1) \\ \Delta e(k) \\ \Delta i_{m\alpha}(k) \\ e_{m\beta}(k-1) \\ \Delta e_{m\beta}(k) \\ e_i(k) \\ \Delta u(k-1) \end{bmatrix}, \quad \Delta u(k) = \begin{bmatrix} \Delta i_{1\alpha}(k) \\ \Delta i_{1\beta}(k) \\ \Delta \omega_1(k) \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

ただし， Δ は第1差分を意味する．目標値 $R(k)$ ，外乱 $d(k)$ をステップ信号と仮定するとエラーシステムの状態方程式は(4.43)式となる．

$$X_i(k+1) = \Psi X_i(k) + G \Delta u(k) \quad (4.43)$$

ただし,

$$\Psi = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{11} & -a_{12} & 0 & a_{13} & 0 & -b_{11} & -b_{12} & -b_{13} \\ 0 & -a_{21} & a_{22} & 0 & -a_{23} & 0 & -b_{21} & -b_{22} & -b_{23} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{31} & -a_{32} & 0 & a_{33} & 0 & -b_{31} & -b_{32} & -b_{33} \\ 0 & \tilde{K} a_{21} & -\tilde{K} a_{22} & 0 & \tilde{K} a_{23} & 1 & -\tilde{K} b_{21} & -\tilde{K} b_{22} & -\tilde{K} b_{23} \\ & & & & & 0 & & & \end{bmatrix}$$

(4.44)

$$G = \begin{bmatrix} & 0 & \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

(4.43)式のエラーシステムが安定に制御されるとき，定常誤差は零となることが保証される[9]．ここでは，制御系を構成する有効な手法として多入力多出力系の最適レギュレータ理論を適用する．評価関数 PI を(4.46)式で定義する．

$$PI = \sum_{j=0}^{\infty} [e^T(j)e(j) + \gamma_i e_i(j)^2 + h_m i_{l\alpha}(j)^2 + h_\tau i_{l\beta}(j)^2 + h_\omega \omega_l(j)^2] \quad (4.46)$$

h_m, h_τ, h_ω : 入力の重み係数

γ_i : 効率最適化誤差の重み係数

本稿で提案する制御法では，速度制御目標値との誤差 $e_\omega(k)$ ，理想的なベクトル制御を達成するための誤差 $e_r(k)$ とともに効率最適化の誤差 $e_{m\beta}(k)$ を最小にするように(4.46)式の評価関数に考慮されている．単にベクトル制御誘導電動機の速度制御系の構成のみを目的とすれば，(4.46)式において $\gamma_i = 0$ とおけばよい．

(4.39),(4.40)式の誤差 $e(k), e_i(k)$ は状態量 $X_i(k)$ [$i=1,9$] により次式で表される．

$$\begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ X_3(k) \\ X_4(k) \\ X_5(k) \\ X_6(k) \\ X_7(k) \\ X_8(k) \\ X_9(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\omega_r}(k-1) \\ \Delta e_{\omega_r}(k) \\ \Delta i_{m\alpha}(k) \\ e_{m\beta}(k-1) \\ \Delta e_{m\beta}(k) \\ \Delta e_i(k) \\ \Delta i_{1\alpha}(k) \\ \Delta i_{1\beta}(k) \\ \Delta \omega_1(k) \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

$$e_{\omega_r}(k) = X_1(k) + X_2(k) \quad (4.48)$$

$$e_{m\beta}(k) = X_4(k) + X_5(k) \quad (4.49)$$

$$e_i(k) = X_6(k) \quad (4.50)$$

(4.46)式で定義された評価関数 $P I$ はエラーシステムの状態変数を用いて(4.51)式と書ける.

$$P I = \sum_{j=0}^{\infty} [X_i^T(j) Q X_i(j) + \Delta u^T(j) H \Delta u(j)] \quad (4.51)$$

Q : 半正定値対称行列 (9 x 9 行列)

H : 正定値対称行列 (3 x 3 行列)

$$Q = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} h_m & 0 & 0 \\ 0 & h_\tau & 0 \\ 0 & 0 & h_\omega \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Γ_1, Γ_2 : 2 行 2 列の重み係数マトリクス

(4.43)式で記述される制御系を安定に制御する問題は最適レギュレータ問題に帰着できた。(4.51)式の評価関数 $P I$ を最小とする最適制御入力 $\Delta u(k)$ は通常の実最適レギュレータ問題を解いて(4.53)式で得られる。

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= - B G S \Psi X(k) \\ &= - F X(k) \end{aligned} \quad (4.53)$$

ここで、 F はフィードバックゲインマトリクス (3 行 9 列) で以下のようにおく。

$$F = - [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4 \quad f_5 \quad f_6 \quad f_7 \quad f_8 \quad f_9] \quad (4.54)$$

実際の制御入力 $u(k)$ は次式となる。ただし、初期値は零または前制御区間の定常値とした。それ以外の一般的な場合についての考察は文献 [16] を参照されたい。

$$u(k) = f_I \sum_{j=1}^k e(j) + f_P e(k) + f_{3m\alpha} i_m(k)$$

表 1 定格と電動機定数

Table. 1 Rating and Motor constants

Voltage	200	V
Output	3.7	Kw
Nominal speed	1430	r.p.m
Pole pair Number	2	
r_1	1.262	Ω
r_2	1.215	Ω
L_s	0.0757	H
L_r	0.0734H	H
M	0.0694	H

$$+ f_6 \sum_{j=1}^k e_i(j) + f_u u(k-1) \quad (4.55)$$

ここで,

$$f_I = [f_1, f_4] \quad (4.56)$$

$$f_P = [f_2 - f_1, f_5 - f_4] \quad (4.57)$$

Fig. 4.3 に全状態フィードバックによるベクトル制御誘導電動機の速度制御系の構成線図を[5], Fig. 4.4 に効率最適化速度制御系の構成線図を示す. Fig. 4.3 と Fig. 4.4 を比較すれば, 効率最適化は速度制御系の2次鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ のフィードバックループに効率最適化のためのコントローラを挿入するだけで簡単に構成できる. ただし, 実システムを構成するときは,

(4.52)式のフィードバックゲイン F は定常動作点 $i_{1\beta}^d, \omega_s^d$ により変動するので, 目標速度での効率を最大にする ω_s の値において, $i_{1\beta}$ に対するゲイン F をあらかじめ計算しておき, 目標値変更にあわせてゲイン F を切り替えていく必要がある.

本制御系構成法は, 定常状態では積分動作により誤差 e_i の値は零になることが保証され効率は最大となり, かつ速度制御系はベクトル制御系が保有する良好な応答が期待できる.

4.5 シミュレーション結果

本章で提案したベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系の特性計算例を示す. シミュレーションに用いた誘導電動機の定数を表2に示す. シミュレーションにおいては状態量 i_m は検

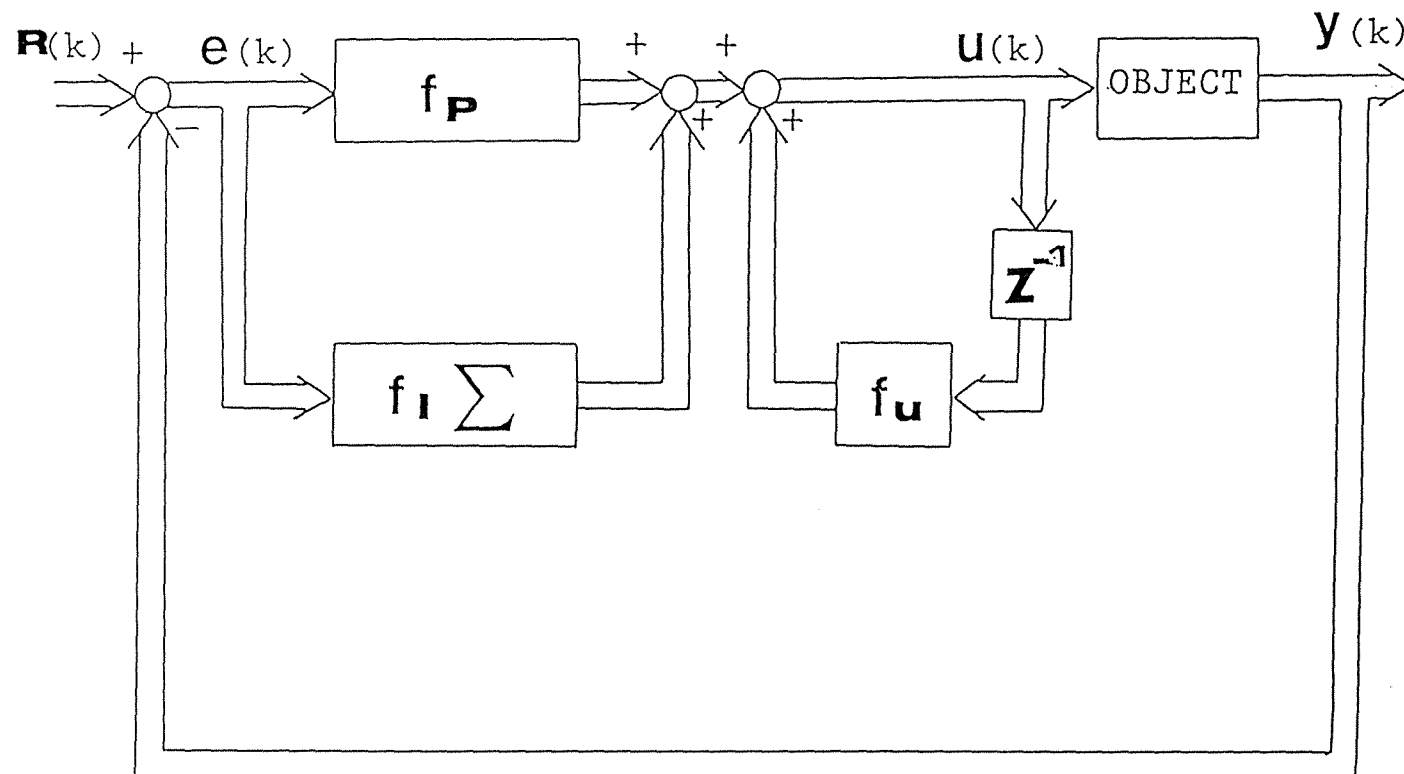


図 4. 3 全状態フィードバック制御系
の構成線図

Fig. 4. 3 Control system structure with a full state feedback

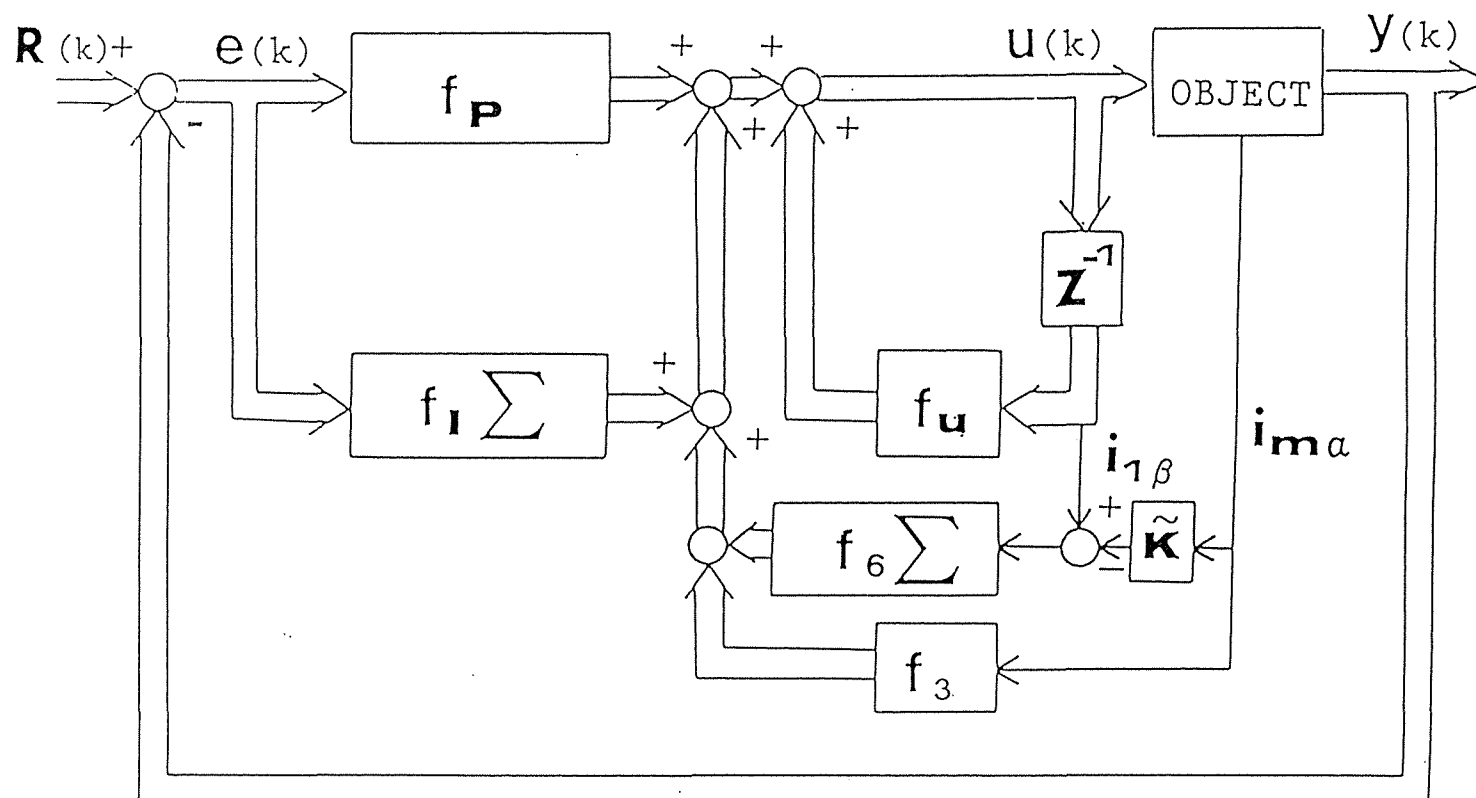


図 4. 4 効率最適化速度制御系の構成線図

Fig. 4. 4 Efficiency optimized speed control system

出可能としている。 Fig. 4.5 は定格回転数， 定格負荷における損失曲線である。 制御可能な損失を最小とするすべり周波数が存在する。 Fig. 4.6 は効率最適化制御と 2 次鎖交磁束を一定としたベクトル制御との磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ とトルク成分電流 $i_{1\beta}$ の関係を示す。 効率最適化制御ではすべり角周波数を一定に制御するのに対し， 2 次鎖交磁束一定制御ではすべり角周波数可変制御となる。 本稿で提案する制御法は軽負荷では $i_{m\alpha}$ を減じて入力に対する鉄損分を減少させ， 負荷が増加するにつれ銅損が増加するのを $i_{m\alpha}$ を増加させることにより， 銅損を減じ入力に対して制御可能な損失を最小とする制御法である。 Fig. 4.7 は最大効率を与えるすべり周波数で運転したときの損失曲線である。 比較のためベクトル制御時の 2 次鎖交磁束一定制御の損失を表示してある。 2 次鎖交磁束一定制御においては， 軽負荷ではすべり角周波数が小さいため電流 $i_{1\beta}$ が必要でなく， 鉄損も少ない。 効率最適化制御ではすべり角周波数を常に最適な一定値に制御するため $i_{m\alpha}$ が小さくてもある程度の $i_{1\beta}$ が必要であり， 鉄損は 2 次鎖交磁束一定制御に比べ増加しているが， 制御可能な全損失は軽減される。 負荷が増大するにつれ 2 次鎖交磁束一定制御では $i_{1\beta}$ が増加するため鉄損， 銅損とも増加するのに対して， 効率最適化制御ではすべり角周波数が $i_{m\alpha}$ と $i_{1\beta}$ の最適比に制御されることにより， 銅損， 鉄損は減少する。 Fig. 4.8 は効率最適化制御法と 2 次鎖交磁束一定制御との効率の比較を示す。 Fig. 4.4 の効率最適化ループを付加することにより全負荷範囲に渡って高効率が得られ， 特に軽負荷においては効率改善が顕著であることがわかる。 Fig. 4.9 は全負荷状態における速度ステップ変化に対する応答波形である。 サンプルング周期は 1 msec としている。 評価関数の重みは以下のように選定した。

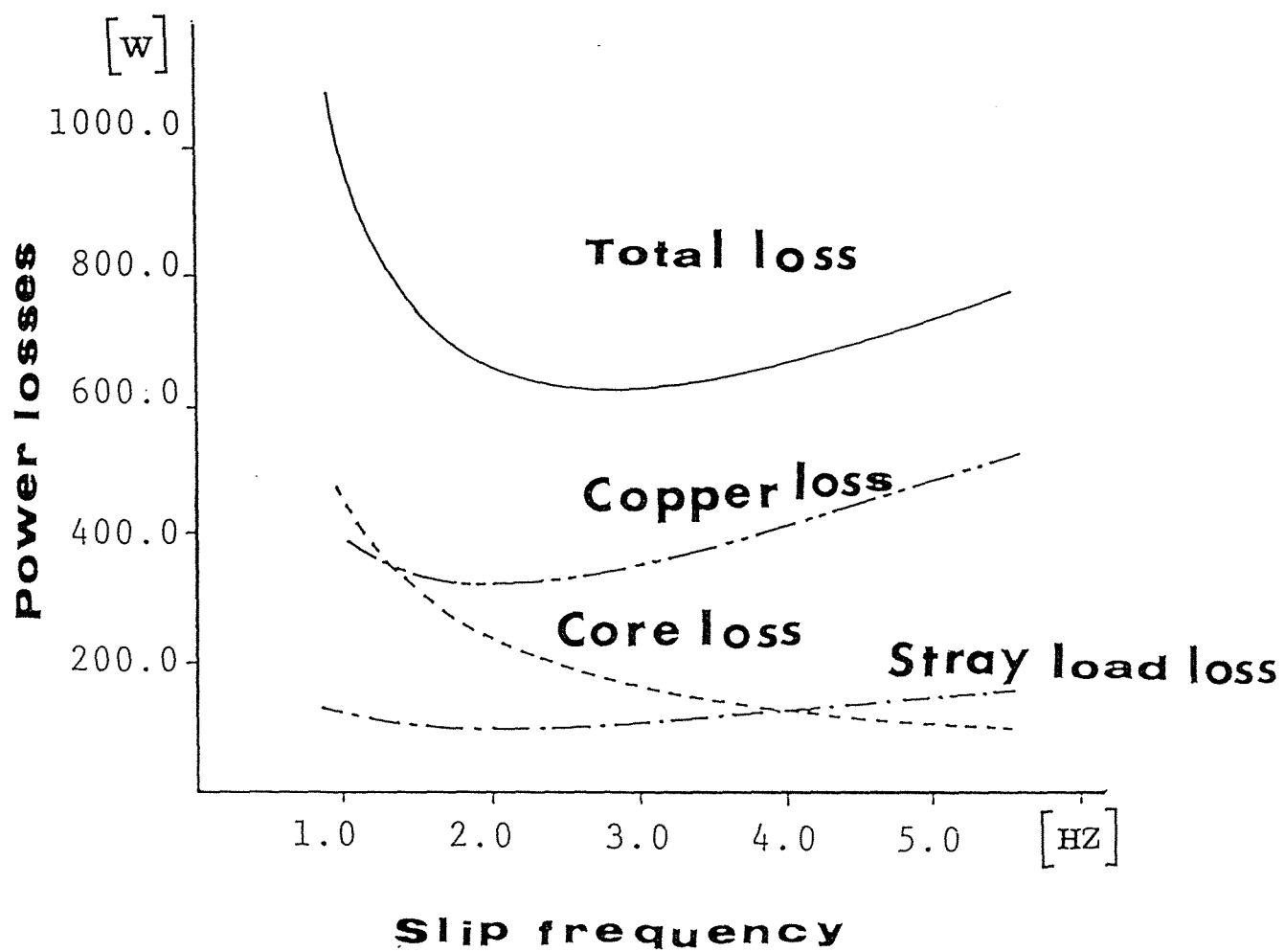


図 4. 5 すべり周波数 vs. 損失曲線

Fig. 4. 5 Slip frequency vs. power losses

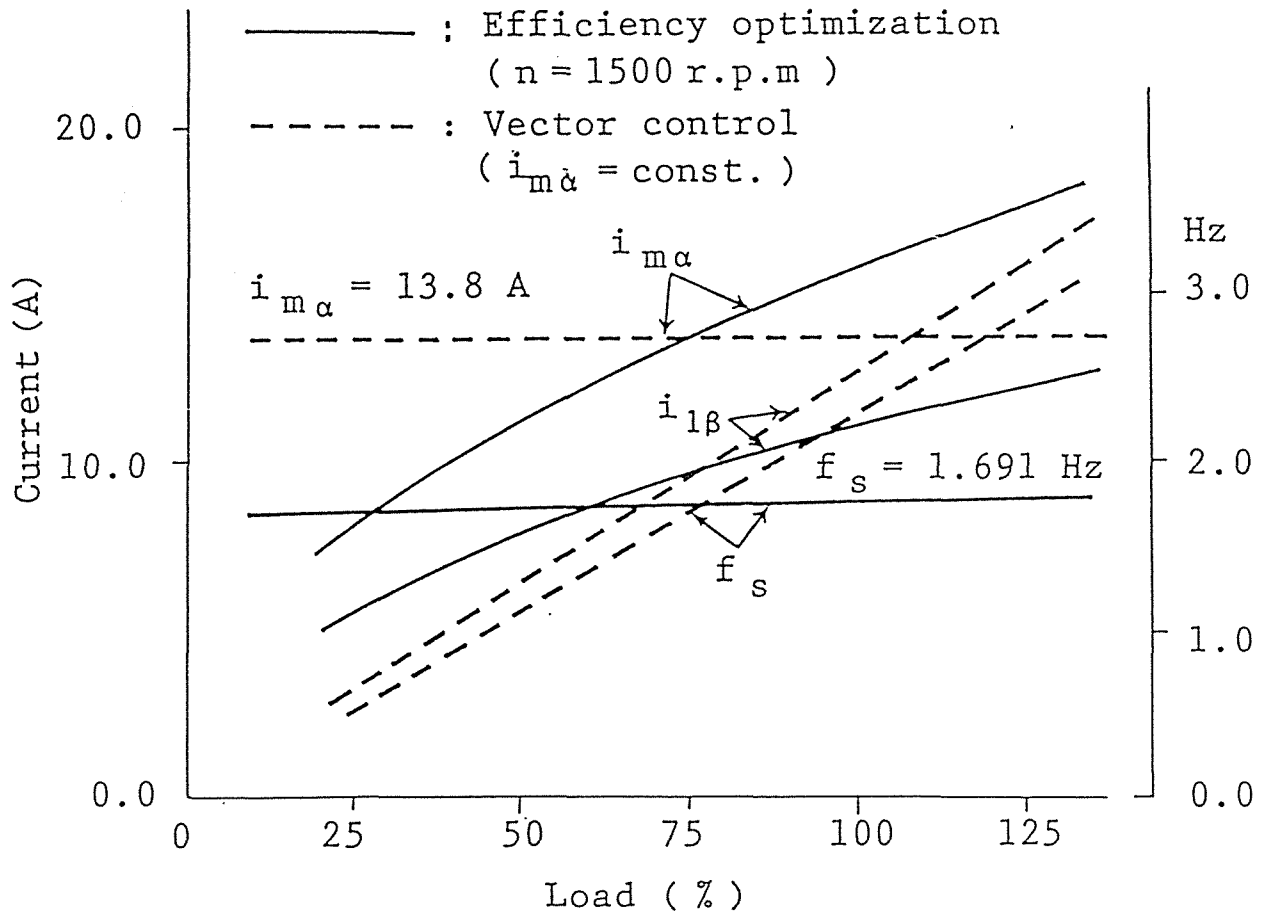


図 4. 6 トルク電流と磁束分電流の関係

Fig. 4. 6 Relation between a torque current component
and a flux current component of i_1

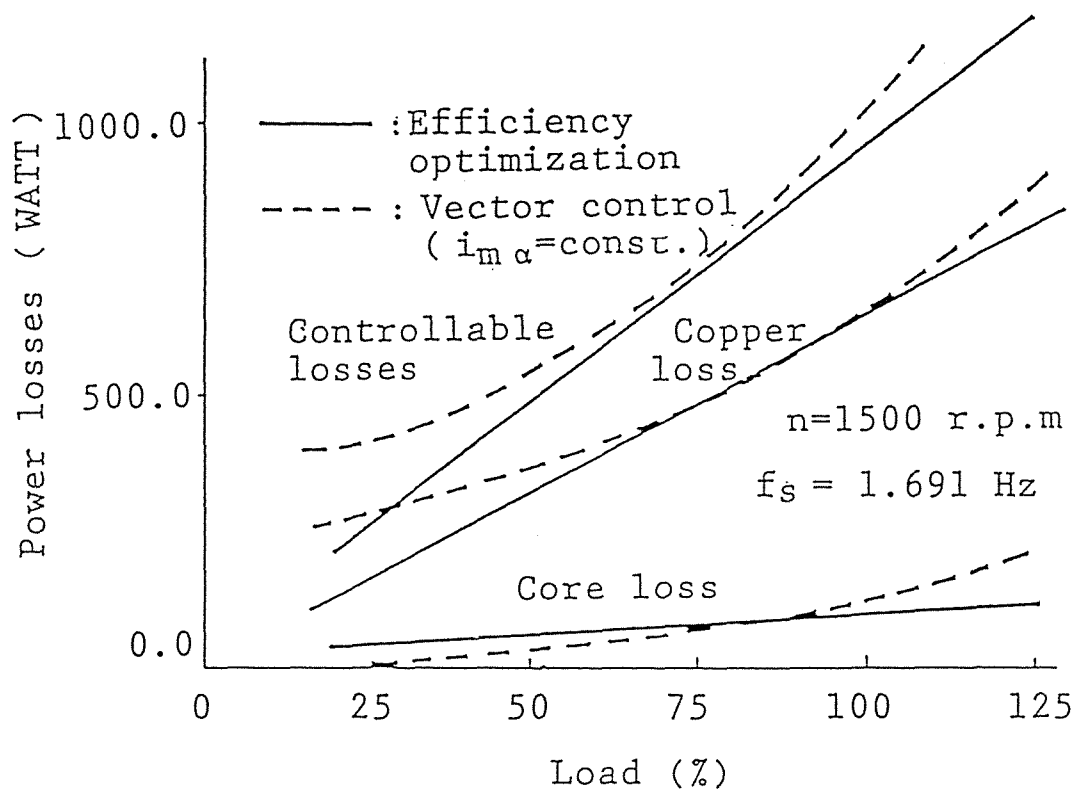


図 4. 7 効率最適化制御時の損失

Fig. 4. 7 Power losses under an efficiency optimized Control

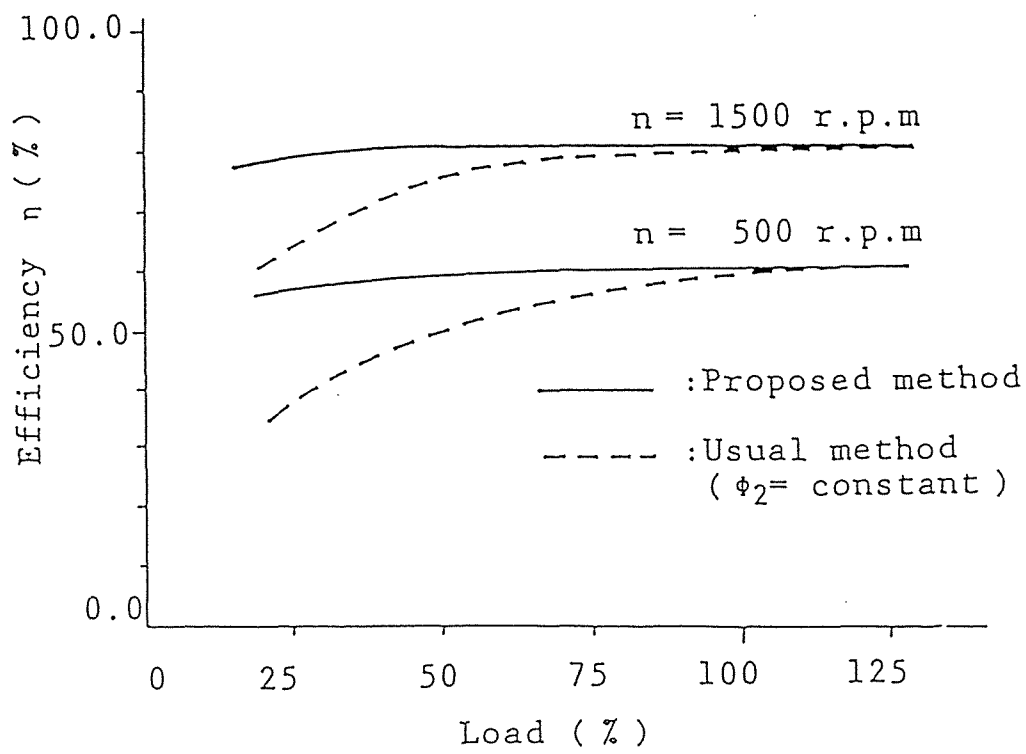


図 4. 8 効率の改善

Fig. 4. 8 Improvment of efficiency due to efficiency optimization

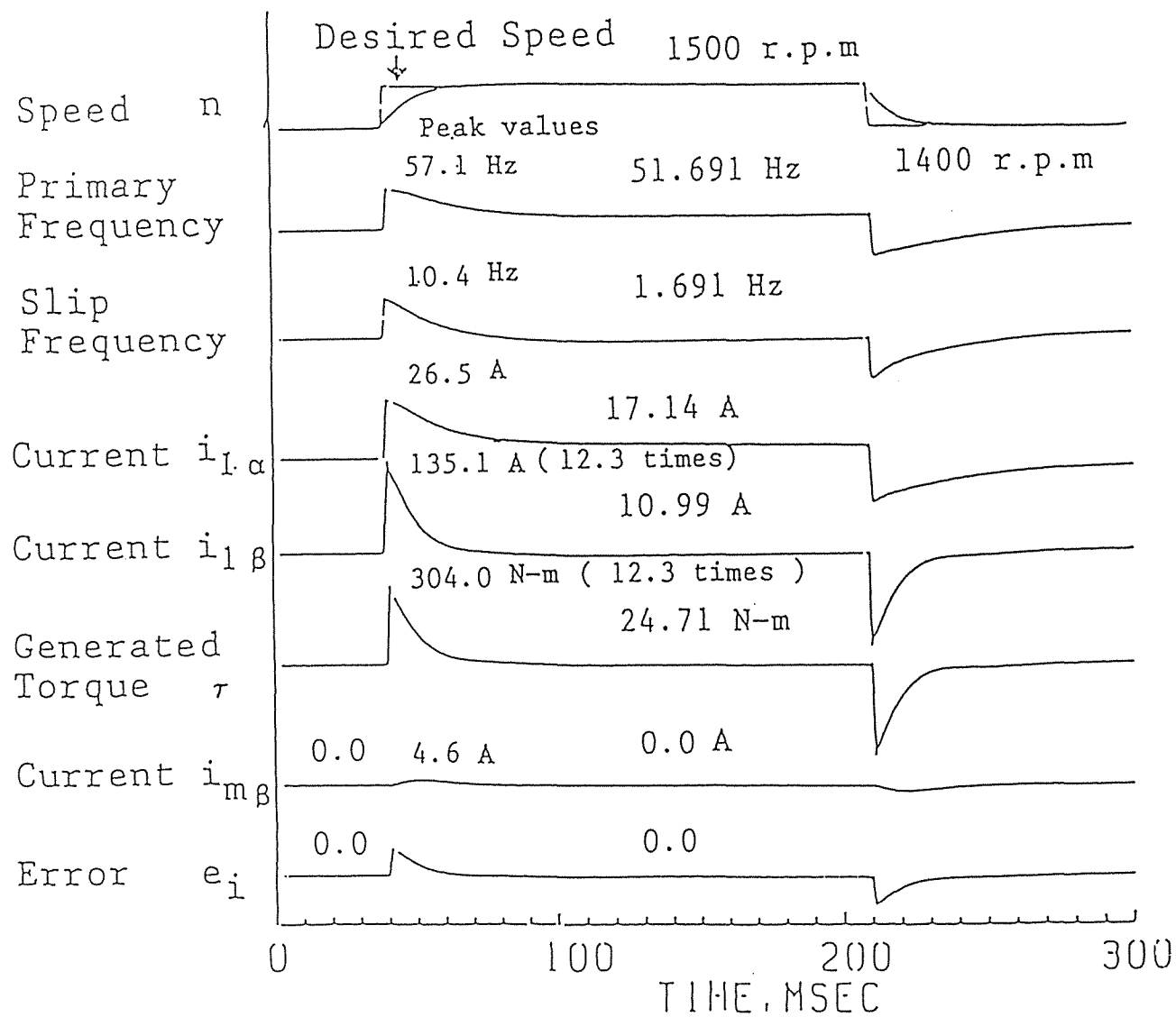


図 4. 9 効率最適化速度制御系の応答

Fig. 4. 9 Step responses for desired speed of a efficiency optimized speed control system

$$\begin{aligned} h_m &= 1000.0, & h_\tau &= 10.0, & h_\omega &= 100.0 \\ \gamma_i &= 0.001 \end{aligned}$$

最大効率を与えるすべり周波数は速度目標値により定まるので、最大効率を与えるトルク成分電流 $i_{1\beta}$ と鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ の最適比率 K をあらかじめ計算しておき、評価関数の重み係数とからフィードバックゲインマトリクス F を求めた。2次鎖交磁束に比例する β 軸成分電流 $i_{m\beta}$ は零と制御され理想的なベクトル制御が実現しており、発生トルク τ はトルク成分電流 $i_{1\beta}$ の応答によく追従している。速度制御系の応答は速度変化が 1400 ~ 1500 r.p.m の急峻な変動に対して速度応答の立ち上がりは速く、効率最適化を行ったため応答が特に悪化することはない。

また、誤差 $e_i(k)$ は速やかに零に収束しており効率最適化が達成されていることがわかる。Fig. 4.8 と Fig. 4.9 は直流モデルによるシミュレーションであるが、電力変換器としてヒステリシスコンパレータ方式を用いた PWM インバータを制御系に組み込んでシミュレーションを行った。Fig. 4.10 に PWM インバータの電圧、電流波形を示す。Fig. 4.11 は PWM インバータを用いた制御系構成例を示す。インバータのモードは静止座標で扱わねばならないので、同期角速度で回転する座標 α - β 軸から 3 相交流への座標変換した後制御入力 v_1, ω_1 をインバータの入力とし、3 相変換された 1 次電流を目標値としてこれに追従するようにインバータを動作させる。Fig. 4.12 はヒステリシスコンパレータ方式のインバータ駆動による -500 r.p.m から +500 r.p.m

まで加速、減速した 4 象限運転特性を示す。速度 n は目標速度に追従しており良好な制御性能が得られている。2次鎖交磁束 Φ_2 は効率最適化をおこなっているため、すべり角周波数 ω_s を一定に保

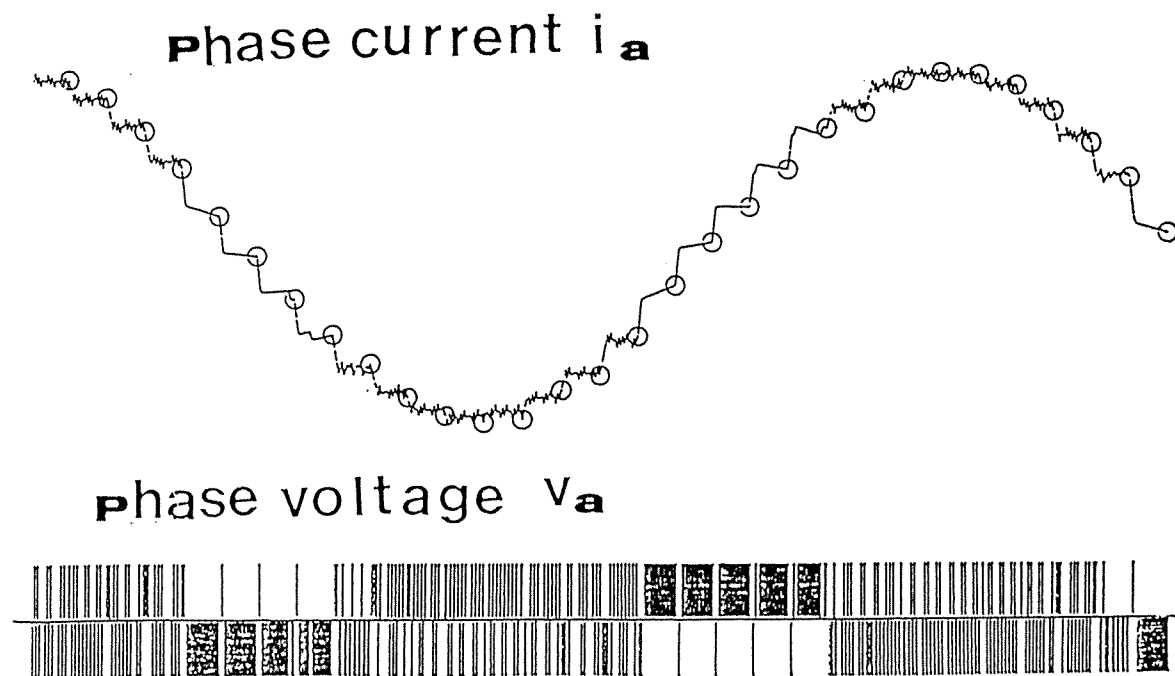


図 4. 10 PWMインバータの電圧,
電流波形

Fig. 4. 10 Example of pulse wide modulation waveforms

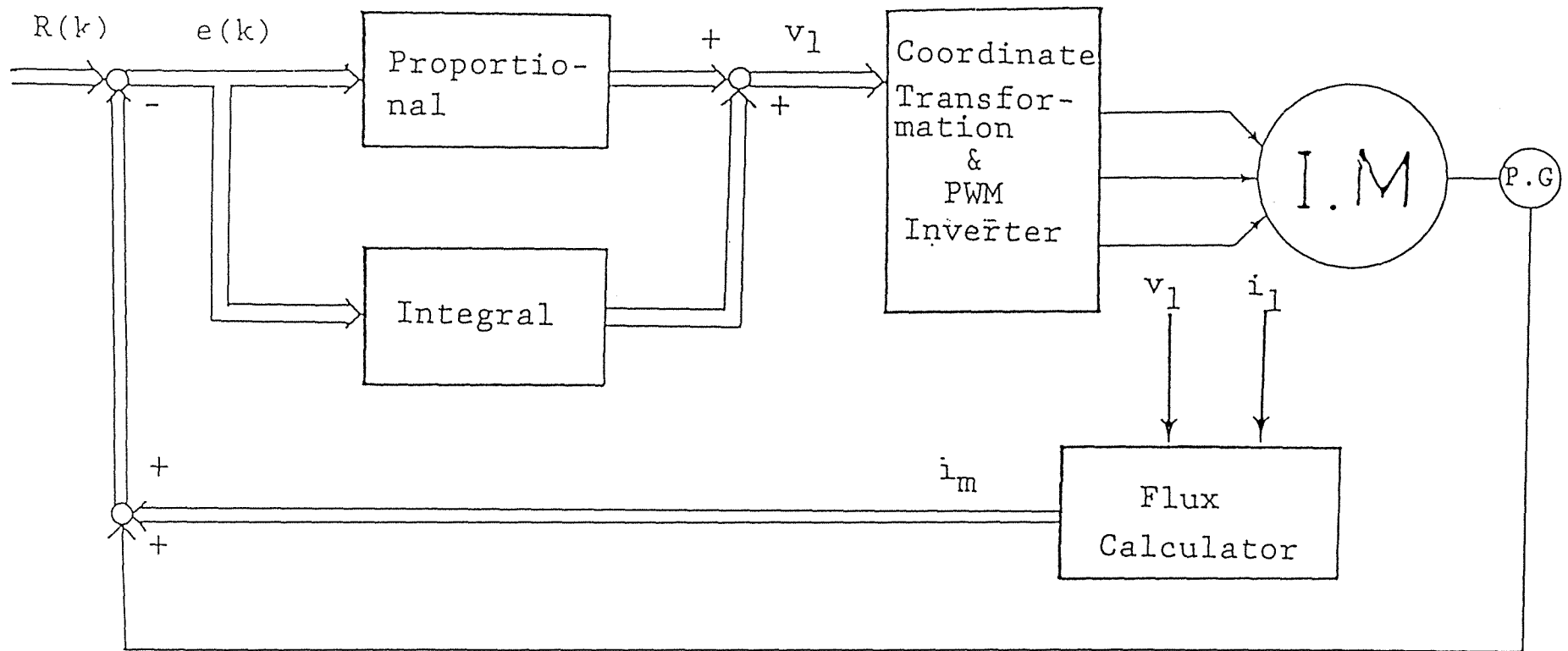


図 4. 11 PWMインバータを用いた
制御系構成

Fig. 4. 11 Systematic diagram of field oriented control system
driven by PWM inverter

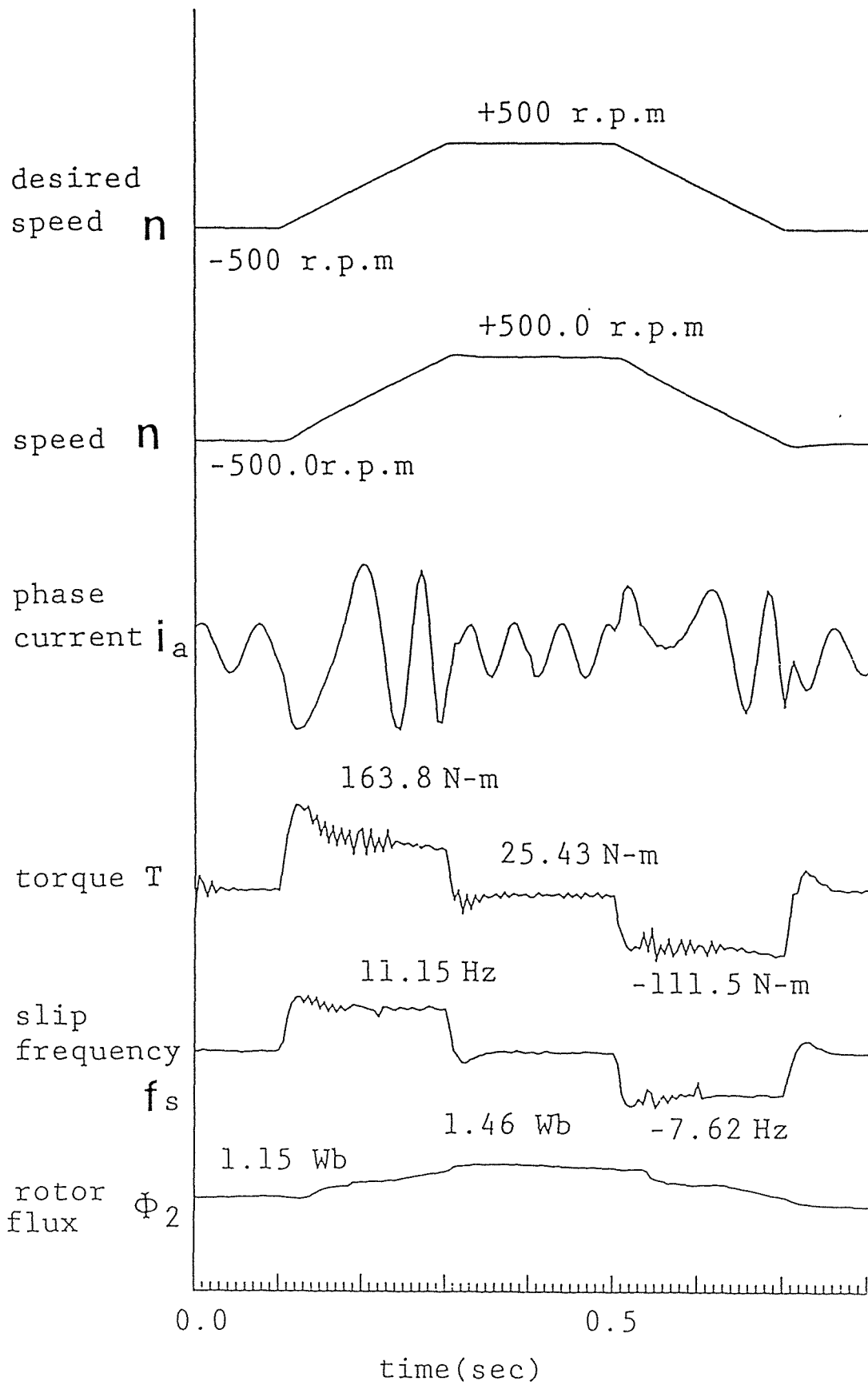


図 4. 12 4 象限運転

Fig. 4. 12 Fourth quadrant operation

つため加速時は強められ、減速時には弱められているのがわかる。

4. 6 むすび

ベクトル制御誘導電動機の損失と効率についての関係を明確にし、効率最適化の手法を示した。効率最適化に関して誘導電動機は3入力-2出力の制御対象であり、現代制御理論を応用した効率最適化速度制御系の構成が可能となった。効率最適化制御は制御可能な損失を最小とする1次電流のトルク成分電流と2次鎖交磁束成分電流の電流比から、電流誤差を定義することにより、これを零と制御することにより達成される。最大効率運転は磁束を制御することになり高速応答は期待されないとされてきたが、2次回転磁界の角速度を制御することにより鎖交磁束一定制御のベクトル制御と同程度の高速応答が得られることを示した。

速度制御、ベクトル制御の高速応答、効率最適化制御の三つの制御目的を同時に実現する制御系を最適レギュレータ理論により構成し、良好な特性が得られることをシミュレーションによって確認した。実システムを構成する場合は、低周波数領域での損失の評価、制御アルゴリズムのマイクロプロセッサによる実現、電力変換器を含めた実システムの解析、設計などの解決すべき問題があるが、本稿の誘導電動機の効率最適化に関する基本理論は、実用化が可能であると考えられる。

第4章に関連する参考文献

- 1) A.Kusko and D.Galler : Control Means for Minimizing of Losses in A.C and D.C Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-19-4 ,561/570 (1983)
- 2) HEUNG G.Kim, K.Sul and MIN H.Park: Optimal Efficiency Drives of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control, IEEE Transactions on Industrial Applications. IA-20-6 1453/1459 (1984)
- 3) D.S.Kirschen, D.W.Novotony and W.Suwanwisoot: Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in variable Frequency Drives, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-20-5 1244/1250 (1984)
- 4) D.S.Kirschen, D.W.Novotony and T.A.Lipo : On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drives, IEEE Transactions Industrial Applications , IA-21-4 610/616 (1985)
- 5) 村田, 土谷, 武田: 状態フィードバックによる誘導電動機のベクトル制御, 計測自動制御学会論文集, 24-6(1988)
- 6) PAUL G.GUMMINGS, W.D.BOWERS and WALTER J.MARTINY : Induction Motor Efficiency Test Methods, IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-17-3, 253/272(1982)

- 7) 電気学会：電気工学ハンドブック p643 (1988)

- 8) 藤 了念著：解説 誘導機 I オーム社

- 9) 土谷：最適レギュレータ技法を用いた多入力多出力離散時間出力フィードバック制御系構成法，計測自動制御学会論文集，20-3, 193/199 (1983)

- 10) 江上，山本，土谷：最適制御理論を用いた効率最適化速度制御系構成－他励直流電動機系への適用－，計測自動制御学会論文集，21-4, 345/352 (1984)

- 11) T.Tsuchiya and T.Egami: Application of Improved Optimal Regulator Theory to Optimal Efficiency Control of an Electrical Drive System, IEEE Transactions on Automatic Control, AC-30-8 822/825 (1985)

- 12) T.Egami, J.Wang and T.Tsuchiya: Efficiency-Optimized Speed Control System Synthesis Method Based on Improved Optimal Regulator Theory-Application to Separately Excited DC Motor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-32-4 372/380 (1985)

- 13) 村田，土谷，武田：ベクトル制御方式による誘導電動機の効率最適化速度制御系の構成法，昭和62年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集，659/664 (1987)

- 14) 村田, 土谷, 武田: ベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系の解析, 第30回自動制御連合講演会前刷, 569/572 (1987)
- 15) 村田, 土谷, 武田: ベクトル制御誘導電動機の最大効率に関する考察, 昭和62年度S I C E北海道支部学術講演会論文集, 15/16 (1988)
- 16) 江上, 土谷: エラーシステムを用いた最適サーボ系の初期値補償, 昭和62年度S I C E北海道支部学術講演会論文集, 17/18 (1988)

第 5 章

2 次鎖交磁束の推定法

第 5 章

2 次鎖交磁束の推定法

5. 1 まえがき

誘導電動機のベクトル制御における 2 次鎖交磁束の検出法については種々検討され検出の困難さ、不正確さが指摘されている。磁束を検出しないとの立場からすべり周波数形ベクトル制御、あるいは磁束演算形ベクトル制御が開発されてきた。すべり周波数形ベクトル制御における 2 次鎖交磁束の推定、あるいは従来の磁束演算器（磁束シミュレータ）による磁束演算法では 2 次抵抗の変動が直接ベクトル制御そのものに多大な影響を与えるため、この変動を補償するための回路構成が複雑となる。また、2 次回路方程式に基づく電流モデルによる演算では推定値への収束速度は 2 次回路の時定数に限定され、高速推定が不可能であり、また推定値は 2 次抵抗変化の影響が大きいことが指摘されている。そのうえ、電圧モデルからの演算では推定値と真値との誤差が零に収束しないなどの問題点があった。このため、現代制御理論に基づく状態オブザーバを用いて誘導電動機の 1 次電圧、電流から磁束ベクトルを推定する方法がある [1][2]。最近、無効電力から巻線抵抗を含まない磁束演算法が提案されている [3]。上述のいずれの場合においても、磁束推定は静止軸の電圧方程式を基準にして算定されている。この静止軸の状態方程式は制御対象である誘導電動機の動作を厳密に記述しているとは言えず、2 次鎖交磁束の推定値には誤差が生じる。

筆者らは電源周波数に同期して回転する座標系の状態方程式に基づき、最適レギュレータ理論、適応制御理論を応用してベクトル制御系を構成し良好な特性が得られることを報告した[4][5]。制御系の構成法においては、状態変数である2次鎖交磁束は検出可能としたが、同期角速度で回転する座標軸の状態方程式が誘導電動機の動作を正確に記述していることから、この状態方程式に基づいた磁束シミュレータ、双線形磁束オブザーバ[6]による2次鎖交磁束の推定法を提唱する。

そこで、誘導電動機の1次側回路、2次側回路のパワールの流れを明確にし、1次、2次回転磁界に蓄えられるエネルギーの無効分から2次鎖交磁束を演算する方式を述べる[7]。この演算式には巻線抵抗が含まれず、パラメータ変動としての2次抵抗変動による誤差の問題は解決できる。演算式には1次電流の微分項が含まれるので、演算を容易にするため、1次電流の微分項によるエネルギーを算定し、無効電力に着目した磁束演算法は電流モデルの磁束シミュレータとなることを示す。磁束シミュレータの推定誤差は零に収束することが保証され、本手法による2次鎖交磁束の推定方法は有用である。現実的な鎖交磁束シミュレータの構成法として、1次側の電動機定数で2次鎖交磁束を推定する手法を示す。本手法の磁束シミュレータによれば、電圧、電流モデルの両者とも推定誤差は零に収束する。磁束シミュレータの考え方は推定誤差の収束度は1次側、あるいは2次回路の時定数で定まるので、2次鎖交磁束を推定する有効な方法として、同期角速度で回転する座標系の状態方程式に基づいて双線形オブザーバを構成する。電圧制御入力の状態方程式より多入力多出力系のレギュレータ理論を応用したベクトル制御系に双線形オブザーバを応用し、シミュレーション結果よりその有用性を検証する。

5. 2 電圧制御入力の状態方程式

同期角速度で回転する座標系（ $\alpha - \beta$ 軸）の電圧方程式，トルク式より〔第2章参照〕，状態変数として1次電流と2次鎖交磁束を定義すると電気系，機械系の状態方程式は以下の(5.1)～(5.3)式となる〔8〕〔9〕.

電気系；

$$\sigma \frac{d i_1}{d t} = - R i_1 - j \omega_1 \sigma i_1 + \frac{r_2 M}{L_r} \Phi_2 - \frac{M}{L_r} j \omega_r \Phi_2 + v_1 \quad (5.1)$$

$$\frac{d \Phi_2}{d t} = - \frac{r_2}{L_r} \Phi_2 - j \omega_s \Phi_2 + \frac{r_2 M}{L_r} i_1 \quad (5.2)$$

機械系；

$$\frac{d \omega_r}{d t} = \frac{p M}{J L_r} (\Phi_{2\alpha} i_{1\beta} - \Phi_{2\beta} i_{1\alpha}) - \frac{1}{J} \tau_L \quad (5.3)$$

$$R = r_1 + (M / L_r)^2 r_2 \quad (5.4)$$

電圧，電流，磁束ベクトルは以下の式で定義される。

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{1\alpha} + j v_{1\beta} \\ i_1 &= i_{1\alpha} + j i_{1\beta} \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\Phi_2 = \Phi_{2\alpha} + j \Phi_{2\beta}$$

ここで，鎖交磁束関係式，すべり角周波数はそれぞれ次式で表される。

鎖交磁束式；

$$\Phi_1 = L_s i_{1\alpha} + M i_{2\alpha} \quad (5.6)$$

$$\Phi_2 = L_r i_{2\alpha} + M i_{1\alpha} \quad (5.7)$$

すべり角周波数；

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r \quad (5.8)$$

本章では，電圧制御入力のベクトル制御を前提として，以下に入出力関係を明確にしておく。

$$\text{状態変数：} \quad \omega_r, i_{1\alpha}, i_{1\beta}, \Phi_{2\alpha}, \Phi_{2\beta}$$

$$\text{入力変数：} \quad \omega_1, v_{1\alpha}, v_{1\beta}$$

$$\text{出力変数：} \quad \omega_r, \Phi_{2\alpha}, \Phi_{2\beta}$$

ベクトル制御は回転磁界である2次鎖交磁束の大きさを一定に，角速度を電源に同期させることにより達成される。

5. 3 磁束演算法

2次鎖交磁束の演算法に関しては種々検討されているが、ここでは同期角速度で回転する座標軸の状態方程式に基づいて、1次、2次巻線に鎖交する磁束の演算法を述べる。

5. 3. 1 無効電力に着目した磁束シミュレータ 誘導電動機のエネルギーバランス方程式は以下の(5.9), (5.10)式となる。

1次側回路；

$$i_1^* v_1 = r_1 i_1^2 + i_1^* \frac{d\Phi_1}{dt} + i_1^* j\omega \Phi_1 \quad (5.9)$$

2次側回路；

$$0 = r_2 i_2^2 + i_2^* \frac{d\Phi_2}{dt} + i_2^* j\omega_s \Phi_2 \quad (5.10)$$

*：共役

(5.9), (5.10)式の1次側, 2次側のパワー関係は以下の(5.11), (5.12)式で表される。

$$P_1 = P_{1c} + W_1 + P_2 \quad (5.11)$$

$$P_2 = P_{2c} + W_2 + P_k \quad (5.12)$$

P_1, P_2 : 1次, 2次入力

P_{1c}, P_{2c} : 1次, 2次銅損

W_1, W_2 : 1次, 2次回転磁界に蓄えられるエネルギー

P_k : 機械的出力

1 次入力 P_1 , 2 次入力 P_2 , 出力 P_k はそれぞれ以下のように記述される.

$$P_1 = i_1^* v_1 \quad (5.13)$$

$$P_2 = i_1^* j \omega_1 \Phi_1 \quad (5.14)$$

$$P_k = i_1^* j \omega_1 \Phi_1 + i_2^* j \omega_s \Phi_2 \quad (5.15)$$

以下, 電力を表す諸量については有効電力と無効電力とから, 例えば 1 次入力については次式で定義されるものとする.

$$P_1 = P_a + j P_q \quad (5.16)$$

P_a : 有効電力, P_q : 無効電力

抵抗損は有効電力であるので, 巻線抵抗を含まない磁束演算式を導出するため, 磁界に蓄えられるエネルギーの無効分より 2 次鎖交磁束を推定する. (5.9), (5.10) 式より磁界に蓄えられるエネルギーの無効分は (5.17), (5.18) 式となる.

$$\operatorname{Im} \left\{ i_1^* \frac{d \Phi_1}{d t} \right\} = P_q - \operatorname{Im} \left\{ i_1^* j \omega_1 \Phi_1 \right\} \quad (5.17)$$

$$\operatorname{Im} \left\{ i_2^* \frac{d \Phi_2}{d t} \right\} = - \operatorname{Im} \left\{ i_2^* j \omega_s \Phi_2 \right\} \quad (5.18)$$

ここで, 記号 Im は虚数部をとることを意味し, (5.14), (5.15)

式の I m 部, 無効電力 P_q は次式で表される.

$$P_q = v_{1\beta} i_{1\alpha} - v_{1\alpha} i_{1\beta} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} \text{I m} \{ i_1^* j \omega \Phi_1 \} \\ = \omega (\Phi_{1\alpha} i_{1\alpha} + \Phi_{1\beta} i_{1\beta}) \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \text{I m} \{ i_2^* j \omega_s i_2 \} \\ = \omega_s (\Phi_{2\alpha} i_{2\alpha} + \Phi_{2\beta} i_{2\beta}) \end{aligned} \quad (5.21)$$

1 次巻線に鎖交する磁束 Φ_1 , 2 次電流 i_2 は (5.6), (5.7) 式から 2 次鎖交磁束 Φ_2 と 1 次電流 i_1 とでそれぞれ以下のように書き表される.

$$\Phi_1 = \frac{M}{L_r} \Phi_2 + \sigma i_1 \quad (5.22)$$

$$i_2 = \frac{1}{L_r} \Phi_2 - \frac{M}{L_r} i_1 \quad (5.23)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} \quad (5.24)$$

(5.22)～(5.24)式の関係を用いると、(5.17),(5.18)式の磁界に蓄えられるエネルギーの無効分に関して以下の関係が得られる。

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} \left\{ \frac{M}{L_r} i_1^* \frac{d\Phi_2}{dt} \right\} &= P_q - \operatorname{Im} \left\{ i_1^* j\omega_1 \Phi_1 \right\} \\ &\quad - \operatorname{Im} \left\{ \sigma i_1^* \frac{di_1}{dt} \right\} \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$\operatorname{Im} \left\{ i_2^* \frac{d\Phi_2}{dt} \right\} = - \operatorname{Im} \left\{ i_2^* j\omega_s \Phi_2 \right\} \quad (5.26)$$

上述の(5.25),(5.26)式を $d\Phi_{2\alpha}/dt$, $d\Phi_{2\beta}/dt$ について解けば以下の(5.27),(5.28)式が得られる。

$$\frac{d\Phi_{2\alpha}}{dt} = \frac{1}{\Delta} [P_q i_{2\alpha} + P_{sq} (1/L_r) i_{1\alpha}] \quad (5.27)$$

$$\frac{d\Phi_{2\beta}}{dt} = \frac{1}{\Delta} [P_q i_{2\beta} + P_{sq} (1/L_r) i_{1\beta}] \quad (5.28)$$

ただし,

$$\begin{aligned}
 P_Q &= v_{1\beta} i_{1\alpha} - v_{1\alpha} i_{1\beta} \\
 &\quad - \omega_1 (\Phi_{1\alpha} i_{1\alpha} + \Phi_{1\beta} i_{1\beta}) \\
 &\quad - \sigma \left\{ i_{1\alpha} \frac{d i_{1\beta}}{d t} - i_{1\beta} \frac{d i_{1\alpha}}{d t} \right\}
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

$$P_{sq} = (\omega_1 - \omega_r) (\Phi_{2\alpha} i_{2\alpha} + \Phi_{2\beta} i_{2\beta}) \tag{5.30}$$

$$\Delta = \frac{1}{L_r} (\Phi_{2\beta} i_{1\alpha} - \Phi_{2\alpha} i_{1\beta}) \tag{5.31}$$

(5.27), (5.28)式より 1 次電流 i_1 , 1 次電圧 v_1 , 1 次電源角周波数 ω_1 , 回転角速度 ω_r は既知量として, 数値計算より $\Phi_{2\alpha}$, $\Phi_{2\beta}$ の解が求められる. 従来の 2 次鎖交磁束の演算では, 2 次抵抗の変動が演算誤差の主な原因となっていた.

(5.27), (5.28)式の 2 次鎖交磁束 Φ_2 の演算に使用する電動機の定数は相互インダクタンス, 漏れ係数であり, 1 次, 2 次巻線抵抗は含まれない. ただし, (5.29)式から明らかなように 2 次鎖交磁束の演算には 1 次電流の微分項がふくまれるので, この微分項が正確に算定されれば 2 次抵抗変動などによる推定値の誤差の問題は解決できる. しかし, ベクトル制御では 1 次電流は急激に変

動し，この微分項の算定には雑音による誤差の問題も生じ，あまり正確に算定されるとは考えられない．そこで，1次電流の微分項による電力を算定する．この項の無効分は(5.1)式に左側から

i_1^* を掛けて無効分をとり次式で表される．

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} \left\{ \sigma i_1^* \frac{d i_1}{d t} \right\} &= P_g - \operatorname{Im} \left\{ i_1^* j \omega \Phi_1 \right\} \\ &+ \operatorname{Im} \left\{ \frac{M}{L_r} r_2 i_1^* i_2 \right\} + \operatorname{Im} \left\{ i_1^* j \omega_s \Phi_2 \right\} \end{aligned} \quad (5.32)$$

(5.32)式を(5.25)式に代入すれば，1次，2次回転磁界の磁界に蓄えられるエネルギーの無効分に関して以下の(5.33)，(5.34)式の関係が得られる．

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} \left\{ \frac{M}{L_r} i_1^* \frac{d \Phi_2}{d t} \right\} &= - \operatorname{Im} \left\{ \frac{M}{L_r} r_2 i_1^* i_2 \right\} \\ &- \operatorname{Im} \left\{ i_1^* j \omega_s \Phi_2 \right\} \end{aligned} \quad (5.33)$$

$$\operatorname{Im} \left\{ i_2^* \frac{d \Phi_2}{d t} \right\} = - \operatorname{Im} \left\{ i_2^* j \omega_s \Phi_2 \right\} \quad (5.34)$$

(5.22)～(5.24)式の関係をも(5.33),(5.34)式に代入して整理すると以下の式が得られる.

$$\frac{d\Phi_{2\alpha}}{dt} = -\frac{r_2 M}{L_r} \Phi_{2\alpha} - (\omega_1 - \omega_r) \Phi_{2\beta} + \frac{r_2 M}{L_r} i_{1\alpha} \quad (5.35)$$

$$\frac{d\Phi_{2\beta}}{dt} = -\frac{r_2 M}{L_r} \Phi_{2\beta} + (\omega_1 - \omega_r) \Phi_{2\alpha} + \frac{r_2 M}{L_r} i_{1\beta} \quad (5.36)$$

(5.35),(5.36)式は電流制御入力の状態方程式であり[4], 電流モデルの磁束シミュレータである. これより構成されるシミュレータの誤差を,

$$\dot{e} = \Phi_2 - \hat{\Phi}_2 \quad (5.37)$$

$\hat{\Phi}_2$: 推定値

とおけば, 誤差方程式は(5.38)式となり, 誤差 e は零に収束する.

$$\dot{e} = A e \quad (5.38)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ -\omega_1 & 0 \end{bmatrix}$$

5. 3. 2 1次鎖交磁束シミュレータ (5.35), (5.36)式は1次電流を2次回路の入力と考えたときの誘導電動機の動作を記述する2次回路の電圧方程式であり, 2次鎖交磁束を演算するには妥当な演算式である. しかし, この演算式ではベクトル制御で問題となっている2次抵抗変動に関しては従来の方法と大差ない.

そこで, 1次側のパラメータのみによって2次鎖交磁束を推定する方法を考える. 5. 3. 1節と同様の考え方により1次鎖交磁束シミュレータを構成する. 1次鎖交磁束が推定されれば2次鎖交磁束は鎖交磁束関係式より求めることができる. 1次鎖交磁束を演算するためのエネルギー平衡式は以下の(5.39), (5.40)式で表される.

$$\operatorname{Im} \left\{ i_1^* \frac{d\Phi_1}{dt} \right\} = P_g - \operatorname{Im} \left\{ i_1^* j\omega_1 \Phi_1 \right\} \quad (5.39)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} \left\{ \frac{L_r}{M} i_2^* \frac{d\Phi_1}{dt} \right\} &= - \operatorname{Im} \left\{ i_2^* j\omega_s \Phi_2 \right\} \\ &+ \operatorname{Im} \left\{ \frac{\sigma L_r}{M} i_2^* \frac{di_1}{dt} \right\} \end{aligned} \quad (5.40)$$

$d\Phi_1/dt$ の演算に関しても1次電流の微分項が含まれるるので, 5. 3. 1節と同様の手法により $d\Phi_1/dt$ について(5.39), (5.40)式を解けば以下の式が得られる.

$$\frac{d \Phi_{1\alpha}}{d t} = - \omega_1 \Phi_{1\beta} - r_1 i_{1\alpha} + v_{1\alpha} \quad (5.41)$$

$$\frac{d \Phi_{1\beta}}{d t} = \omega_1 \Phi_{1\alpha} - r_1 i_{1\beta} + v_{1\beta} \quad (5.42)$$

1 次鎖交磁束が推定されれば, 2 次鎖交磁束は磁束関係式から次式で計算される.

$$\hat{\Phi}_2 = \frac{L_r}{M} \hat{\Phi}_1 - \frac{\sigma L_r}{M} i_1 \quad (5.43)$$

(5.41)~(5.43)式は電圧モデルの磁束シミュレータとなり, 推定誤差は零に収束することが保証される. 1 次鎖交磁束の推定値から 2 次鎖交磁束を推定する磁束シミュレータのブロック線図を Fig. 5. 1 に示す.

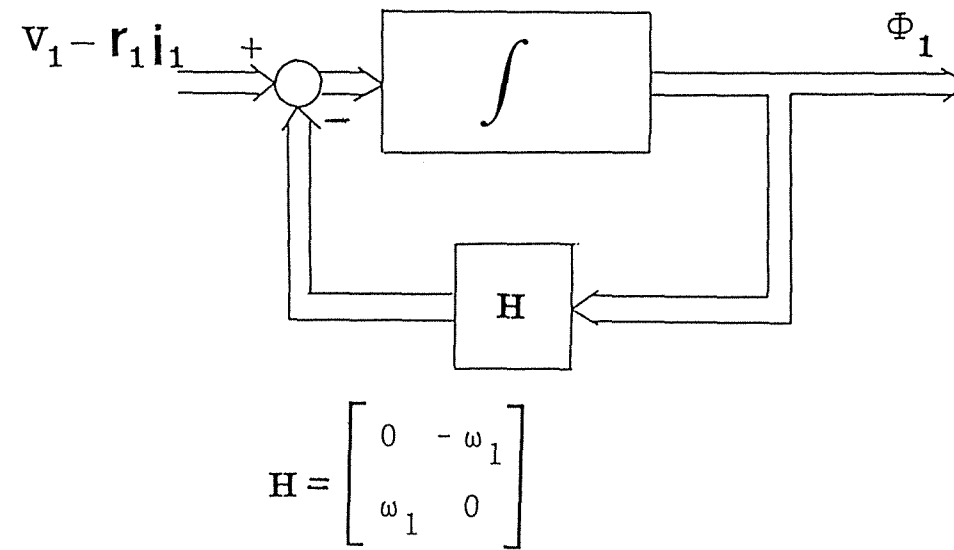


図 5 . 1 1 次鎖交磁束シミュレータのブロック線図

Fig.5.1 Block diagram of primary flux linkage simulator

5. 3. 3 双線形オブザーバ 無効電力に着目した磁束演算法は電流モデルの磁束シミュレータとなり、1次鎖交磁束に着目すれば電圧モデルの磁束シミュレータとなる。同期角速度で回転する座標軸の状態方程式を基に構成される磁束シミュレータの推定誤差は零になることが保証されるが、ベクトル制御系に応用することを考え、この推定誤差をより早く零に収束させることを目的として、ここでは双線形オブザーバを構成する[6]。

誘導電動機の電気系の状態方程式(5.1),(5.2)式において、すべり角周波数 ω_s を新たな入力と考え、状態方程式を次式のように表す。

状態方程式；

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{\Phi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix}$$

$$- \omega_s \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad (5.44)$$

出力方程式；

$$y = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

ただし，

$$A_{11} = - \frac{1}{\sigma L_s} \left(r_1 + \frac{M^2}{L_r} r_2 \right) I + \omega_r J$$

$$A_{12} = - \frac{M r_2}{\sigma L_s L_r} I + \frac{M \omega_r}{\sigma L_s L_r} J$$

$$A_{21} = - \frac{M r_2}{L_r} I, \quad A_{22} = - \frac{r_2}{L_r} I$$

$$C = \frac{1}{\sigma L_r} I, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

I : 単位マトリクス

(5.44)式を以下の2式で書き表す.

$$\hat{\Phi}_2 = A_{21} i_1 + A_{22} \hat{\Phi}_2 + \omega_s J \hat{\Phi}_2 \quad (5.46)$$

$$A_{12} \hat{\Phi}_2 = \dot{i}_1 - A_{11} i_1 - \omega_s J i_1 - C v_1 \quad (5.47)$$

(5.46), (5.47)式より磁束オブザーバの構成に関してGopinathの方法を用いると[1], 2次鎖交磁束オブザーバは次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_2 &= A_{21} i_1 + A_{22} \hat{\Phi}_2 + \omega_s J \hat{\Phi}_2 \\ &+ G (\dot{i}_1 - A_{11} i_1 - \omega_s J i_1 - C v_1) \end{aligned} \quad (5.48)$$

ここで, G はオブザーバゲインで次式で与えられる.

$$G = g_1 I + g_2 J \quad (5.49)$$

(5.48)式には1次電流の微分項が含まれているので, この微分項を消去した以下の(5.50), (5.51)式で2次鎖交磁束を推定する.

$$\hat{\Phi}_2 = \xi + G i_1 \quad (5.50)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= (A_{22} - G A_{12} + \omega_s J) \xi \\ &+ (A_{21} + A_{22} G - G A_{12} G + \omega_s J G - G \omega_s J) i_1 \\ &- G C V_s \end{aligned} \quad (5.51)$$

Fig. 5. 2 に双線形オブザーバのブロック線図を示す.

ここで, オブザーバの推定値 $\hat{\Phi}_2$ と真値 Φ_2 との誤差 e を

$$e = \hat{\Phi}_2 - \Phi_2 \quad (5.52)$$

とおくと誤差方程式は次式となる.

$$\dot{e} = (A_{22} - G A_{12} + \omega_s J) e \quad (5.53)$$

(5.53)式より $t \rightarrow \infty$ のとき誤差 e は零に収束する. この収束度はオブザーバの極を次式で指定することにより求められる.

$$\det [s I - (A_{22} - G A_{12} + \omega_s J)] = 0 \quad (5.54)$$

任意に指定できるオブザーバの収束度 K_e は (5.49) 式のオブザーバゲインを用いて次式で与えられる.

$$K_e = \frac{r_2}{L_r} + g_1 \frac{r_2 M}{\sigma L_r} + g_2 \frac{\omega_r M}{\sigma} \quad (5.55)$$

オブザーバの収束度 K_e はオブザーバのゲイン g_1 , g_2 により種々考えられるが, 以下の二つの場合を考える.

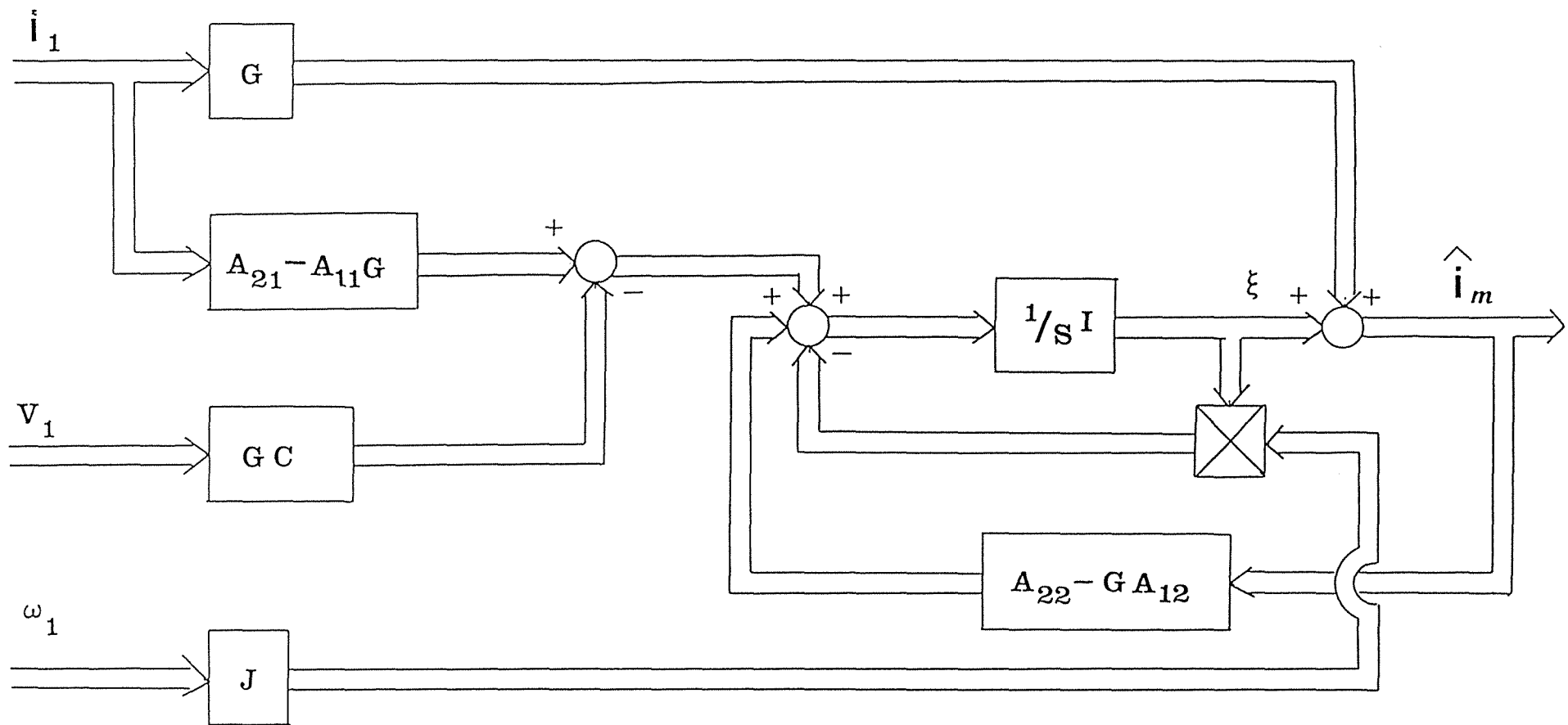


図 5. 2 双線形オブザーバのブロック線図

Fig.5.2 Block diagram of bilinear observer

(1) $g_1 = 0$ のとき, $G_2 = g_2 J$

$$K_e = \frac{r_2^2}{L_r} + g_2 \frac{\omega_r M}{\sigma} \quad (5.56)$$

$$G_2 = \frac{\sigma}{M L_r} \left(K_e - \frac{r_2^2}{L_r} \right) J \quad (5.57)$$

(2) $g_2 = 0$ のとき, $G_1 = g_1 J$

$$K_e = \frac{r_2^2}{L_r} + g_1 \frac{r_2^2 M}{\sigma L_r} \quad (5.58)$$

$$G_1 = \frac{\sigma}{r_2^2 M} \left(K_e - \frac{r_2^2}{L_r} \right) I \quad (5.59)$$

ゲイン行列 G_1 , G_2 は $\omega_r = L_r / r_2$ で不連続であり,
 G_2 を用いると, 回転角速度 ω_r が小さくなるにつれ誤差 e が振動的になり,
 G_1 を用いると, 回転角速度 ω_r が大きくなるにつれ誤差 e が振動的になることが報告されている [6]. 本章ではこれらのことを考慮し, ゲイン G を選択する.

5. 4 シミュレーション結果

電圧制御入力の状態方程式より最適レギュレータ理論を用いたベクトル制御系を構成し [5], (5.41)~(5.43)式の2次鎖交磁束を推定する磁束シミュレータをベクトル制御系へ応用した. シミュレーションでは $t = 0$ で誘導電動機がベクトル制御状態で運転されているとして鎖交磁束の初期値を以下のように算定した.

$$i_{2\alpha}(0) = 0 \quad (5.60)$$

$$i_{2\beta}(0) = - \frac{M}{L_r} i_{1\beta}(0) \quad (5.61)$$

(5.60), (5.61)式の関係を用いると, (5.6)式より次式を得る.

$$\Phi_{1\alpha}(0) = L_s i_{1\alpha}(0) \quad (5.62)$$

$$\Phi_{1\beta}(0) = \sigma i_{1\beta}(0) \quad (5.63)$$

Fig. 5. 3 は $t = 0$ でベクトル制御状態として (5.41)~(5.43)式をリアルタイムで解いていった2次鎖交磁束の推定値をフィードバックしたベクトル制御系の速度ステップ応答である. 過渡状態では誤差 e は若干あるものの応答波形より2次鎖交磁束の推定が良好であることがわかる. Fig. 5. 4 に全状態フィードバック制御系と磁束シミュレータを用いた制御系の外乱, 2次抵抗変動に対する応答の比較を示す. 定格の50%負荷から100%負荷状態に急峻に負荷トルクを印加したときの過渡状態では, 推定誤差のため応答波形は若干異なるが, 誤差の影響はほとんどない. $t = 0.2 \text{ sec.}$ で2次抵抗が50%増加したとしてシミュレーション

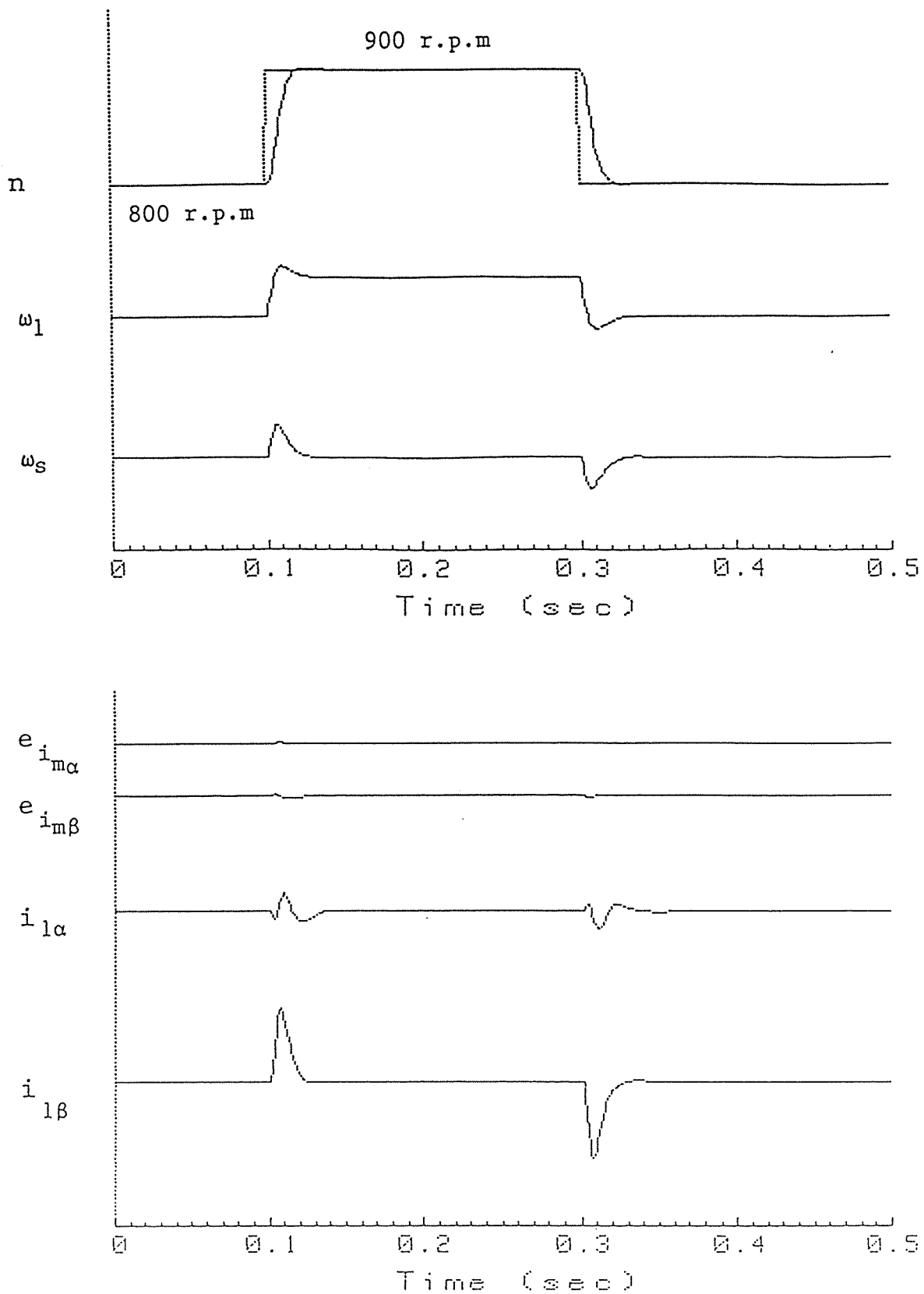
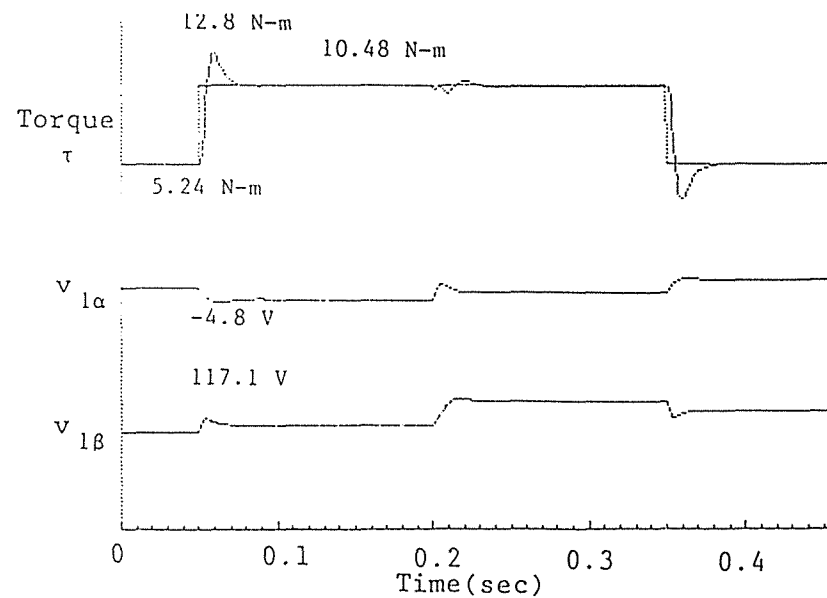
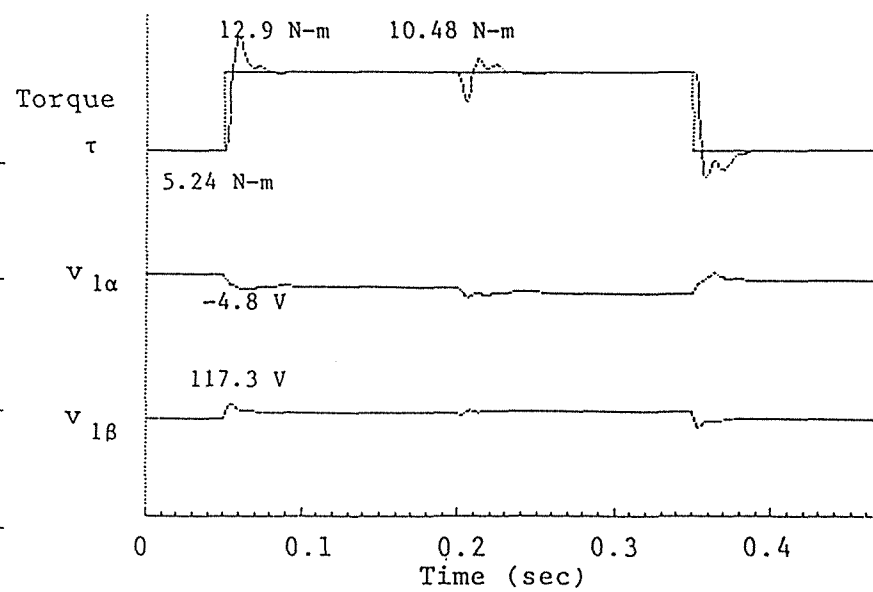


図5.3 2次鎖交磁束シミュレータを用いた
ベクトル制御系の速度応答

Fig.5.3 Step responses for desired speed of field oriented control
system using flux simulator



(a) Control system with a flux simulator



(b) A full state feedback control system

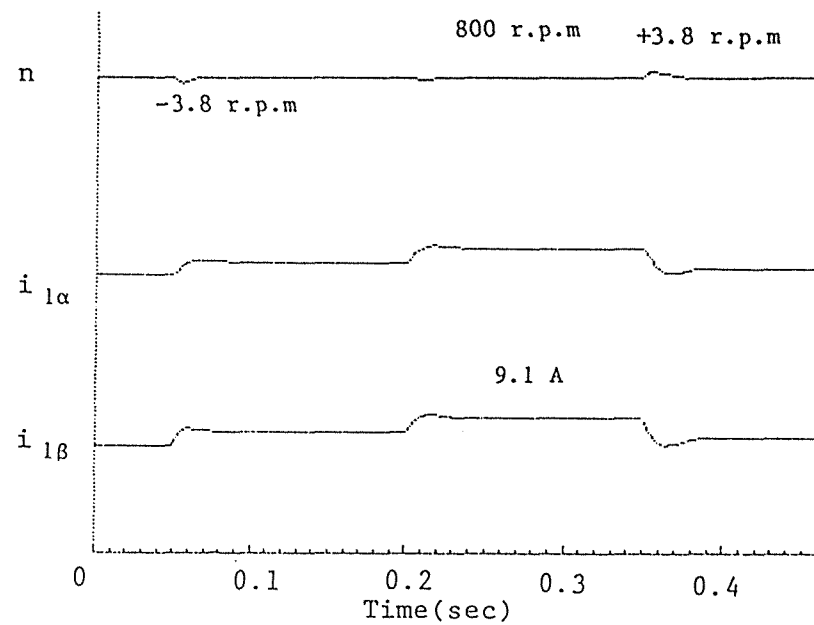
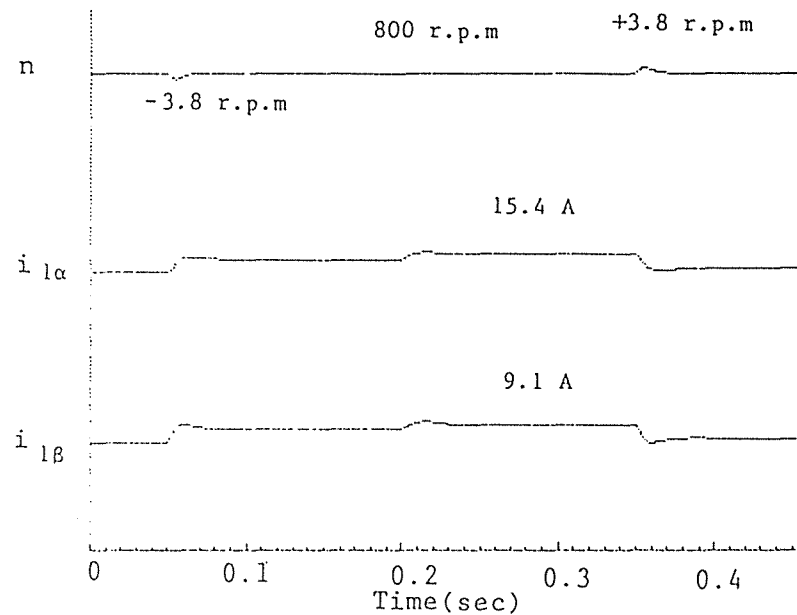


図 5. 4 全状態フィードバック制御系と磁束シミュレータを用いた制御系の応答の比較

Fig.5.4 Comparison of responses

ンを行っている。2次抵抗変動においては発生トルクに差異が生じている。Fig. 5. 5は2次抵抗変動が生じたときの2次鎖交磁束推定値における誤差を検証した結果である。(5.41), (5.42)式の磁束演算式には2次巻線抵抗は含まれないので、2次抵抗変動は推定値の演算には直接関与しないが、磁束成分電流 i_{α} の推定値が低く算定され、その誤差により発生トルクの上限值、下限値は実際の値より低い。推定誤差が零になるまで磁束シミュレータを動作させ繰り返し計算を行えばよいが、誤差方程式を新たに演算に組み込む必要があり、この演算処理時間が問題となろう。この問題点は双線形オブザーバの構成により解決する。

Fig. 5. 6に双線形オブザーバを用いた電圧制御入力のベクトル制御系のブロック線図を示す。Fig. 5. 7～Fig. 5. 9は双線形オブザーバに関するシミュレーション結果である。

Fig. 5. 7はオブザーバのゲインと推定値との誤差の関係を示す。任意の時間 t において全状態フィードバック制御系で得られた2次鎖交磁束 $\hat{\Phi}_2$ と、このとき1次電流 i_1 と1次電圧 v_1 、すべり角周波数 ω_s をオブザーバに入力し、オブザーバを単独で動作させたときのオブザーバの推定値 $\hat{\Phi}_2$ との誤差 e を初期値として、収束度を検証した。Fig. 5. 7(a)はゲイン G_1 に設定したときを、Fig. 5. 7(b)は G_2 に設定した場合の誤差方程式の解である。高速回転、低速回転の両者とも G_1 を用いると誤差は振動し、収束に時間がかかる。高速回転では、オブザーバゲイン G_2 を選べば誤差 e は速やかに零に収束する。これらのことを考慮しオブザーバの収束度 K_e は

$$K_e = 10.0$$

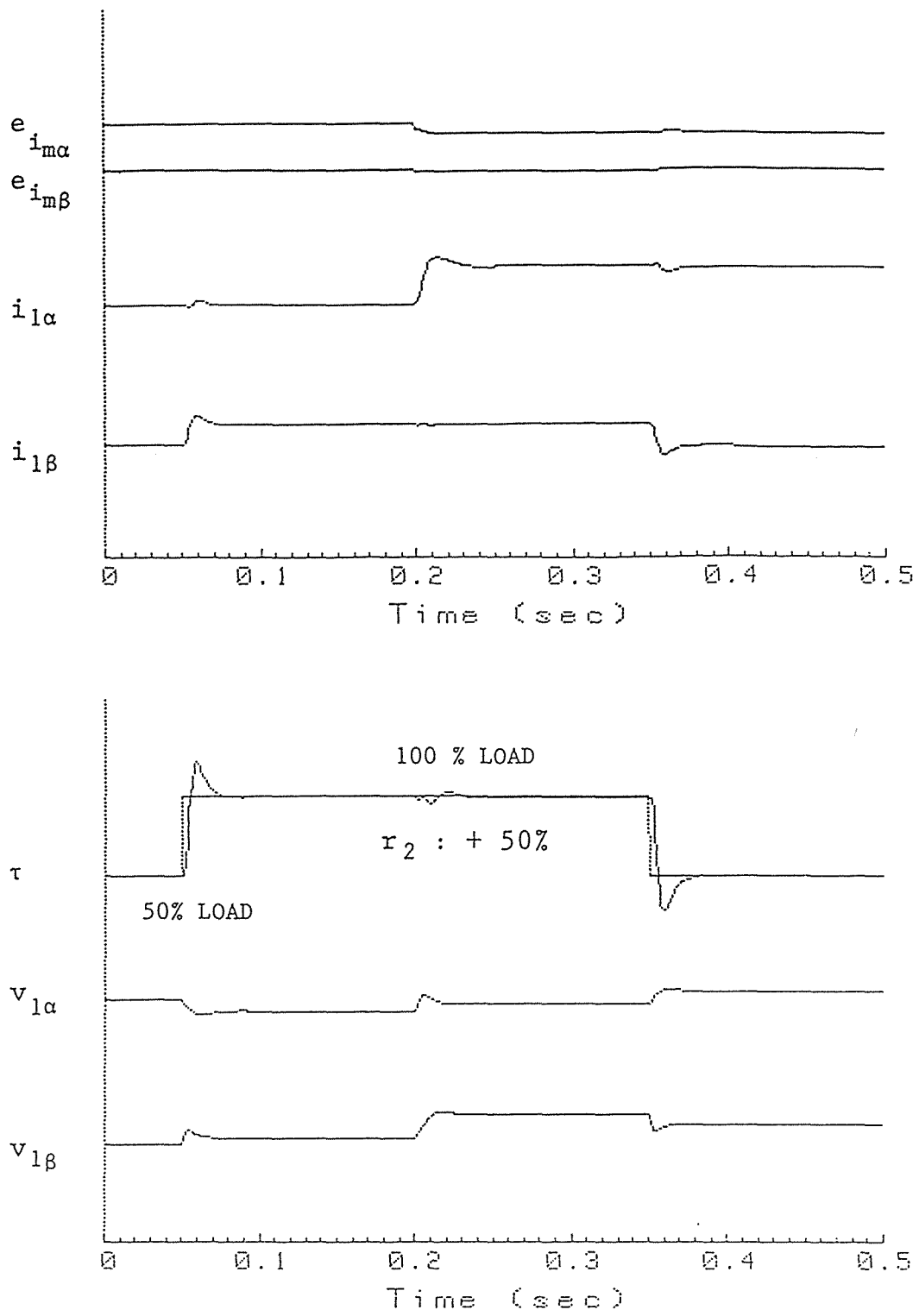


図 5. 5 外乱に対する応答 (誤差の表示)

Fig.5.5 Step responses for disturbance

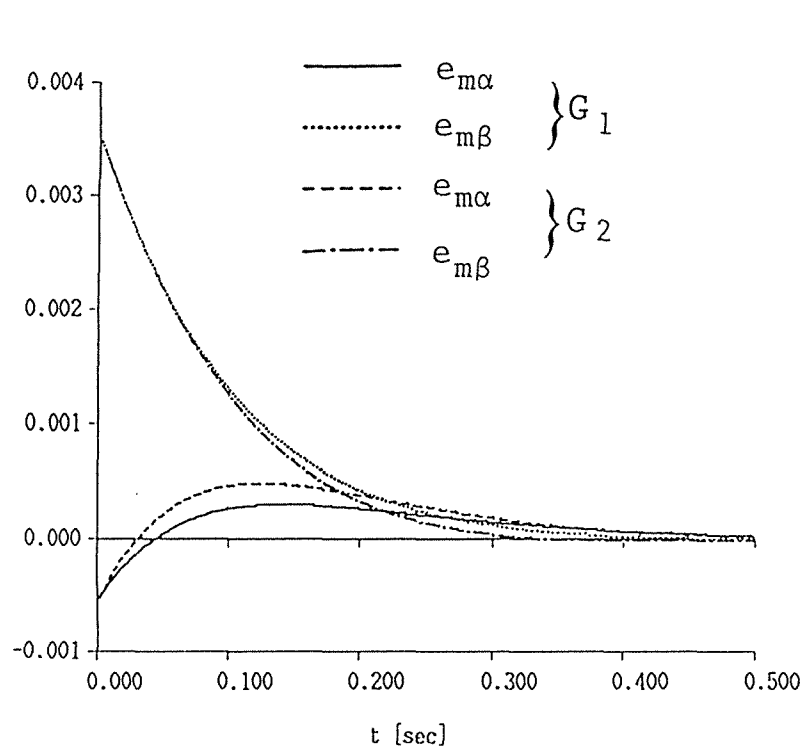


Fig.5.7 (a) low velocity operation

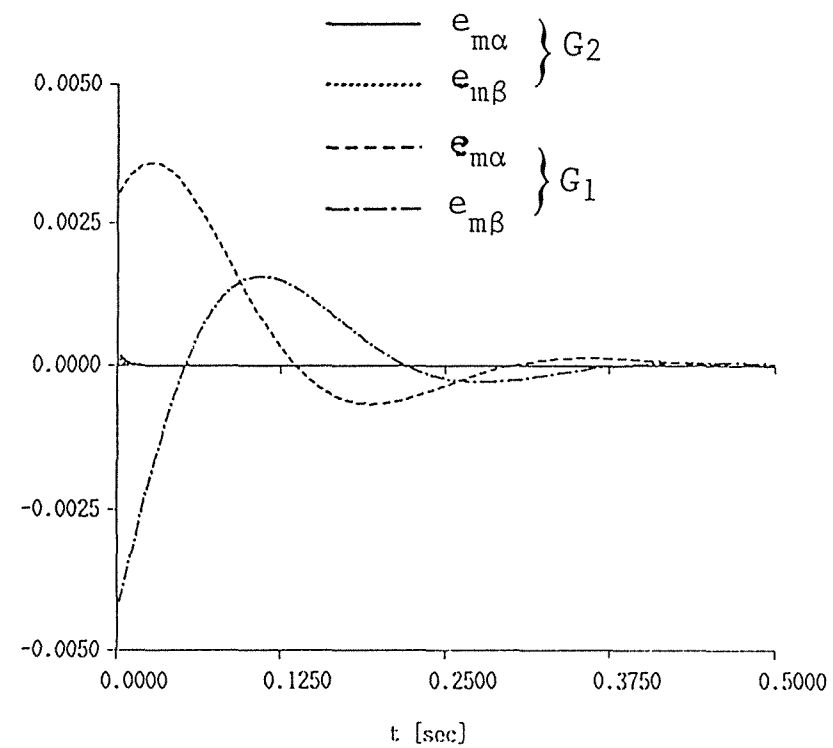


Fig.5.7 (b) high velocity operation

図 5. 7 誤差の収束度

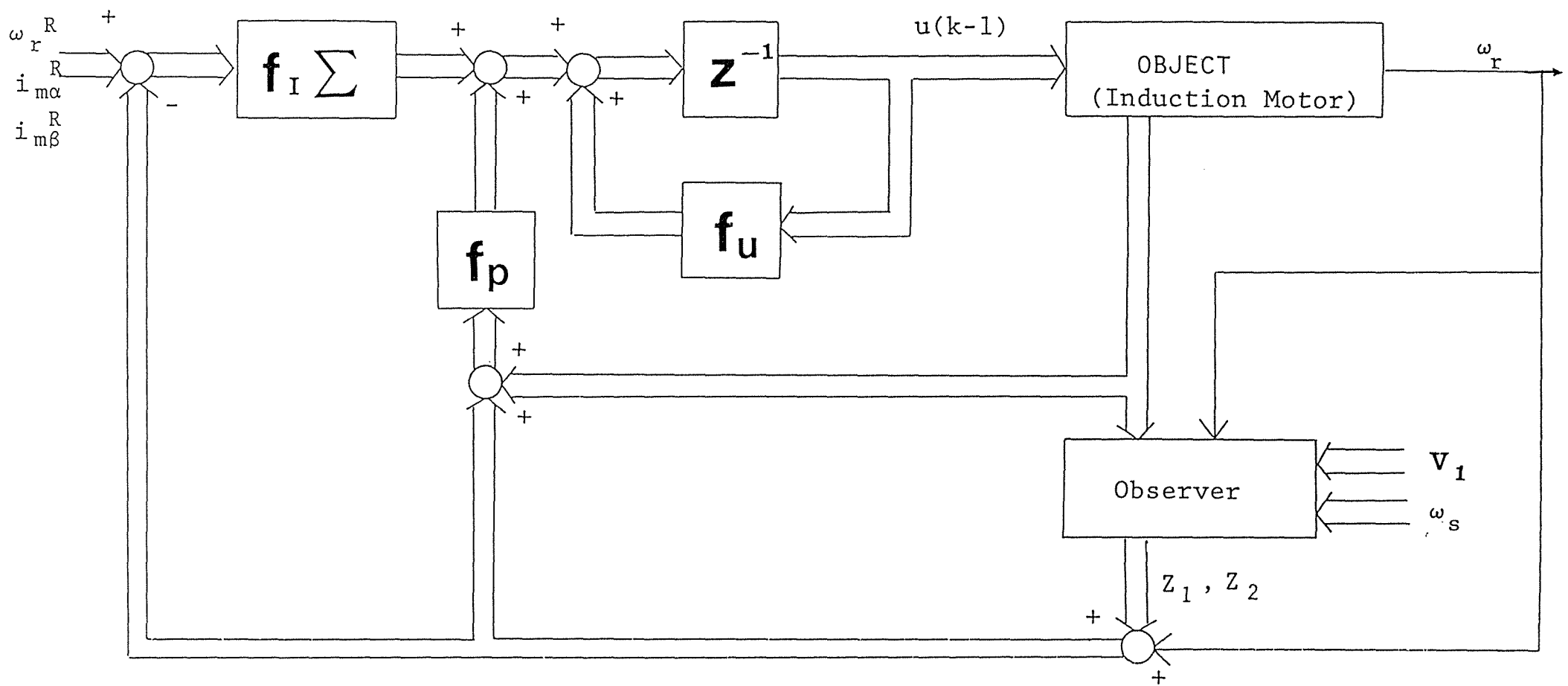


図 5. 6 双線形オブザーバを用いたベクトル制御系の構成線図

Fig.5.6 Field oriented control system structure with a bilinear observer

とにおいてシミュレーションを行う。Fig. 5. 8は双線形磁束オブザーバを用いたベクトル制御系の負荷トルク変動に対する応答波形である。磁束シミュレータを用いた2次鎖交磁束の推定法では、2次抵抗変動に対して推定値は誤差が存在し発生トルクに影響を与えていた。オブザーバを用いるとこの誤差が零になるようにオブザーバのゲインを設定しているので、2次鎖交磁束の推定は良好に行われており、全状態フィードバック制御系で得られる制御特性が保持されオブザーバの有用性が検証されている。

Fig. 5. 9はオブザーバを用いた4象限運転特性を示す。速度目標値が $-800 \text{ r.p.m} \rightarrow 0 \rightarrow +800 \text{ r.p.m}$ まで広範囲にわたって変動するので、フィードバックゲイン F は -800 r.p.m , 0 r.p.m と $+800 \text{ r.p.m}$ の定常動作点でリカッチ方程式を解いて求めたゲインを加速時と減速時に切り替えてシミュレーションを行った。加速、減速時とも速度は目標速度に追従しており、良好なベクトル制御が達成されている。加速時には界磁弱め制御、減速時には界磁強め制御を行えば、筆者らが提案している効率最適化制御となり、電力の有効利用が可能となる。

5. 5 むすび

回転磁界に蓄えられるエネルギーの無効分から鎖交磁束を推定する磁束シミュレータについて考察を行い、同期角速度で回転する座標系を採用すれば、電流モデル、電圧モデルの両者とも推定誤差が零となる磁束シミュレータが構成できることを示した。

電流モデル、電圧モデルの磁束シミュレータでは推定値への収束度は1次、2次時定数に限定されるので、2次鎖交磁束を高速かつロバストに推定するため同期角速度で回転する座標軸の状態

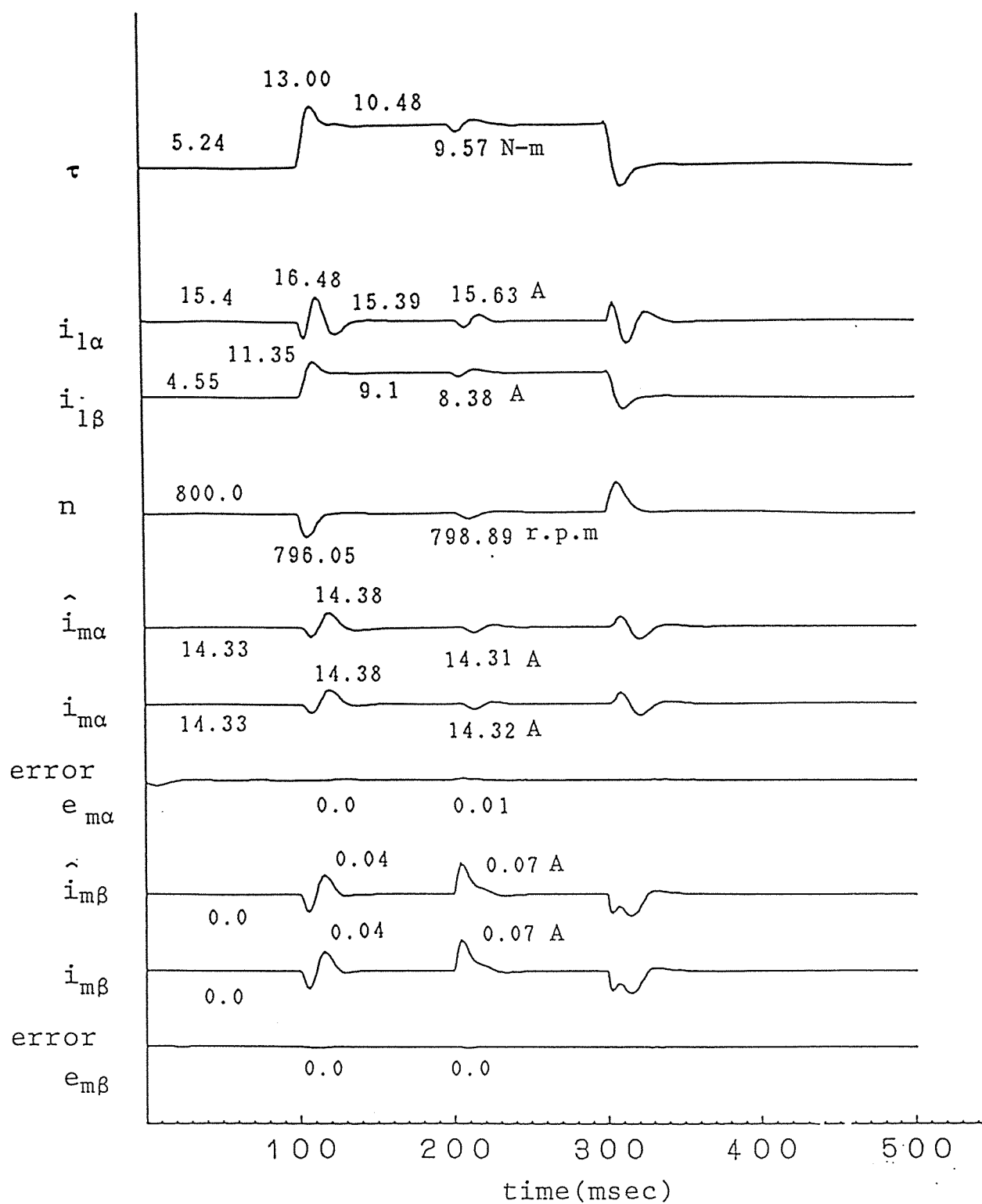


図 5. 8 双線形オブザーバを用いたベクトル制御系の

外乱に対する応答

Fig.5.8(a) Step responses for disturbance

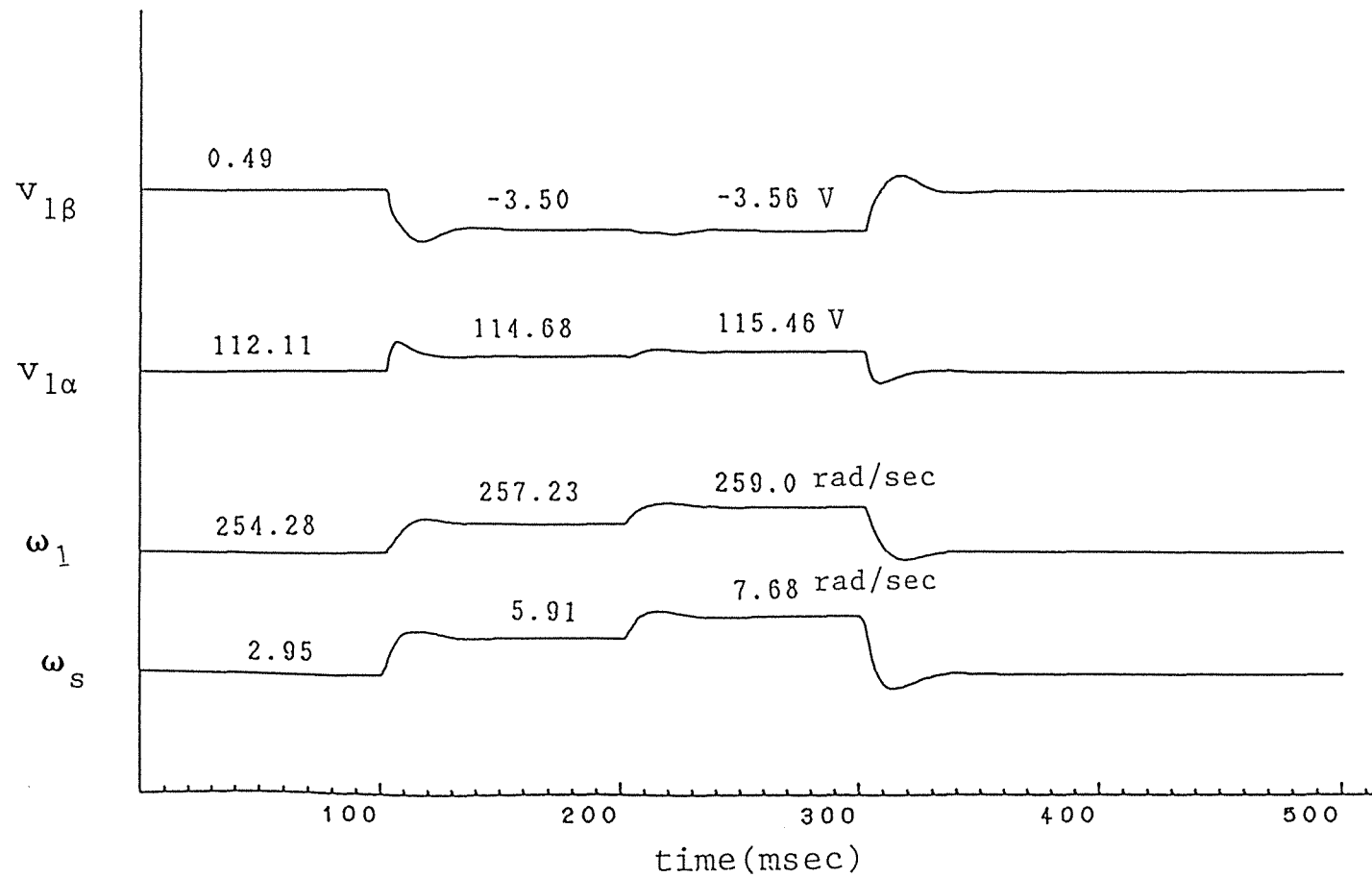


図 5. 8 双線形オブザーバを用いたベクトル制御系の外乱に対する応答
 Fig.5.8(b) Control input

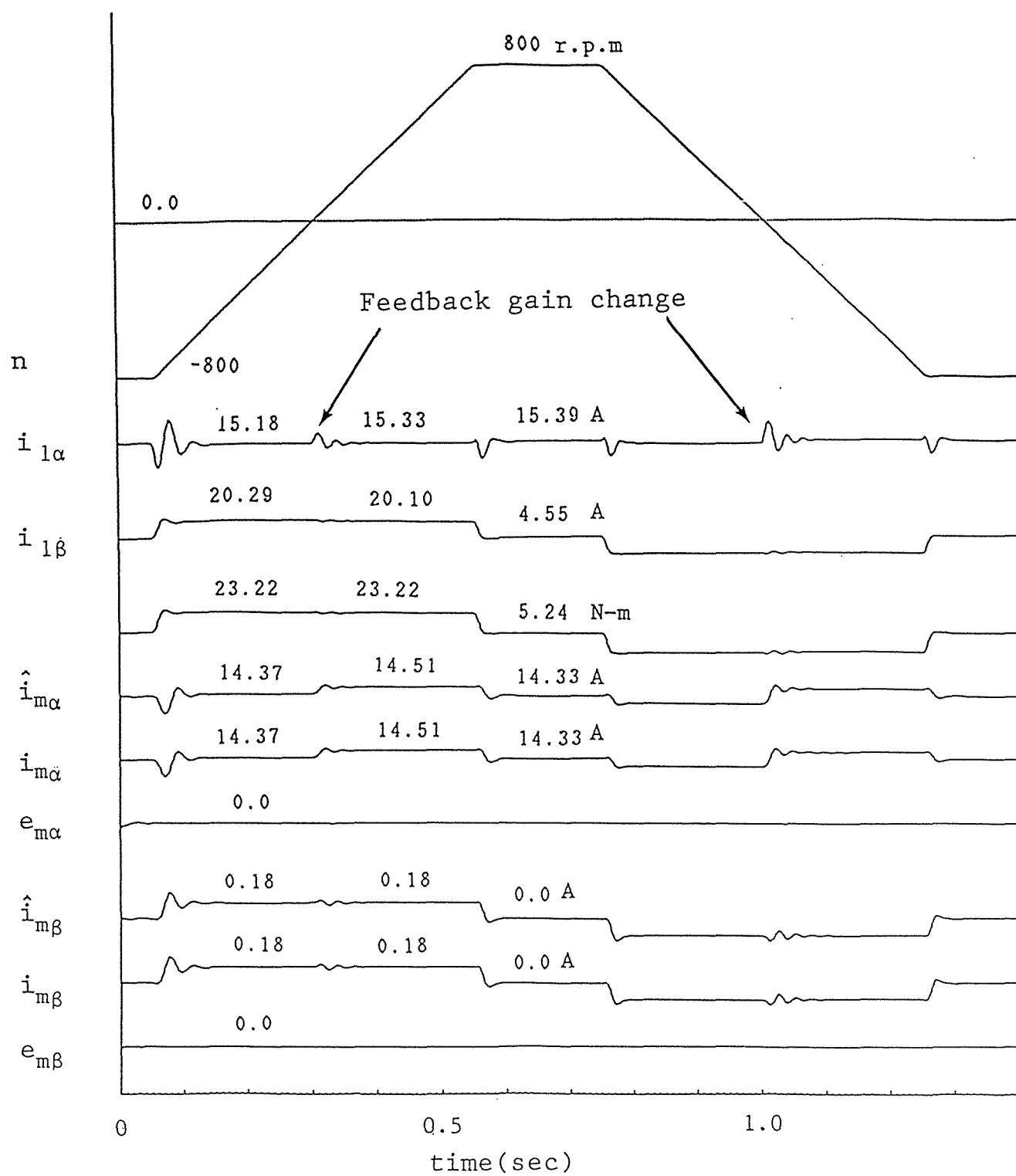


図 5. 9 4 象限運転特性

Fig.5.9 Forth quadrant operation

方程式より双線形オブザーバを構成し最適レギュレータ理論を用いたベクトル制御系に組み込み良好な特性が得られることをシミュレーションによって示した。

1次, 2次回転磁界に蓄えられるエネルギーの無効分より2次鎖交磁束を推定する方法は1次電流の微分項を如何に演算処理するかの問題があるが, 1次電流の漏れインダクタンスで消費される無効分の全エネルギーは零であるので, 演算式をエネルギーのまま取り扱えば数値微分を考慮することがなく, トルクオブザーバの構成にも拡張でき有効な方法であろう。

第5章に関する参考文献

- [1] 堀, V.Cotter, 茅: 誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察, 電気学会論文誌B, 106-11, 1001/1008(1986)
- [2] 渡辺, 中谷, 藤井: 誘導電動機の2次磁束オブザーバの方式, 電気学会論文誌D, Vol-109-D, No.9, 622/628(1989)
- [3] PETER M.DALTON, and VICTOR J.GOSBELL: Flux Tracking in Induction Machines by Means of Volt-Ampere Quantities, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol-26-1, 137/142 (1990)
- [4] 村田, 土谷, 武田: 状態フィードバックによる誘導電動機のベクトル制御について, 計測自動制御学会論文集, Vol-24, No.6, 596/601(1988)
- [5] 森田, 村田, 土谷, : 適応制御理論による誘導電動機の制御系構成とその応用, 計測自動制御学会論文集, Vol-25, No.8, 879/895(1989)
- [6] 森島, 小滝, 前田, 児玉: 非線形フィードバックによる誘導電動機のロバスト制御(実機試験による検証), システム制御情報学会論文誌, Vol-3, No.2, 29/37(1990)
- [7] 村田, 土谷, 武田: 電力関係に着目した誘導電動機の2次鎖交磁束シミュレータの方式, 第23回計測自動制御学会北海道支部学術講演会講演論文集, NO.5, 11/14(1991)

- [8] 江上, 村田, 土谷: 最適制御理論を用いた誘導電動機の制御
電圧源ベクトル制御に関する基礎的検討, 電気学会産業応用
部門全国大会講演論文集, 671/674(1988)

- [9] 江上, 村田, 土谷: 誘導モータの予見制御, 計測自動制御学
会論文集, Vol-25-5, 608/610(1989)

- [10] シーリイ著(宮入・片岡訳): 電気-機械エネルギー変換,
好学社(1968)

第 6 章

1 次鎖交磁束制御

第 6 章 1 次鎖交磁束制御

6. 1 まえがき

今日各産業分野において、各種の制御方式に関する交流可変速駆動方式が提案され、制御システムの進歩とともに、いわゆるベクトル制御駆動システムが産業界に広く実用化されている。制御電流源あるいは制御電圧源いずれの場合においてもベクトル制御の最大の問題点は、2次鎖交磁束の大きさと位置を検出、あるいは推定することである。このため、2次抵抗の同定法[1]、磁束オブザーバ[2]など種々の手法が工夫されている。ベクトル制御の最近の動向として、従来のベクトル制御法とは異なり、1次鎖交磁束に着目した制御法が報告されている[3][4]。高橋氏らは瞬時値トルク制御に関して、1次鎖交磁束一定と瞬時トルクの指令値との誤差の組合せからすべり周波数を瞬時に変化させるPWMインバータの電圧ベクトルの選択法を提案している[5]。ベクトル制御システムの駆動電源としてPWMインバータなどの電圧形電力変換器を考えると、固定子電圧、固定子角周波数を制御入力と考え、1次鎖交磁束の大きさと角速度を制御すればトルクの瞬時値制御が可能である。

筆者らは誘導電動機が3入力-3出力の制御対象であることを明らかにし、電流制御に対応した状態方程式を基にして現代制御理論を応用したベクトル制御法を提案し、良好な制御性能が得られることを報告した[6][7]。本章では、同期角速度で回転する α - β 軸の基本式より、電圧制御入力の誘導電動機の数学モデルを導出し、1次電流の磁束成分電流とこれと直交するトルク成分電

流の非干渉化の物理的意味を明確にする。1次鎖交磁束制御は1次鎖交磁束ベクトルと1次電流ベクトルを直交させるため、同期角速度で回転する座標で観測している1次鎖交磁束を定常、過渡状態とも β 軸成分を零、 α 軸成分を一定に制御する。これによりトルクは1次電流に比例し、ベクトル制御と同等の高速トルク応答を期待する制御法である。このため1次鎖交磁束の α 軸成分、 β 軸成分を出力に選び、1次鎖交磁束の α 軸成分の目標値を一定、 β 軸成分の目標値を零と与えて制御系を構成すれば、1次鎖交磁束制御系が実現できる[8][9]。電圧制御入力の3入力-3出力、5次系の状態方程式を基にして、速度制御、1次鎖交磁束一定制御を同時に実現する制御系を多入力-多出力系の最適レギュレータ理論により構成し、1次鎖交磁束制御と2次鎖交磁束制御による従来のベクトル制御の比較、検討から、1次鎖交磁束制御法の有用性を検証している[10]。

電圧制御入力の誘導電動機の効率最適化は、要求される出力（トルク）に対して最小の入力となる最適な電圧、周波数を求める問題となる[11][12]。2次鎖交磁束制御による効率最適化に関しては第4章で明らかにしたが、この章では誘導電動機の損失を一般化し、電圧制御入力の1次鎖交磁束制御による効率最適化制御法を述べる。誘導電動機の出力は、2次抵抗とすべりで表される等価負荷抵抗で消費される電力として定義することができる。

誘導電動機の損失を最小とするすべり角周波数は2次電流比で記述することができ、制御可能な損失はすべり角周波数と出力の関数となる。任意の与えられた出力のもとで制御可能な損失を最小とするすべり角周波数は解析的に求められ、このすべり角周波数で運転すれば最大効率が得られる。1次鎖交磁束制御においては、制御可能な損失を最小とする最適すべり角周波数は状態変数

である 1 次電流の磁束成分電流とトルク成分電流で表すことができ、この比を最適に制御することにより効率最適化制御系が実現される [13][14]。制御系構成例として、電圧制御入力の誘導電動機の状態方程式を基に、最適レギュレータ理論により 1 次鎖交磁束一定制御と 1 次鎖交磁束可変の効率最適化速度制御系を構成し、シミュレーション結果から 1 次鎖交磁束制御における効率最適化速度制御系構成法の有用性を検証している。

6. 2 電圧制御入力の状態方程式

(1 次鎖交磁束制御)

同期角速度 ω_1 で回転する座標 $\alpha - \beta$ 軸の電圧方程式、鎖交磁束式はそれぞれ以下のように表される。(第 2 章参照)

電圧方程式

$$v_1 = r_1 i_1 + \frac{d\Phi_1}{dt} + j\omega_1 \Phi_1 \quad (6.1)$$

$$0 = r_2 i_2 + \frac{d\Phi_2}{dt} + j\omega_s \Phi_2 \quad (6.2)$$

すべり角周波数

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r \quad (6.3)$$

鎖交磁束式

$$\Phi_1 = L_s i_1 + M i_2 \quad (6.4)$$

$$\Phi_2 = M i_1 + L_r i_2 \quad (6.5)$$

発生トルク τ

$$\tau = -\frac{3}{2} p \operatorname{Im} [i_2^* \Phi_2] \quad (6.6)$$

ただし, $*$: 共役の転置

同期角速度で回転する座標 $\alpha - \beta$ 軸の電圧方程式 (6.1), (6.2) 式において, 状態変数を回転角速度, 1 次電流, 1 次鎖交磁束に選んだ誘導電動機の状態方程式を導出する. 1 次鎖交磁束に比例する電流 i_0 を次式により定義する.

$$\Phi_1 = L_s i_0 \quad (6.7)$$

ただし,

$$i_0 = i_{0\alpha} + j i_{0\beta} \quad (6.8)$$

(6.7) 式の 1 次鎖交磁束に比例する電流 i_0 を用いると, 2 次電流 i_2 と 2 次鎖交磁束 Φ_2 は (6.9), (6.10) 式となる.

$$i_2 = \frac{L_s}{M} i_0 - \frac{L_s}{M} i_1 \quad (6.9)$$

$$\Phi_2 = \frac{L_s L_r}{M} i_0 - \frac{L_s}{M} \sigma i_1 \quad (6.10)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - M^2}{L_s} \quad (6.11)$$

発生トルク τ は 2 次鎖交磁束と 2 次電流とで表されるが, (6.7) 式で定義した 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ と 1 次電流 $i_{1\alpha}$ により次式で表される.

$$\tau = \frac{3}{2} p L_s (i_{0\alpha} i_{1\beta} - i_{0\beta} i_{1\alpha}) \quad (6.12)$$

2 次電流 i_2 はかご形回転子では検出,あるいは直接制御できない量であるので, (6.9) 式を用いて (6.2) 式から i_2 を消去する. (6.1) と (6.2) 式, 機械系のトルク方程式より, 電圧入力に対応した誘導電動機の状態方程式は (6.13) ~ (6.17) 式となる.

電圧制御入力の状態方程式

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (\tau - \tau_L) \quad (6.13)$$

$$\frac{di_{0\alpha}}{dt} = -\frac{r_1}{L_s} i_{1\alpha} + \omega_1 i_{0\beta} + \frac{1}{L_s} v_{1\alpha} \quad (6.14)$$

$$\frac{d i_{0\beta}}{d t} = - \frac{r_1}{L_s} i_{1\beta} - \omega_1 i_{0\alpha} + \frac{1}{L_s} v_{1\beta} \quad (6.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{d i_{1\alpha}}{d t} = & - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{L_r}{L_s} r_1 + r_2 \right) i_{1\alpha} + \omega_s i_{1\beta} \\ & + \frac{r_2}{\sigma} i_{0\alpha} + \frac{L_r}{\sigma} \omega_r i_{0\beta} + \frac{L_r}{\sigma L_s} v_{1\alpha} \end{aligned} \quad (6.16)$$

$$\begin{aligned} \frac{d i_{1\beta}}{d t} = & - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{L_r}{L_s} r_1 + r_2 \right) i_{1\beta} + \omega_s i_{1\alpha} \\ & + \frac{r_2}{\sigma} i_{0\beta} - \frac{L_r}{\sigma} \omega_r i_{0\alpha} + \frac{L_r}{\sigma L_s} v_{1\beta} \end{aligned} \quad (6.17)$$

(6.13)～(6.17)式において,制御入力は1次電圧 $v_{1\alpha}$, $v_{1\beta}$, 1次角周波数 ω_1 , 出力は回転角速度 ω_r , 1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$, $i_{0\beta}$ である.

6. 3 1次鎖交磁束制御法

6. 3. 1 1次鎖交磁束制御法の原理 1次鎖交磁束は1次電流と2次電流とから作られ、定常状態では常に電源周波数に同期して回転する。電源電圧の大きさと周波数が変動すれば1次鎖交磁束の大きさ、角速度はそれに伴って変動する。我々が提案する1次鎖交磁束制御法は負荷トルク変動や目標速度変動などによる1次鎖交磁束の大きさと角速度の変動に対して、制御入力である1次電圧 v_1 と1次角周波数 ω_1 により1次鎖交磁束の大きさを一定に、角速度を電源の角周波数に同期させればトルク τ は1次電流 $i_{1\beta}$ に比例し、 $i_{1\beta}$ の瞬時値制御により高速トルク応答が期待できる。Fig. 6.1に同期角速度で回転する α - β 軸の直流モデルを示す。1次鎖交磁束制御は α - β 軸上で観測している1次鎖交磁束の β 軸成分 $\Phi_{0\beta}$ を零、 α 軸成分 $\Phi_{0\alpha}$ を一定に御できれば、 α 軸と1次鎖交磁束軸は一致し固定子 α 軸回路と β 軸回路は非干渉化され、1次電流の磁束をつくる成分 $i_{1\alpha}$ 、トルク成分電流 $i_{1\beta}$ を制御入力 $v_{1\alpha}$ 、 $v_{1\beta}$ により独立に制御できる。このとき、トルク τ は次式で表される。

$$\tau = \frac{3}{2} p L_s i_{0\alpha} i_{1\beta} \quad (6.18)$$

後に1次鎖交磁束制御系の構成法を述べるが、本論文においては、1次鎖交磁束を電流分で置き換えた1次鎖交磁束の α 、 β 軸成分電流 $i_{0\alpha}$ 、 $i_{0\beta}$ を出力に選び、1次鎖交磁束制御を達成するため、 $i_{0\beta}$ の目標値を零とおくことが必要ある。

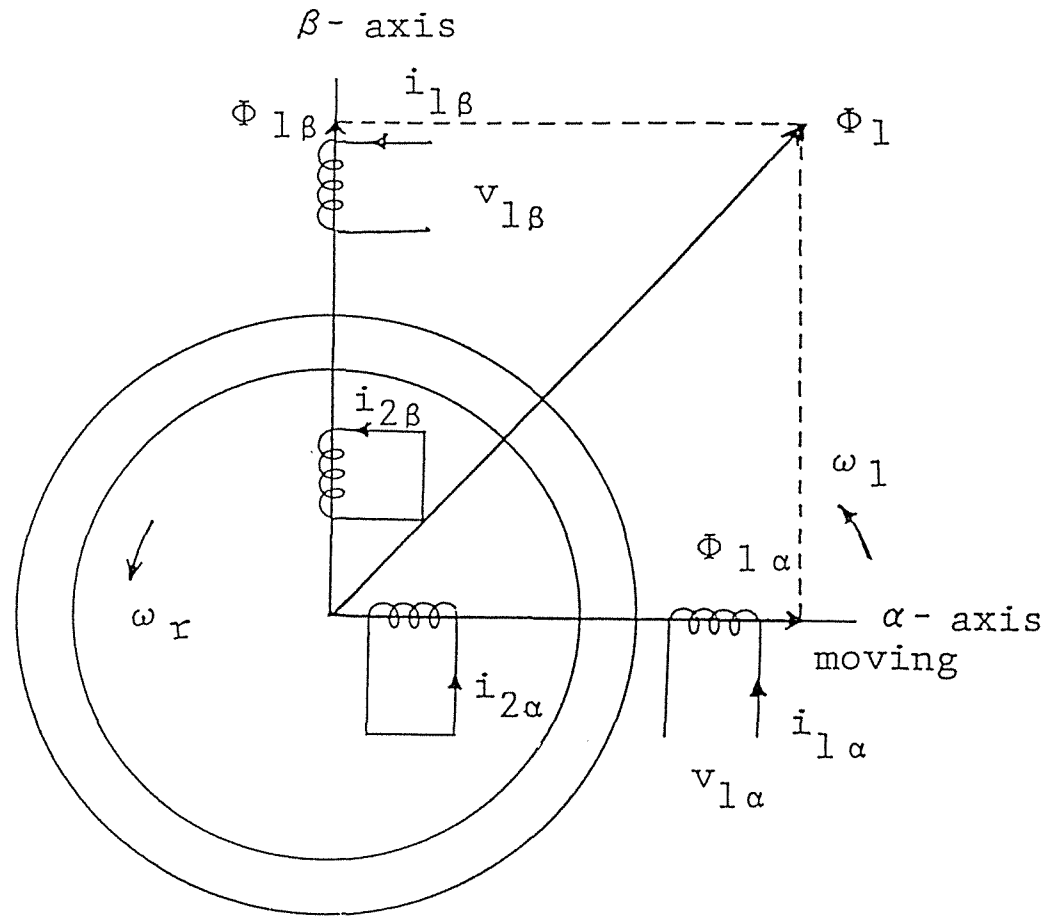


図 6. 1 $\alpha - \beta$ 軸の直流モデル

Fig.6.1 DC model in $\alpha - \beta$ axes on a synchronously rotating reference frame

6. 3. 2 瞬時値等価回路 1次電流と1次鎖交磁束との関係を明確にするため1次鎖交磁束を基準にとった瞬時値等価回路を求める。1次鎖交磁束成分電流 i_0 を以下のように表す。

$$i_0 = i_1 + i_2' \quad (6.19)$$

$$i_2' = \frac{M}{L_s} i_2 \quad (6.20)$$

(6.20)式の i_2' を用いて電圧方程式を以下のように書き表す。

$$v_1 = r_1 i_1 + L_s \frac{d i_0}{d t} + j \omega_1 L_s i_0 \quad (6.21)$$

$$\begin{aligned} 0 = & r_2' i_2' + L_s \frac{d i_0}{d t} + \sigma' \frac{d i_2'}{d t} \\ & + j \omega_s \Phi_2' \end{aligned} \quad (6.22)$$

ただし、2次側諸量のプライムは1次側換算値を表し、それぞれ以下のように定義される。

$$i_2' = \frac{M}{L_s} i_2, \quad \Phi_2' = \frac{L_s}{M} \Phi_2 \quad (6.23)$$

$$r_2' = \frac{L^2}{M^2} r_2, \quad \sigma' = \frac{L^2}{M^2} \sigma \quad (6.24)$$

(6.21), (6.22)式から Fig. 6.2 の瞬時値等価回路が得られる.

1 次鎖交磁束成分電流 i_0 の β 軸成分 $i_{0\beta}$ を零と制御すれば 1 次鎖交磁束を基準にとった等価回路となる.

6. 3. 3. ベクトル制御法との比較 1 次鎖交磁束軸と 2 次鎖交磁束軸のモデルから 1 次鎖交磁束制御とベクトル制御を比較する. トルクはもともと 2 次電流と 2 次鎖交磁束から発生するので, 1 次鎖交磁束制御, ベクトル制御のどちらにおいても 2 次側回路の過渡現象により制御系の性能は決定される. ここでは, 鎖交磁束を基準にとった鎖交磁束軸のモデルの 2 次側回路方程式より 1 次鎖交磁束制御, ベクトル制御の特性を比較する.

ベクトル制御 (過渡状態) [6]

ベクトル制御は 2 次鎖交磁束の虚軸成分が零 ($i_{m\beta} = 0$) と制御されたことである. 2 次鎖交磁束 Φ_2 を基準に採った 2 次鎖交磁束軸において, 2 次回路の電圧方程式より以下の (6.25), (6.26) 式を得る [6].

$$(r_2 + L_r P) i_{m\alpha} = \frac{r_2 M}{L_r} i_{1\alpha} \quad (6.25)$$

$$\frac{r_2 M}{L_r} i_{1\beta} = \omega_s L_r i_{m\alpha} \quad (6.26)$$

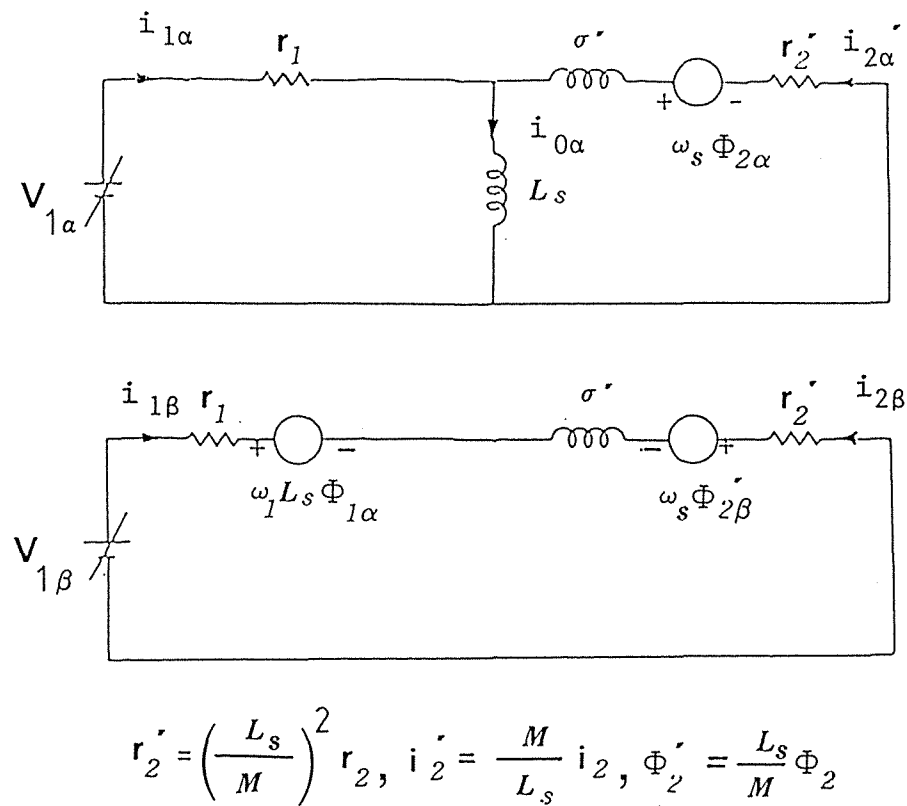


图 6. 2 瞬時值等価回路

Fig.6.2 Instantaneous equivalent circuit in $\alpha - \beta$ axes

ただし, $P=d/dt$ を表し, 2次鎖交磁束は以下の式で定義される.

$$\Phi_{2\alpha} = L_r i_{m\alpha} \quad (6.27)$$

$$\Phi_{2\beta} = 0 \quad (6.28)$$

1次鎖交磁束制御(過渡状態)

1次鎖交磁束を基準にとった座標軸においては2次電流と2次鎖交磁束の α , β 軸成分は(6.9), (6.10)式において, 1次鎖交磁束の β 軸成分電流 $i_{0\beta}$ を零とおいて得られる. 2次回路の電圧方程式より(6.29), (6.30)式を得る.

$$(r_2 + L_r P) i_{0\alpha} = (r_2 + \sigma P) i_{1\alpha} - \omega_s \sigma i_{1\beta} \quad (6.29)$$

$$(r_2 + \sigma P) i_{1\beta} = \omega_s (L_r i_{0\alpha} - \sigma i_{1\alpha}) \quad (6.30)$$

ここで, トルク発生に寄与する2次鎖交磁束成分 $\Phi_{2\alpha}$, $\Phi_{2\beta}$ は次式となる.

$$\Phi_{2\alpha} = \frac{L_s L_r}{M} i_{0\alpha} - \frac{L_s}{M} \sigma i_{1\alpha} \quad (6.31)$$

$$\Phi_{2\beta} = - \frac{L_s}{M} \sigma i_{1\beta} \quad (6.32)$$

(6.25), (6.29)式を比較すれば, ベクトル制御では2次鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ はトルク成分電流 $i_{1\beta}$ の影響を受けないが, 1次鎖交磁束制御では, 1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ は1次電流 $i_{1\beta}$

の影響を受け, 1次鎖交磁束に比例する電流 $i_{1\alpha}$ とトルク成分電流 $i_{1\beta}$ は非干渉化されていない. これは(6.32)式よりトルク発生に寄与する2次鎖交磁束の β 軸成分 $\Phi_{2\beta}$ が零とはならないためである. そこで, 1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ とトルク成分電流 $i_{1\beta}$ が相互干渉しない1次鎖交磁束制御法について考察する. 簡単のため定常状態を考えると(6.29), (6.30)式より次式を得る.

$$\sigma i_{1\beta}^2 = (i_{1\alpha} - i_{0\alpha})(L_r i_{0\alpha} - \sigma i_{1\alpha}) \quad (6.33)$$

$$\omega_s = \frac{r_2 i_{1\beta}}{L_r i_{0\alpha} - \sigma i_{1\alpha}} \quad (6.34)$$

(6.33)式は(6.6)式のトルク式の実数部を零とおいて得られる(6.35)式に(6.9), (6.31), (6.32)式を代入して得られる.

$$\Phi_{2\alpha} i_{2\alpha} + \Phi_{2\beta} i_{2\beta} = 0 \quad (6.35)$$

ベクトル制御では, $\Phi_{2\beta} = 0, i_{2\alpha} = 0$ となりこの項は存在しない. (6.35)式は Fig. 6.2 の瞬時値等価回路で考えれば, 漏れインダ

クタンス $(L_s / M)^2 \sigma$ で消費される無効電力に相当する. 定常状態では無効電力の平均値は零となり, トルク式の実数部は常に零となり, 漏れインダクタンスはトルク発生には寄与しない.

(6.33), (6.34)式が過渡状態においても満足しているとすれば, 1次電流は(6.36), (6.37)式となる.

$$\frac{d i_{1\alpha}}{d t} = - \frac{L_r}{\sigma L_s} r_1 i_{1\alpha} + \frac{L_r}{\sigma L_s} v_{1\alpha} \quad (6.36)$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d i_{1\beta}}{d t} = & - \frac{L_r}{\sigma L_s} r_1 i_{1\beta} - \frac{L_r}{\sigma} \omega_1 i_{0\alpha} \\
 & + \frac{L_r}{\sigma L_s} v_{1\beta} \quad (6.37)
 \end{aligned}$$

(6.36), (6.37)式と Fig. 6.1 より明かなように, α 軸回路は直流他励電動機の界磁巻線, β 軸回路は電機子巻線に相当し, α 軸電圧回路と β 軸電圧回路は非干渉化される. 本論文では, (6.13) ~ (6.17)式の状態方程式を基本として制御系を構成すれば, 1 次鎖交磁束成分電流の β 軸成分電流 $i_{0\beta}$ を零, α 軸成分電流 $i_{0\alpha}$ を一定に制御すれば 1 次電流 i_1 を高速に制御できる.

6. 3. 4 1 次鎖交磁束制御とベクトル制御の定常特性 電圧制御入力に対する 1 次鎖交磁束制御とベクトル制御の定常特性を比較する. 1 次鎖交磁束制御においては, (6.13) ~ (6.17)式の状態方程式より, $i_{0\beta} = 0$ とおいて以下の (6.38) ~ (6.41)式を得る.

1 次鎖交磁束制御 (定常状態)

$$v_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha} \quad (6.38)$$

$$v_{1\beta} = r_1 i_{1\beta} + L_s \omega_1 i_{0\alpha} \quad (6.39)$$

$$\begin{aligned}
 \omega_s = & \frac{r_2 i_{1\alpha} - i_{0\alpha}}{\sigma i_{1\beta}} \quad (6.40)
 \end{aligned}$$

$$\tau = \frac{3}{2} p L_s i_{0\alpha} i_{1\beta} \quad (6.41)$$

1 次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ と 1 次電流 $i_{1\alpha}$ との関係は (6.33) 式と (6.34) 式より次式となる.

$$i_{0\alpha} = i_{1\alpha} - \frac{\omega_s}{r_2} \sigma i_{1\beta} \quad (6.42)$$

一方, ベクトル制御においては, 2 次鎖交磁束成分電流 $i_{m\beta}$ を零とおいて以下の (6.43) ~ (6.46) 式を得る.

ベクトル制御 (定常状態)

$$v_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha} - \frac{L_s}{L_r} \sigma \omega_1 i_{1\beta} \quad (6.43)$$

$$v_{1\beta} = r_1 i_{1\beta} + \frac{L_s L_r}{M} \omega_1 i_{m\alpha} \quad (6.44)$$

$$\omega_s = \frac{r_2 M}{L_r^2} \cdot \frac{i_{1\beta}}{i_{m\alpha}} \quad (6.45)$$

$$\tau = \frac{3}{2} p M i_{m\alpha} i_{1\beta} \quad (6.46)$$

ただし, 1次電流 $i_{1\alpha}$ と2次鎖交磁束成分電流 $i_{m\alpha}$ の関係は次式となる.

$$i_{m\alpha} = \frac{M}{L_r} i_{1\alpha} \quad (6.47)$$

電流制御入力のベクトル制御では, $i_{m\alpha}$ は1次電流 $i_{1\alpha}$ に比例し, 制御入力 $i_{1\alpha}$ により磁束を直接制御することができた[6]. 電圧制御入力のベクトル制御では, 2次鎖交磁束を一定に制御しようとしても, (6.43)式より α 軸回路の電流 $i_{1\alpha}$ はトルク変動に比例する電流 $i_{1\beta}$ の影響を直接受ける. $i_{1\alpha}$ が変動すれば2次時定数により $i_{1\beta}$ がいつまでも収束しないなどの磁束の脈動などの問題が生じる恐れがある. 一方, 1次鎖交磁束制御法においては1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ は $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, ω_s により変動するが, (6.38), (6.39)式より, α 軸, β 軸圧回路は非干渉化されるので, 負荷トルク変動などによる ω_s , $i_{1\beta}$ の変動に対して, $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ を $v_{1\alpha}$, $v_{1\beta}$ により独立に制御できる.

6. 3. 5 すべり周波数—トルク特性 1次鎖交磁束制御の定常状態の式より, 発生トルクはすべり角周波数と1次電流とで次式のように表すことができる.

$$\tau = \frac{3}{2} p \frac{L_s}{L_r} \left(\sigma i_{1\alpha} i_{1\beta} + \frac{r}{\omega_s} i_{1\beta}^2 \right) \quad (6.48)$$

ベクトル制御においては, (6.45), (6.46)式より, トルク τ は次式で表される.

$$\tau = \frac{3}{2} p \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \frac{r_s}{\omega_s} i_{1\beta}^2 \quad (6.49)$$

すべり周波数 - トルク 特性を比較するため, 1 次鎖交磁束制御, ベクトル制御における鎖交磁束成分電流の関係を求める. 1 次, 2 次巻線の鎖交磁束は共通に鎖交する磁束 (空隙磁束) とそれぞれの漏れ磁束とで表されるが, これを電流分で表示すれば次式となる.

$$i_0 = \frac{M}{L_s} i_m + \frac{\sigma}{L_r} i_1 \quad (6.50)$$

定格励磁で比較すれば, (6.48), (6.49)式のトルク式の係数は $L_s / L_r > (M / L_r)^2$ であるので, 1 次鎖交磁束制御はベクトル制御より高トルク制御が可能であることが明らかである.

6. 4 1次鎖交磁束制御による効率最適化

6. 4. 1 鉄損と鉄損分抵抗の算定 本章では、鉄損はヒステリシス損とうず電流損とし、ヒステリシス損は周波数に比例しうず電流損は周波数の2乗に比例するとして扱う[15]。鉄損は固定子鉄損と回転子鉄損に分けられるが、回転子すべり角周波数は固定子周波数に比べて1/10程度以下であること、回転子鉄損は実験的には測定不可能でもあるので固定子鉄損のみを取り扱う。

固定子鉄損 P_{is} を次式で定義する。

$$P_{is} = K_h f_1 \Phi_g^2 + K_e f_1^2 \Phi_g^2 \quad (6.51)$$

Fig. 6. 3 に実効値で表した通常のT形等価回路を示す。鉄損を等価回路定数を用いて表すと次式となる。

$$P_{is} = 3 V_1'^2 G_0 \quad (6.52)$$

$$V_1' = 4.44 K_m N_m f_1 \Phi_g \quad (6.53)$$

V_1' : 1次誘起電圧実効値

K_m : 巻線係数

N_m : 巻回数／相

f_1 : 1次周波数

Φ_g : 空隙磁束(1次、2次巻線に共通に鎖交する磁束)

G_0 : コンダクタンス

コンダクタンス G_0 は鉄損分抵抗の逆数として以下のように定義

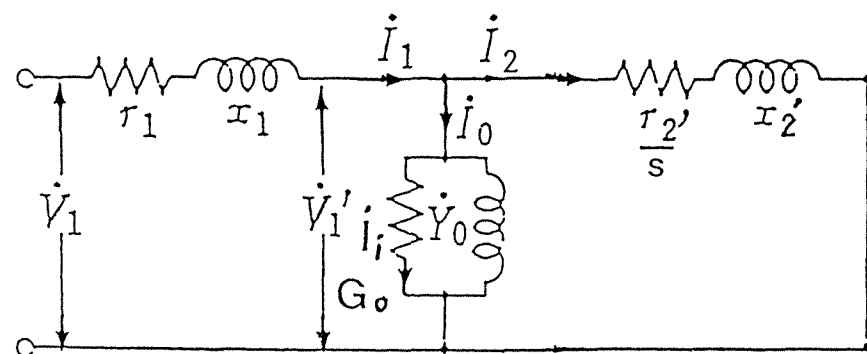


图 6. 3 T形等值回路 (实効值)

Fig.6.3 T-type equivalent circuit using root mean square values

される。

$$G_0 = 1 / R_m \quad (6.54)$$

(6.51)式と(6.52)式の鉄損を等しいとおくと，鉄損分抵抗 R_m は次式で表すことができる。固定子鉄損は1次周波数の関数となるが，鉄損分抵抗は与えられた回転角速度において，すべり角周波数 ω_s の関数として扱う。

$$R_m(\omega_s) = \frac{K^2}{K_h / f_1 + K_e} \quad (6.55)$$

ここで，

$$f_1 = \omega_1 / 2\pi$$

$$\omega_1 = \omega_s + \omega_r$$

6. 4. 2 2相等価回路による損失の算定 定常状態の電圧方程式，鎖交磁束式は次式となる。

$$\dot{V}_1 = r_1 \dot{I}_1 + j \omega_1 \dot{\Phi}_1 \quad (6.56)$$

$$0 = r_2 \dot{I}_2 + j \omega_s \dot{\Phi}_2 \quad (6.57)$$

$$\dot{\Phi}_1 = L_s \dot{I}_1 + M \dot{I}_2 \quad (6.58)$$

$$\dot{\Phi}_2 = L_r \dot{I}_2 + M \dot{I}_1 \quad (6.59)$$

ただし、電圧 \dot{V} 、電流 \dot{I} 、磁束 $\dot{\Phi}$ は定常状態のベクトルで以下のように定義される。

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= v_{1\alpha}^d + j v_{1\beta}^d \\ \dot{I}_1 &= i_{1\alpha}^d + j i_{1\beta}^d \\ \dot{\Phi}_1 &= \Phi_{1\alpha}^d + j \Phi_{1\beta}^d\end{aligned}\quad (6.60)$$

2次側諸量も同様に定義される。(6.56), (6.57)式の電圧方程式に鎖交磁束式を代入して整理すると次式を得る。

$$\dot{V}_1 = r_1 \dot{I}_1 + j \omega_1 M (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) + j \omega_1 \ell_1 \dot{I}_1 \quad (6.61)$$

$$\begin{aligned}0 &= r_2 \dot{I}_2 + j \omega_1 M (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) + j \omega_1 \ell_2 \dot{I}_2 \\ &\quad - j \omega_r \dot{\Phi}_2\end{aligned}\quad (6.62)$$

ただし、

$$\ell_1 = L_s - M \quad (6.63)$$

$$\ell_2 = L_r - M \quad (6.64)$$

ℓ_1 : 1次漏れインダクタンス

ℓ_2 : 2次漏れインダクタンス

(6.61), (6.62)式は Fig. 6. 4 の等価回路で表すことができる。
項 $-j \omega_r \dot{\Phi}_2$ は速度起電力であり、出力 P_k は次式となる。

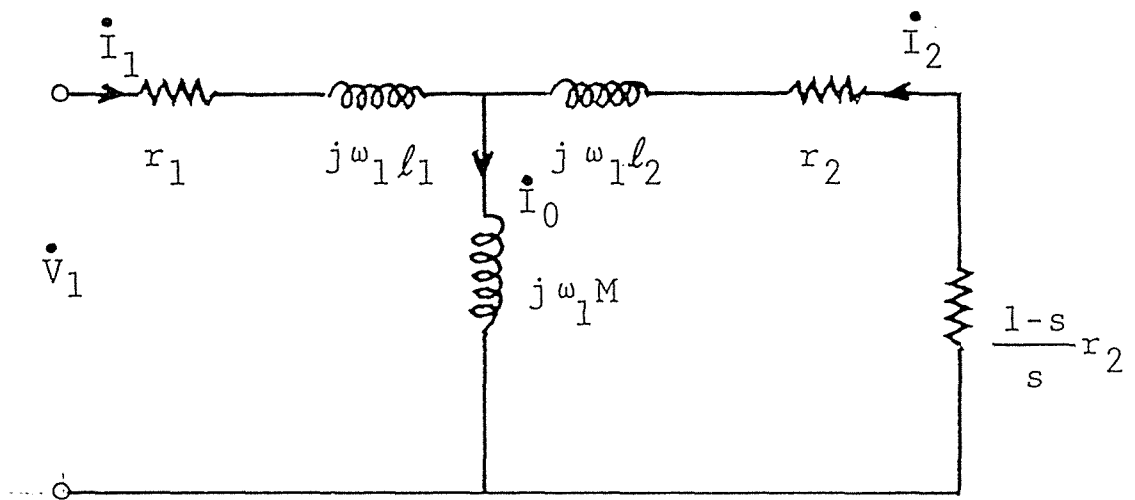
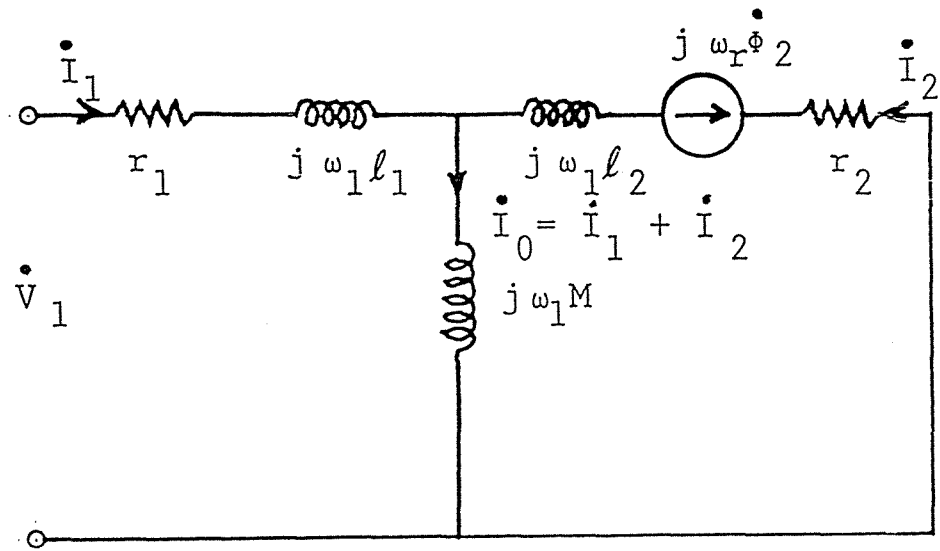


图 6. 4 2 相等值回路

Fig.6.4 Two phase equivalent circuit

$$P_k = \frac{3}{2} \operatorname{Real} \left[-j \omega_r \dot{I}_2^* \dot{\Phi}_2 \right] \quad (6.65)$$

ここで、2次回路の電圧方程式を变形する.

$$\begin{aligned} 0 &= r_2 \dot{I}_2 + j \omega_1 \dot{\Phi}_2 - j \omega_r \dot{\Phi}_2 \\ &= r_2 \dot{I}_2 + j s \omega_1 \dot{\Phi}_2 \end{aligned} \quad (6.66)$$

$$\omega_r = (1 - s) \omega_1 \quad (6.67)$$

(6.66)式より次式を得る.

$$j \omega_1 \dot{\Phi}_2 = - \frac{r_2}{s} \dot{I}_2 \quad (6.68)$$

(6.68)式を(6.65)式に代入し、 $-j \omega_r \dot{\Phi}_2$ は出力項であることから次式の関係が得られる.

$$P_k = \frac{3}{2} \operatorname{Real} \left[\dot{I}_2^* \frac{1-s}{s} r_2 \dot{I}_2 \right] \quad (6.69)$$

等価回路において、出力は等価負荷抵抗で消費される電力として2次電流とすべりで表される. そこで、1次銅損、2次銅損、鉄損を2次電流の関数として表示できれば出力との関係が明らかになるので、1次電流、2次電流、鉄損分電流の関係を求める.

ここで、(6.56),(6.57)式で明らかなようにこれらの電圧方程式には鉄損の影響は考慮されていない. 相互インダクタンスMを流

れる電流 \dot{I}_0 は、ほとんどが磁束を作るのに消費されるが、そのうちのわずかな電流分が鉄損として消費される。鉄損は有効電力であることを考えると、相互インダクタンス M と並列に鉄損分抵抗を挿入して鉄損を考慮するのが妥当である。Fig. 6. 5 に鉄損を考慮した定常状態の $\alpha - \beta$ 軸等価回路を示す。

Fig. 6. 5 の等価回路より 1 次電流 \dot{I}_1 は次式となる。

$$\dot{I}_1 = - \frac{r_2 + sR_m' + j\omega_s L_r'}{sR_m' + j\omega_s M'} \dot{I}_2 \quad (6.70)$$

ここで、

$$R_m' = \frac{\omega_1^2 M^2}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} R_m \quad (6.71)$$

$$M' = \frac{R_m^2}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} M \quad (6.72)$$

相互インダクタンス M に流れる電流 \dot{I}_0 は次式で表される。

$$\begin{aligned} \dot{I}_0 &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \\ &= - \frac{r_2 + j\omega_s l_2}{sR_m' + j\omega_s M'} \dot{I}_2 \end{aligned} \quad (6.73)$$

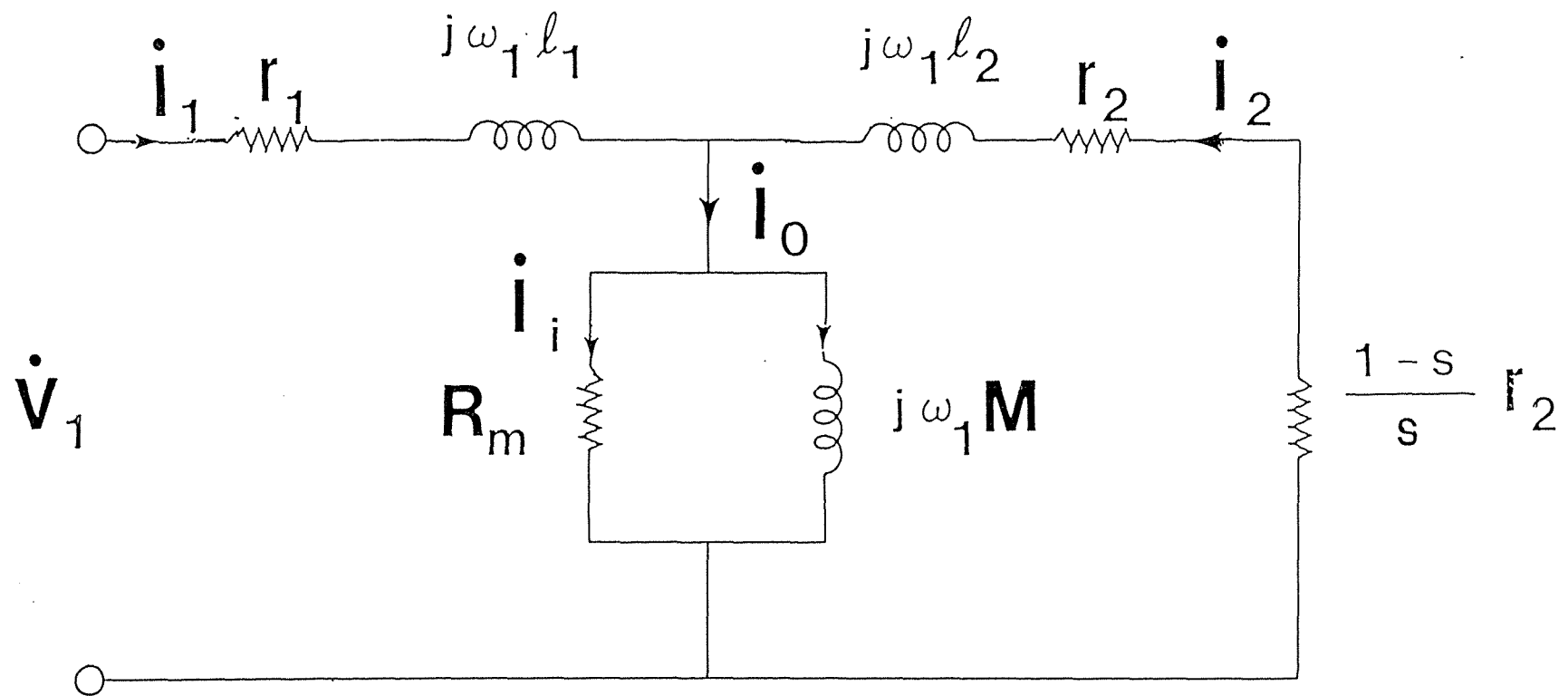


図 6 . 5 鉄損を考慮した等価回路

Fig. 6. 5 Equivalent circuit

considering core loss

電流 \dot{I}_0 は磁束をつくる磁化電流と鉄損電流の和と考えることができ、有効成分が鉄損電流となる。(6.70), (6.73)式を用いて、1次銅損 P_{1c} , 2次銅損 P_{2c} , 固定子鉄損 P_{is} を2次電流で表すと以下のように求められる。

$$\begin{aligned}
 P_{1c} &= \frac{3}{2} \operatorname{Real} [\dot{I}_1^* r_1 \dot{I}_1] \\
 &= \frac{3}{2} \cdot \frac{(r_2^2 + sR_m^2) + \omega_s^2 L_r^2}{s^2 R_m^2 + \omega_s^2 M^2} r_1 \dot{I}_2^2 \quad (6.74)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{2c} &= \frac{3}{2} \operatorname{Real} [\dot{I}_2^* r_2 \dot{I}_2] \\
 &= \frac{3}{2} r_2 \dot{I}_2^2 \quad (6.75)
 \end{aligned}$$

鉄損は鉄損分抵抗 R_m と相互インダクタンス M との並列回路を直列回路に変換した等価直列抵抗 R_m' で消費される損失として次式で表される。

$$P_{is} = \frac{3}{2} \operatorname{Real} [\dot{I}_0^* R_m' \dot{I}_0]$$

$$= \frac{3}{2} \frac{r_2^2 + \omega_s^2 l_2^2}{s^2 R_m^2 + \omega_s^2 M^2} R_m I_2^2 \quad (6.76)$$

機械的出力 P_k は以下のように表すことができる.

$$P_k = \frac{3}{2} \frac{\omega}{\omega_s} \frac{r_2}{r_2^2} I_2^2 \quad (6.77)$$

6.4.3 誘導電動機の制御可能な損失 誘導電動機の損失は以下のように分類される.

P_{1c} : 1次銅損, P_{2c} : 2次銅損

P_{is} : 固定子鉄損, P_s : 漂遊負荷損

漂遊負荷損は各種の漏れ磁束に伴って発生し, 1次電流および2次電流のほぼ2乗に比例する成分とからなる. 鉄損については実験的な算定法があるが, 一般的にはヒステリシス損とうず電流損として定義される. 本論文では鉄損は固定子のヒステリシス損とうず電流損として考え, 漂遊負荷損は銅損に比例するとして扱い制御可能な損失 P_{loss} を以下のように定義する.

$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{1c} + P_{2c} + P_{is} + P_s \\ &= (1 + k) P_c + P_{is} \end{aligned} \quad (6.78)$$

$$P_c = P_{1c} + P_{2c} \quad (6.79)$$

k : 漂遊負荷損を算定するための比例定数

(6.73)～(6.77)式より(6.78)式の誘導電動機の制御可能な損失

P_{loss} は次式で表示できる.

$$P_{loss} = \frac{1}{R_m^2 + \omega_1^2 M^2} \left(K_1 \omega_s + \frac{K_2}{\omega_s} \right) \frac{P_k}{\omega_r} \quad (6.80)$$

ここで,

$$K_1 = (1+k) L_r^2 \frac{r_1}{r_2} + \omega_1^2 \ell_2^2 \frac{R_m}{r_2} + R_m^2 + \omega_1^2 M^2 \quad (6.81)$$

$$K_2 = (1+k) \left(r_2 + s R_m \right)^2 \frac{r_1}{r_2} + \omega_1^2 R_m r_2 \quad (6.82)$$

ただし,

$$\omega_1 = \omega_s + \omega_r \quad (6.83)$$

6. 4. 4 1次鎖交磁束制御による効率最適化

誘導電動機の制御可能な損失はすべり角周波数の関数となり, 損失を最小とするすべり角周波数で運転することにより最大効率が得られる. 要求される出力に対して制御可能な損失が最小となるすべり角周波数を1次電圧と1次角周波数で制御すれば最大効率が得られる. これを実現するには1次鎖交磁束の α 軸, β 軸成分を可変することになるが, 電圧制御入力の状態方程式において,

1 次鎖交磁束成分電流の β 軸電流 $i_{1\beta}$ を零と制御すれば, 1 次鎖交磁束軸での良好な特性が期待でき, 1 次鎖交磁束の α 軸成分を任意に可変できる. $i_{1\beta} = 0$ を (6.56) ~ (6.59) 式に代入して 2 軸成分で表すと, 以下の (6.84) ~ (6.87) 式の 1 次鎖交磁束制御の定常特性を得る.

$$v_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha} \quad (6.84)$$

$$v_{1\beta} = r_1 i_{1\beta} + L_s \omega_s i_{1\alpha} \quad (6.85)$$

$$\omega_s = \frac{r_2 i_{1\beta}}{L_r i_{1\alpha} - \sigma i_{1\alpha}} \quad (6.86)$$

$$\tau = \frac{3}{2} p L_s i_{1\alpha} i_{1\beta} \quad (6.87)$$

2 次回路の電圧方程式から, 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{1\alpha}$ と 1 次電流 $i_{1\beta}$ との関係は次式で表すことができる.

$$i_{1\alpha} = i_{1\beta} - \frac{\omega_s}{r_2} \sigma i_{1\beta} \quad (6.88)$$

ベクトル制御では, 2 次鎖交磁束 $\Phi_{2\alpha}$ は 1 次電流 $i_{1\alpha}$ に比例し, $i_{1\alpha}$ を制御することにより磁束を直接制御することができた. 1 次鎖交磁束制御では, 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{1\alpha}$ は $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, ω_s により変動するが, (6.84), (6.85) 式より理想的な 1 次鎖交磁束一定制御が達成されれば, α 軸電圧回路と β 軸電圧回

路は非干渉化されるので、負荷トルク変動などによる ω_s , $i_{1\beta}$ の変動に対して磁束成分電流 $i_{1\alpha}$ とトルク成分電流 $i_{1\beta}$ を制御入力 $v_{1\alpha}$, $v_{1\beta}$ により独立に制御でき、従って1次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ を一定、あるいは弱め、強め制御など自由に可変することができる。(6.88)式よりすべり角周波数は1次電流と1次鎖交磁束成分電流の比として次式で表される。

$$\omega_s = \frac{r_2}{\sigma} \cdot \frac{i_{1\alpha} - i_{0\alpha}}{i_{1\beta}} \quad (6.89)$$

(6.80)式より任意の出力のもとで角速度が与えられれば、誘導電動機の制御可能な損失 P_{loss} を最小とするすべり角周波数が求められる。このすべり角周波数を $\tilde{\omega}_s$ とおく。誘導電動機の最大効率はすべり角周波数 $\tilde{\omega}_s$ で運転したときに得られ、常に $\tilde{\omega}_s$ になるように1次鎖交磁束を制御すれば最大効率運転となる。1次電流と1次鎖交磁束成分電流の比を \tilde{K} とおくと、(6.89)式から次式の関係が得られる。

$$\begin{aligned} \tilde{K} &= \frac{i_{1\alpha} - i_{0\alpha}}{i_{1\beta}} \\ &= \frac{\sigma}{r_2} \tilde{\omega}_s \end{aligned} \quad (6.90)$$

1次鎖交磁束制御においては(6.90)式を満足するように1次電流、1次鎖交磁束を制御すれば、要求される出力 P_k のもとで最大効率運転が行える。

6. 5 制御系構成法

6. 5. 1 離散時間値系 (6.13)~(6.17)式の状態方程式を動作点近傍で線形化した後, 1 サンプルング周期に等しい入力むだ時間を考慮して離散時間値系に変換すると(6.91)式を得る[9].

ただし, 以下の式においてはサンプルング周期の表示は省略する.

$$x(k+1) = A x(k) + B u(k-1) + E d(k) \quad (6.91)$$

$$y(k) = C x(k) \quad (6.92)$$

A: 5×5 マトリクス

B: 5×3 マトリクス

C: 3×5 マトリクス,

E: 5×1 マトリクス

係数行列 A, B, E は以下のように表される.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & a_{15} \\ 0 & 0 & a_{23} & a_{24} & 0 \\ 0 & a_{32} & 0 & 0 & a_{35} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{bmatrix} \quad (6.93)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{32} & b_{33} \\ b_{41} & 0 & b_{43} \\ 0 & b_{52} & b_{53} \end{bmatrix} \quad (6.94)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.95)$$

$$E = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{J} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.96)$$

ただし,

$$a_{11} = -\frac{B}{J}, \quad a_{12} = \frac{3}{2} \frac{L_s}{J} i_{1\beta}^d, \quad a_{14} = \frac{3}{2} \frac{L_s}{J} i_{1\alpha}^d$$

$$a_{15} = \frac{3}{2} \frac{L_s}{J} i_{0\alpha}^d, \quad a_{23} = \omega_1^d, \quad a_{24} = -\frac{r_1}{L_s}$$

$$a_{32} = -a_{23}, \quad a_{35} = a_{24}$$

$$a_{41} = -i \frac{d}{1\beta}, \quad a_{42} = \frac{r^2}{\sigma}, \quad a_{43} = \frac{L_r}{\sigma} \omega_r^d$$

$$a_{44} = -\frac{R}{\sigma}, \quad a_{45} = \omega_s^d$$

$$a_{51} = i \frac{d}{1\alpha} - \frac{L_r}{\sigma} i \frac{d}{0\alpha}, \quad a_{52} = -a_{43}, \quad a_{53} = a_{42}$$

$$a_{54} = -a_{45}, \quad a_{55} = a_{44}$$

$$b_{21} = -\frac{1}{L_s}, \quad b_{32} = \frac{1}{L_s}, \quad b_{33} = -i \frac{d}{0\alpha}, \quad b_{41} = \frac{L_r}{\sigma L_s}$$

$$b_{43} = i \frac{d}{1\beta}, \quad b_{52} = \frac{L_r}{\sigma L_s}, \quad b_{53} = -i \frac{d}{1\alpha} \quad (6.97)$$

$$R = \frac{L_s}{L_r} r_1 + r_2 \quad (6.98)$$

ここで、状態変数 $x(k)$, 入力変数 $u(k)$, 出力変数 $y(k)$, 外乱 $d(k)$ は以下のように定義される.

$$x(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ i_{0\alpha}(k) \\ i_{0\beta}(k) \\ i_{1\alpha}(k) \\ i_{1\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad u(k) = \begin{bmatrix} v_{1\alpha}(k) \\ v_{1\beta}(k) \\ \omega_1(k) \end{bmatrix} \quad (6.99)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ i_{0\alpha}(k) \\ i_{0\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad d(k) = \tau_L(k) \quad (6.100)$$

誤差 $e(k)$ を次式で定義する.

$$e(k) = R(k) - y(k) \quad (6.101)$$

目標値 $R(k)$ において, 1 次鎖交磁束一定制御のベクトル制御を達成するため 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{0\alpha}$ と $i_{0\beta}$ の目標値,

$i_{0\alpha}^R(k) = \text{const.}, i_{0\beta}^R(k) = 0$ とする必要がある。

6. 5. 2 エラーシステム法による 1 次鎖交磁束制御系 誤差と状態変数の 1 階差分値を状態変数とし, 入力変数の 1 階差分値を入力変数とする拡大系をエラーシステムと定義する [16].

新しい状態量を次式で定義する.

$$X_0(k) = \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta x(k) \\ \Delta u(k) \end{bmatrix}, \quad \Delta u(k) = \begin{bmatrix} \Delta v_{1\alpha}(k) \\ \Delta v_{1\beta}(k) \\ \Delta \omega_1(k) \end{bmatrix} \quad (6.102)$$

(6.102)式の状態変数を用いてエラーシステムの状態方程式は(6.103)式で表される.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e(k+1) \\ \Delta x(k+1) \\ \Delta u(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} I_3 & -CA & -CB \\ 0 & A & B \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta x(k) \\ \Delta u(k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_3 \end{bmatrix} \Delta u(k) + \begin{bmatrix} I_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta R(k+1) \\ &+ \begin{bmatrix} -CE \\ E \\ 0 \end{bmatrix} \Delta d(k) \end{aligned} \quad (6.103)$$

あるいは

$$\begin{aligned} X_0(k+1) = & \Psi_0 X_0(k) + G \Delta u(k) \\ & + G_R \Delta R(k+1) + G_d \Delta d(k) \quad (6.104) \end{aligned}$$

ここで、目標値信号 $R(k)$ 、外乱 $d(k)$ をステップ信号と仮定する。このような仮定は実際上の多くの場合に有効と考えられる。この仮定を用いると、(6.104)式は次式となる。

$$X_0(k+1) = \Psi_0 X_0(k) + G \Delta u(k) \quad (6.105)$$

(6.105)式のエラーシステムはパラメータ変動、ステップ外乱変動に対して安定に制御されるとき定常誤差が零となることが保証される。そのため一つの有効な手法として、最適レギュレータ理論を利用する。(6.105)式の系に対して評価関数 PI を次式で定義する。

$$PI = \sum_{j=0}^{\infty} [X_0^T(j) Q_0 X_0(j) + \Delta u(j)^T H \Delta u(j)] \quad (6.106)$$

ここで、

$$Q_0 = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & & & 0 \\ & \Gamma_2 & & \\ & & \Gamma_3 & \\ 0 & & & 0 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & 0 \\ 0 & h_2 & 0 \\ 0 & 0 & h_3 \end{bmatrix} \quad (6.107)$$

Q_0 : 半正定値対称行列 (1 1 x 1 1 行列)

H : 正定値対称行列 (3 x 3 行列)

$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$: 誤差の重み係数

h_1, h_2, h_3 : 入力の重み係数

(6.105)式の制御対象に関して, (6.106)式の評価関数 $P I$ を最小とする最適制御入力 $\Delta u(k)$ は, 最適レギュレータ問題を解いて次式のように求まる.

$$\Delta u(k) = -F X_0(k) \quad (6.108)$$

ただし

$$F = -[H + G^T P G]^{-1} G^T P \Psi_0 \quad (6.109)$$

(6.109)式のマトリクス P は(6.100)式の離散値 Riccati方程式の解より得られる.

$$P = \Psi_0^T P \Psi_0 - \Psi_0^T P G [H + G^T P G]^{-1} G^T P \Psi_0 + Q_0 \quad (6.110)$$

Fig. 6.6 に, 1次鎖交磁束制御系の構成線図を示す.

6. 5. 3 1次鎖交磁束制御による効率最適化

速度制御系構成法

ベクトル制御誘導電動機の高速応答と定常状態での最大効率が得られる制御系を最適レギュレータ理論に基づき構成する. 本節の制御系構成における制御目的は速度制御, 1次鎖交磁束制御, 効率最適化制御の三つである. 速度制御, 1次鎖交磁束制御は回転角速度 ω_r と1次鎖交磁束の β 軸成分電流 $i_{0\beta}$ を出力に選び, それぞれの目標値を与えて制御系を構成する. 鎖交磁束一定制御

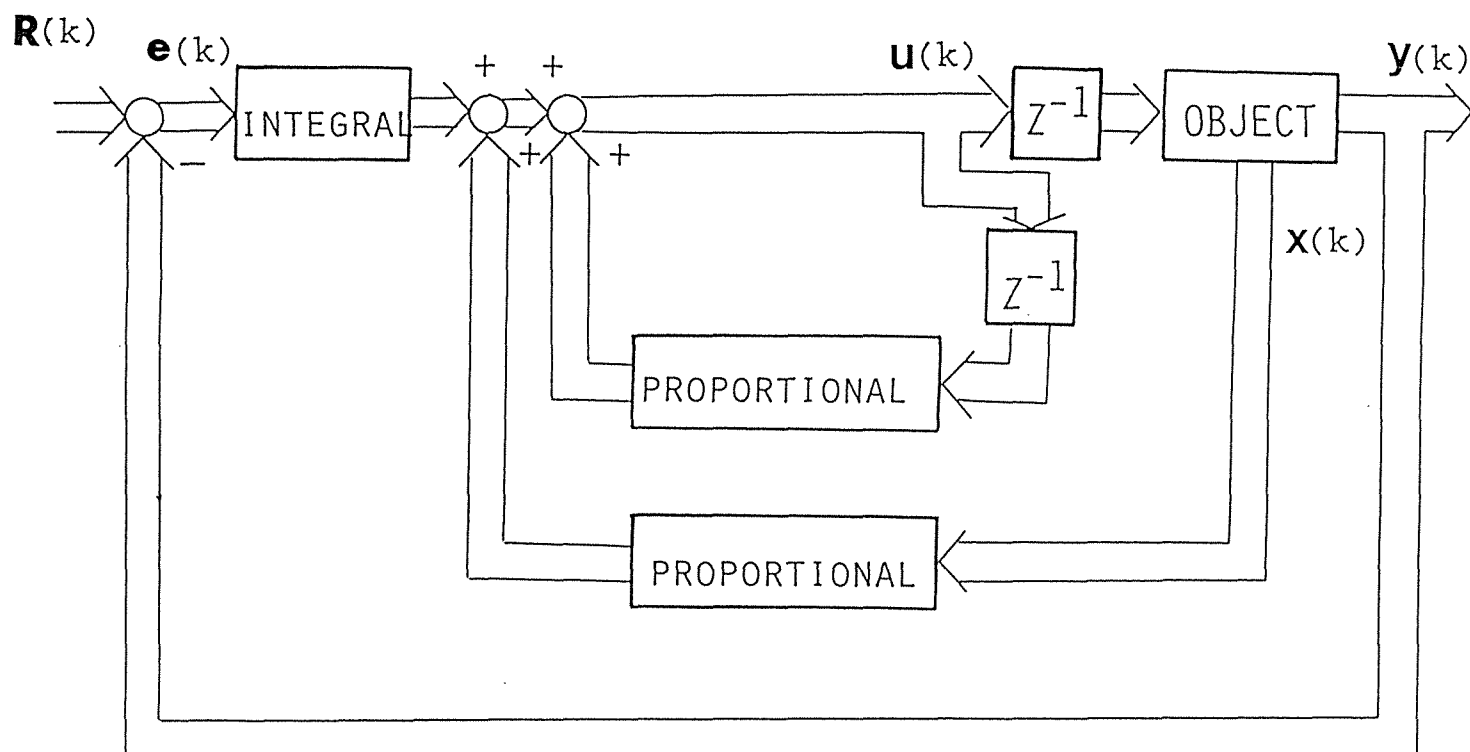


図 6. 6 1 次鎖交磁束制御系の構成線図

Fig.6.6 Primary field oriented control system structure

の速度制御系では1次鎖交磁束成分を出力として制御したが、効率最適化制御では、軽負荷では鉄損を減じるように磁束を弱め、負荷の増大とともに磁束を強めて銅損を減少させれば、効率最適化速度制御系が構成できる。そこで、効率最適化制御については(6.90)式から誤差 e_{η} を次式で定義し、

$$e_{\eta} = \tilde{K} i_{1\beta} + i_{0\alpha} - i_{1\alpha} \quad (6.111)$$

誤差 e_{η} を零と制御すればよい。

そこで、効率最適化制御においては出力変数 $y(k)$ を以下のように定義する。

$$y(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ i_{0\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (6.112)$$

誤差 $e(k)$, $e_{\eta}(k)$ を次式で定義する。

$$e(k) = R(k) - y(k) \quad (6.113)$$

$$e_{\eta}(k) = \tilde{K} i_{1\beta}(k) + i_{0\alpha}(k) - i_{1\alpha}(k) \quad (6.114)$$

ただし,

$$e(k) = \begin{bmatrix} e_{\omega_r}(k) \\ e_{0\beta}(k) \end{bmatrix}, \quad R(k) = \begin{bmatrix} \omega_r^R(k) \\ i_{0\beta}^R(k) \end{bmatrix} \quad (6.115)$$

目標値 $R(k)$ において, 1 次鎖交磁束ベクトル制御を達成するため 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{0\beta}$ の目標値を $i_{0\beta}^R(k) = 0$ とする.

効率最適化速度制御系を構成するためエラーシステムの新しい状態量を次式で定義する.

$$X_i(k) = \begin{bmatrix} e(k) \\ e_{\eta}(k) \\ \Delta x(k) \\ \Delta u(k-1) \end{bmatrix}, \quad \Delta u(k) = \begin{bmatrix} \Delta v_{1\alpha}(k) \\ \Delta v_{1\beta}(k) \\ \Delta \omega_1(k) \end{bmatrix} \quad (6.116)$$

目標値信号 $R(k)$, 外乱 $d(k)$ をステップ信号と仮定する.

(6.116) 式の状態変数を用いてエラーシステムの状態方程式は

(6.117) 式で表わされる.

$$\begin{bmatrix} e(k+1) \\ e_{\eta}(k) \\ \Delta x(k+1) \\ \Delta u(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 & 0 & -CA & -CB \\ 0 & 1 & \tilde{K} & 0 \\ 0 & 0 & KA & KB \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} e(k) \\ e_{\eta}(k-1) \\ \Delta x(k) \\ \Delta u(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_3 \end{bmatrix} \Delta u(k) \quad (6.117)$$

ただし, I_2 : 2×2 単位マトリクス

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 & \tilde{K} \end{bmatrix} \quad (6.118)$$

あるいは

$$X(k+1) = \Psi_i X(k) + G \Delta u(k) \quad (6.119)$$

Ψ_i : 11×11 マトリクス

G : 11×3 マトリクス

評価関数 $P I$ を誤差の 2 乗と入力の 2 乗に重みをつけ, 以下の

ように定義する.

$$\begin{aligned}
 P I = \sum_{j=0}^{\infty} [& \Gamma_1 e_{\omega_r}(j)^2 + \Gamma_2 e_{0\beta}(j)^2 + \gamma_i e_{\eta}(j)^2 \\
 & + h_1 v_{1\alpha}(j)^2 + h_2 v_{1\beta}(j)^2 + h_3 \omega_1(j)^2] \quad (6.120)
 \end{aligned}$$

$\Gamma_1, \Gamma_2, \gamma_i$: 誤差の重み係数

h_1, h_2, h_3 : 入力の重み係数

(6.120)式を状態量 X_i と入力 $\Delta u(k)$ とで行列の形に直すと 2 次形式の評価関数を得られる.

$$P I = \sum_{j=0}^{\infty} [X_i(j)^T Q_i X_i(j) + \Delta u(j)^T H \Delta u(j)] \quad (6.121)$$

$$Q_i = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & & & & 0 \\ & \Gamma_2 & & & \\ & & \gamma_i & & \\ & & & & \\ 0 & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (6.122)$$

Q_i : 半正定値対称行列 (11x11マトリクス)

H : 正定値対称行列 (3x3マトリクス)

(6.119)式の制御対象に関して, (6.121)式の評価関数PIを最小

とする最適制御入力 $\Delta u(k)$ は, 最適レギュレータ問題を解いて次式のように求まる.

$$\Delta u(k) = F X_i(k) \quad (6.123)$$

F はフィードバックゲインで, 以下の離散時間値リカッチ方程式より得られる.

$$F = - [H + G^T P G]^{-1} G^T P \Psi_i \quad (6.124)$$

$$P = \Psi_i^T P \Psi_i - \Psi_i^T P G [H + G^T P G]^{-1} G^T P \Psi_i + Q_i \quad (6.125)$$

ここで, 制御系の構造を明らかにするためフィードバックゲイン F を次式で置き換える.

$$F = [f_1, f_2, f_3, f_x, f_u] \quad (6.126)$$

最適制御入力 $\Delta u(k)$ は次式で表示される.

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = & f_1 e_{\omega_r}(k) + f_2 e_{0\beta}(k) + f_3 e_{\eta}(k) \\ & + f_x \Delta x(k) + f_u \Delta u(k-1) \end{aligned} \quad (6.127)$$

ただし,

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (6.128)$$

(6.127) 式をサンプリング期間, $j = 1 \sim k$ まで積算すれば次式が得られる.

$$\begin{aligned} u(k) = & f_e \sum_{j=1}^k e(j) + f_3 \sum_{j=1}^k e_{\eta}(j) \\ & + f_P x(k) + f_u u(k-1) \end{aligned} \quad (6.129)$$

コントローラはPI補償要素とマイクロプロセッサの演算処理時間を考慮したことによる入力むだ時間補償要素からなる。

(6.113), (6.114), (6.129)式から効率最適化速度制御系の構成線図はFig. 6. 7となる。

6. 6. シミュレーション結果

1次鎖交磁束制御の有効性を等価DCモデルによるシミュレーションにより実証する。シミュレーションに用いた誘導電動機は3相, 6P, 1.1KW, 50 Hz, かご形誘導電動機である。

主な定数はTable 1に表示してある。1次鎖交磁束制御系, ベクトル制御系の応答を比較するため, 電圧制御入力に対するベクトル制御系を構成し[18], シミュレーションによる比較を行った。ただし, 定格トルクは磁束成分電流の値により異なるので, 定格1次電流値($i_{1\alpha} = 15.4\text{A}$, $i_{1\beta} = 9.1\text{A}$), 定格出力(1.1KW)を基準にとり, それぞれの鎖交磁束を基準に採った磁束座標軸の定常状態の式より1次, 2次鎖交磁束成分電流の定格値を求め, 定格トルクを算定した。Fig. 6. 8に1次鎖交磁束制御とベクトル制御のすべり周波数-トルク特性の比較を示す。参考までにベクトル制御を行わない通常の電圧, 周波数一定のすべり周波数-トルク特性を表示してある。商用電源により端子電圧一定で誘導電動機を運転した場合には, 発生トルクには上限値(停動トルク)を持つが, ベクトル制御では, 鎖交磁束を一定としてもトルクはトルク成分電流に比例し, 上限値を持たない。1次鎖交磁束制御は同一のすべり周波数においては, 発生トルクは最大となる。Fig. 6. 9とFig. 6. 10に1次鎖交磁束制御とベクトル制御のシミュレーション波形を示す。シミュレーションにおいて, サ

表 1 定格と電動機定数

Table. 1 Rating and Motor constants

Primary	$i_{1\alpha}$	15.4	A
Current	$i_{1\beta}$	9.1	A
Output		1.1	Kw
Nominal speed		1000	r.p.m
Pole pair Number		3	
	r_1	0.2842	Ω
	r_2	0.2878	Ω
	L_r	28.3	mH
	L_s	28.8	mH
	M	26.8	mH

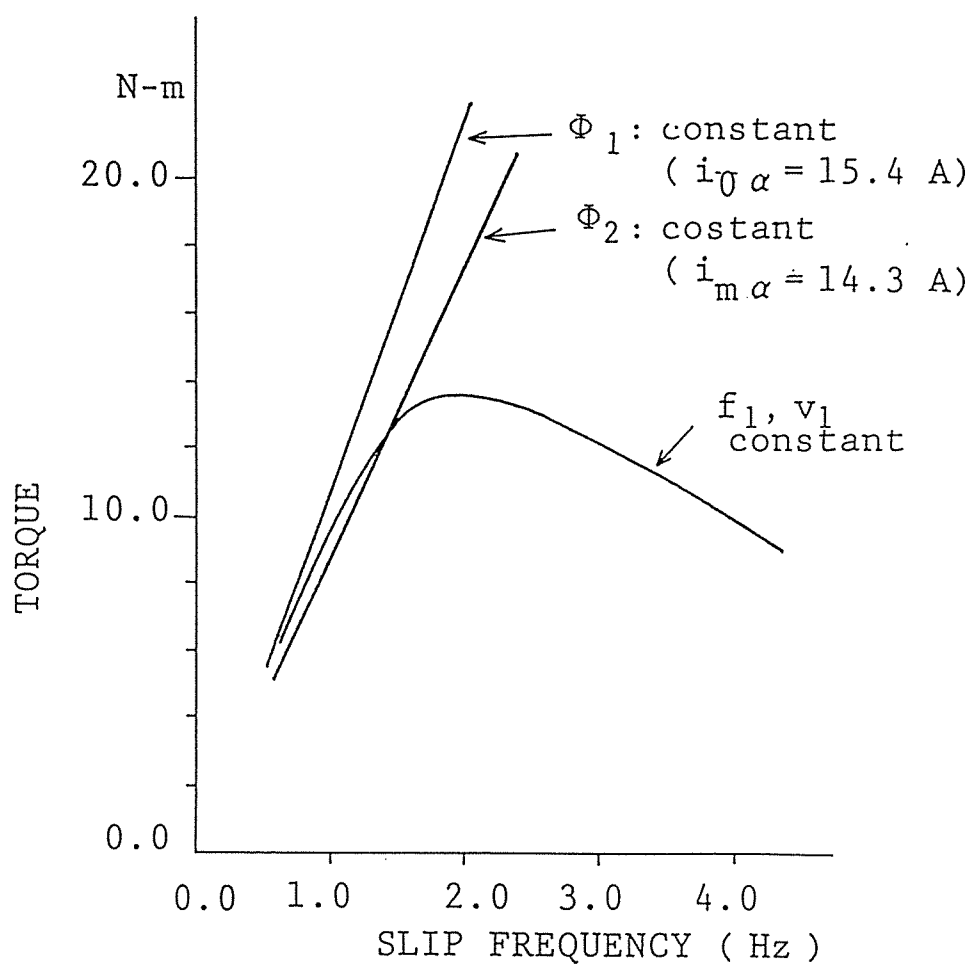


図 6. 8 すべり周波数数—トルク特性

Fig.6.8 Slip frequency vs. torque

ンプリング周期は 1 msec である。フィードバックゲイン F は定常動作点 $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ により変動するので, 1 次電流 $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ の動作点変動に対して, ゲイン F をあらかじめ計算しておく必要がある。シミュレーションでは 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{1\alpha}$ を零とおいたベクトル制御状態で, 1 次鎖交磁束成分電流 $i_{1\beta}$ を一定とおいた動作点で線形化を行い, リカッチ方程式の解よりフィードバックゲイン F を求めた。ゲイン F をもとめた際の評価関数の重み係数を以下に示す。尚, 比較のためベクトル制御系においても同一の重み係数とした。

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= 1.5, \quad \Gamma_2 = 10.0, \quad \Gamma_3 = 80.0 \\ h_1 &= 10.0, \quad h_2 = 0.5, \quad h_3 = 0.5 \end{aligned}$$

Fig. 6. 9 は速度ステップ変化に対する応答である。

Fig. 6. 9 (a) は 1 次鎖交磁束制御系, Fig. 6. 9 (b) はベクトル制御系の応答を示す。1 次鎖交磁束制御, ベクトル制御系の両者とも β 軸鎖交磁束成分電流は目標値零に, 鎖交磁束の α 軸成分電流は一定に制御され, その結果発生トルク τ は, 1 次電流 $i_{1\beta}$ の応答に追従しており良好な応答が得られている。1 次鎖交磁束制御においては, 発生トルクに比例する 1 次電流の β 軸成分 $i_{1\beta}$ は 2 次鎖交磁束ベクトル制御の $i_{1\beta}$ に比較して, ピーク値はなめらかとなり電圧制御形の電力変換器を設計する場合には好都合となろう。Fig. 6. 10 は外乱, パラメータ変動に対するシミュレーション波形である。ベクトル制御系の応答は 50% の 2 次抵抗変動に対して 1 次電流が若干変動し, その変動が発生トルク τ に直接現れてくるが, 1 次鎖交磁束制御は, 50% の 2 次抵抗変動があっても発生トルク τ はほとんど影響されない。

Fig. 6. 11 ~ Fig. 6. 14 に効率最適化に関するシミュ

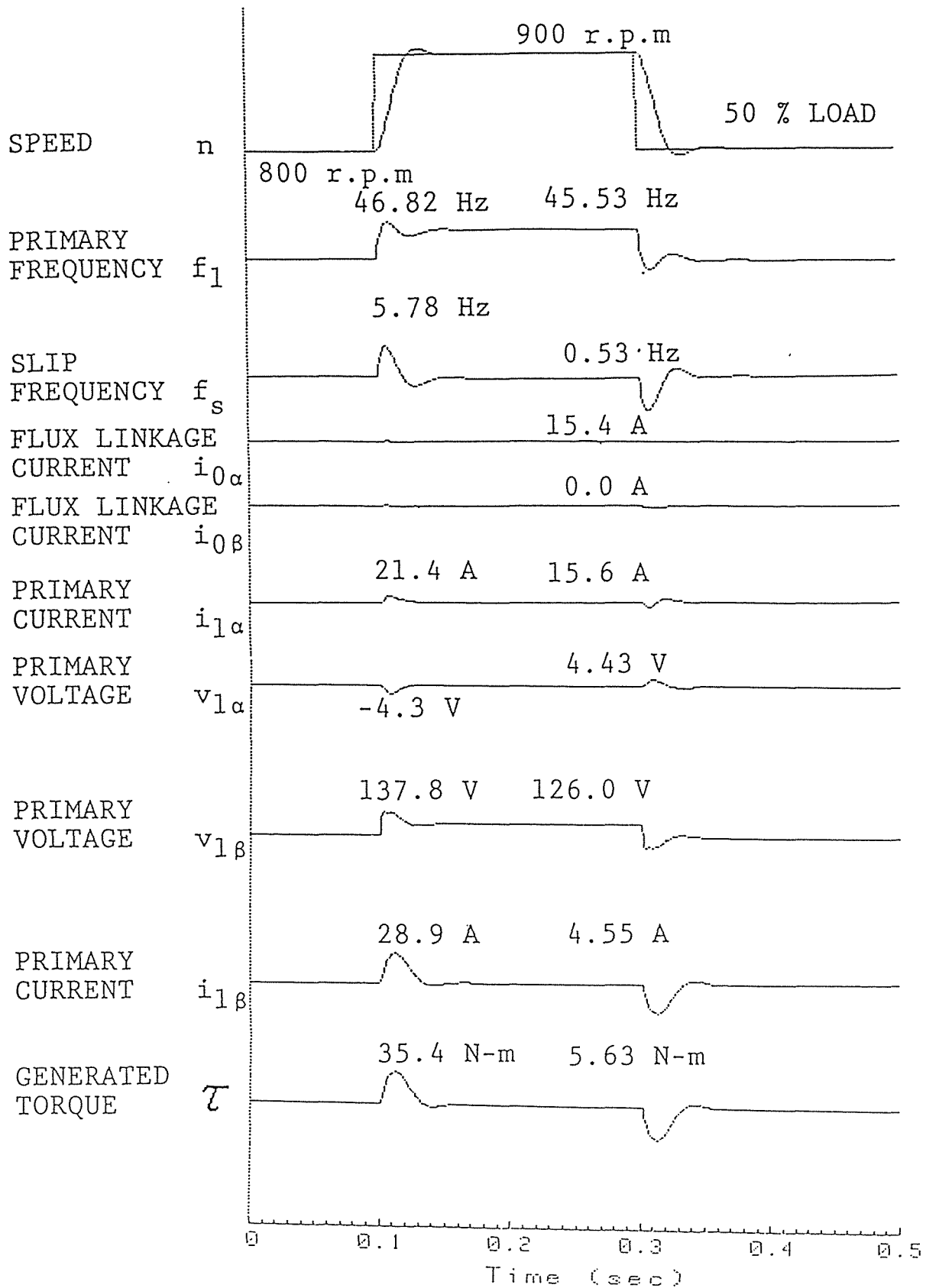


図 6. 9 (a) 1 次鎖交磁束制御系の速度応答

Fig.6.9 (a) Step responses for desired speed of a primary field oriented control system

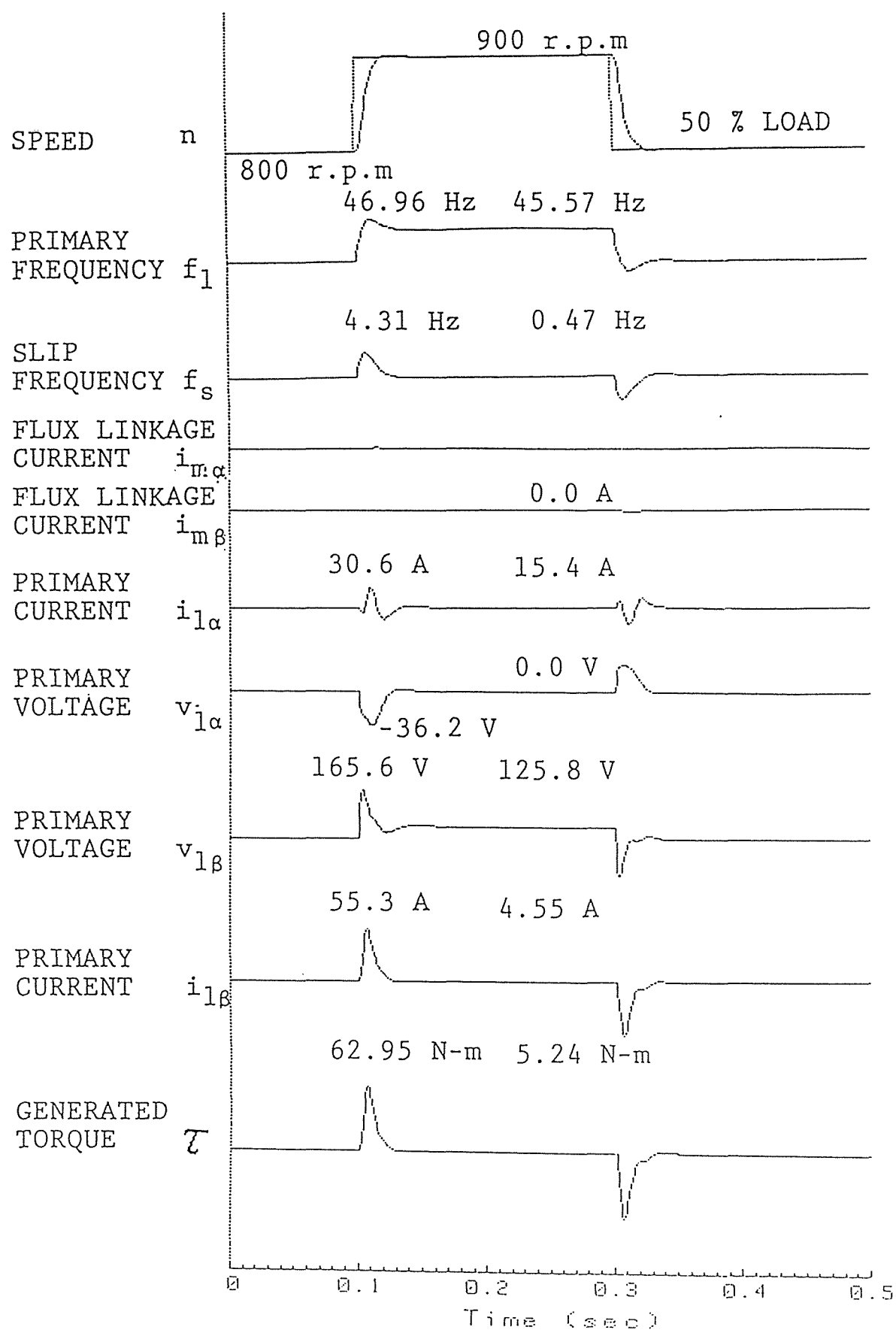


図 6. 9 (b) ベクトル制御系の速度応答

Fig.6.9 (b) Step responses for desired speed of a secondary field oriented control system

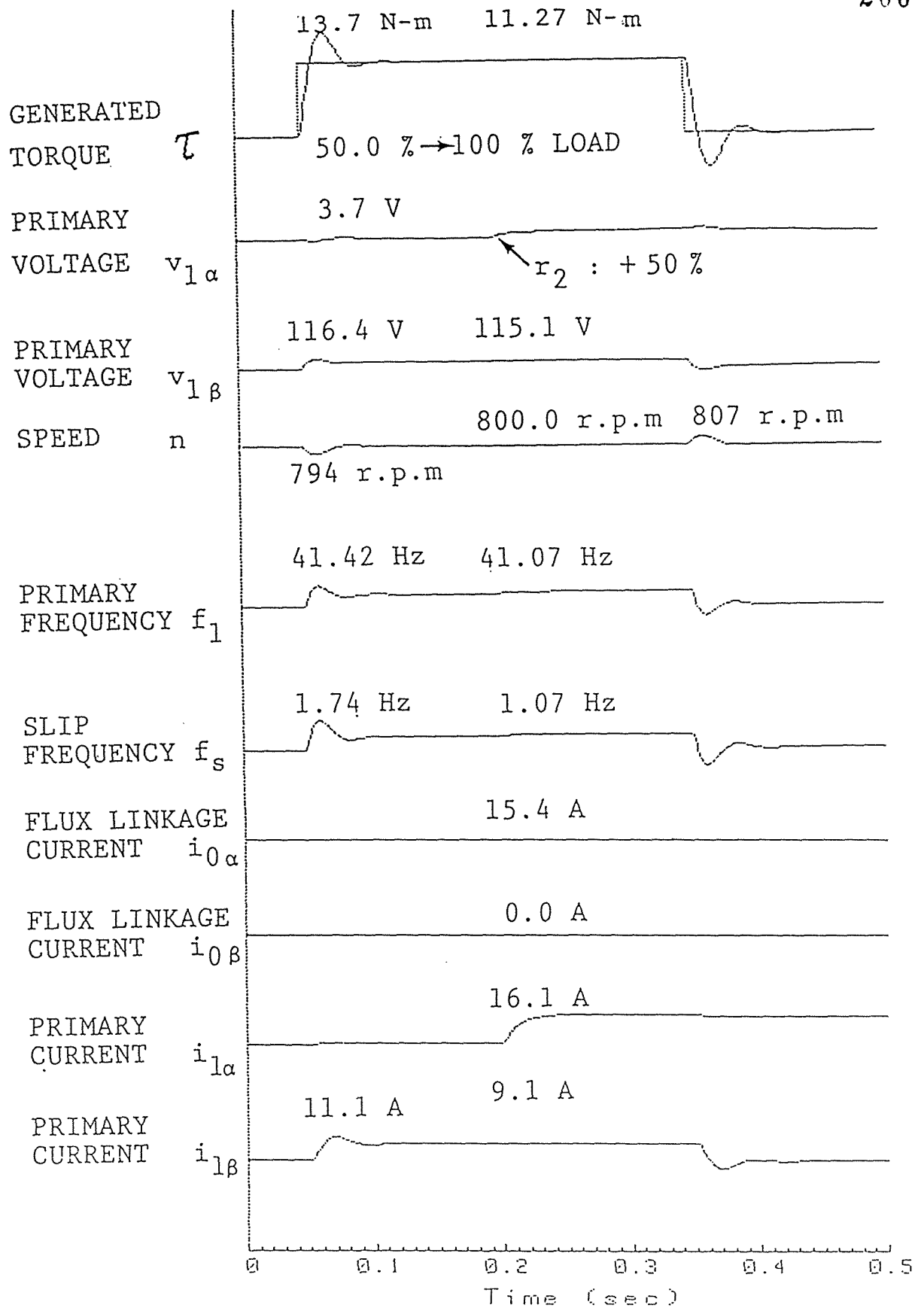


図 6. 10 (a) 1 次鎖交磁束制御系の外乱に対する応答

Fig.6.10 (a) Step responses for disturbance of a primary field oriented control system

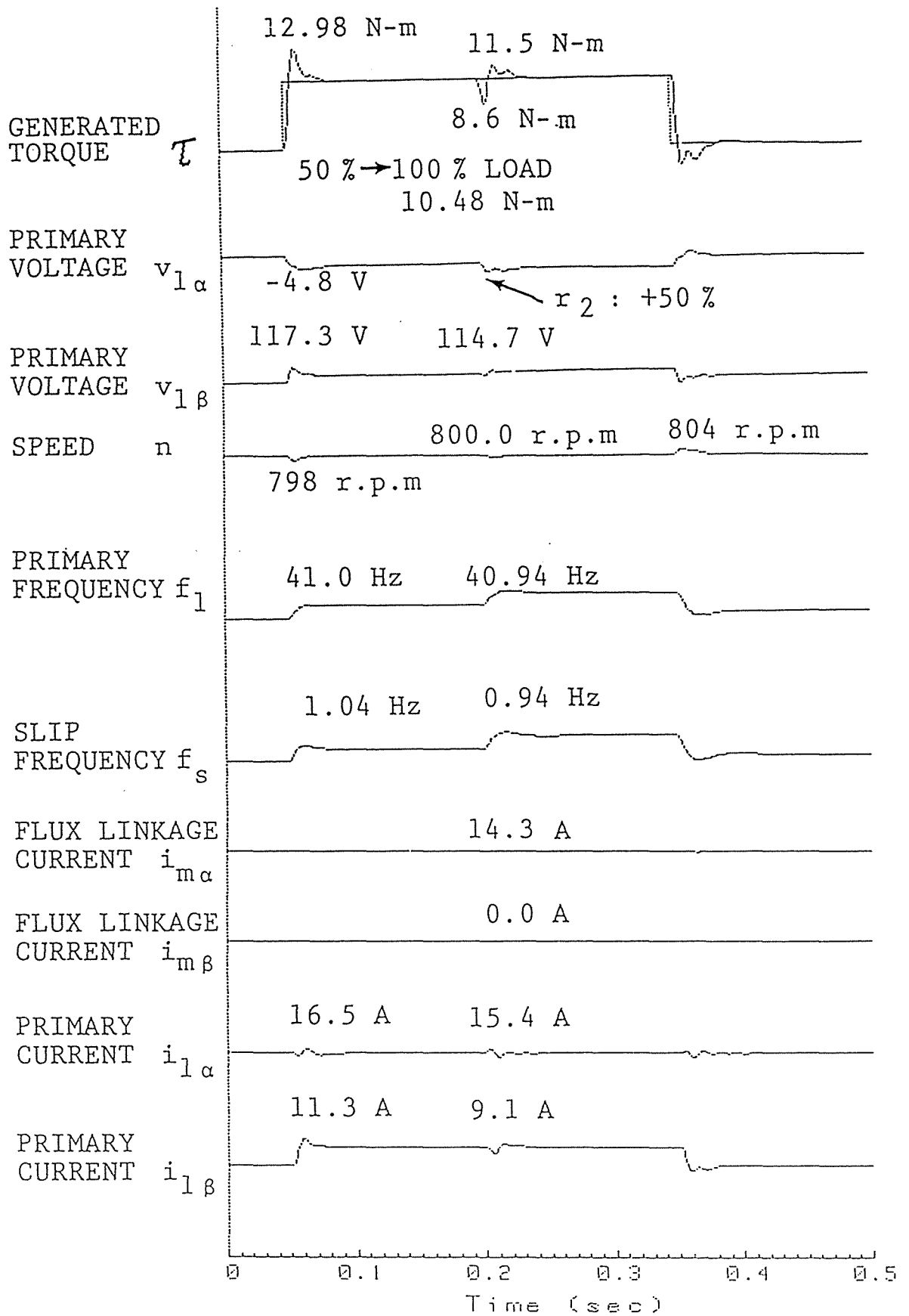


図 6. 10 (b) ベクトル制御系の外乱に対する応答

Fig.6.10(b) Step responses for disturbance of a secondary field oriented control system

レーション結果を示す。効率最適化のシミュレーションに用いた誘導電動機の定格と電動機定数を表2に示す。Fig.6.11は1次鎖交磁束制御系のすべり周波数に対する損失曲線である。制御可能な損失を最小とするすべり周波数が存在する。Fig.6.12にすべり周波数と効率の関係を示す。最大効率は負荷の軽重には関わらず、速度目標値が与えられるとそれによってきまるすべり角周波数により得られるので、目標速度で最大効率の得られる制御系を構成すればよい。Fig.6.13は効率最適化制御における1次電流と1次鎖交磁束成分電流の関係を示す。点線は任意の与えられた速度において、制御可能な損失を最小とする最大効率運転特性である。A点の平衡点で負荷が減少すれば鎖交磁束一定制御ではB点に平衡点が移動するが、C点まで磁束を弱めれば与えられた速度での最大効率運転となる。定トルク負荷(0.75 p.u)では、速度が減少すれば、鎖交磁束一定制御ではトルクはD点まで低下するが、E点まで磁束を強めれば定トルク負荷での最大効率運転となる。効率最適化制御系は1次鎖交磁束を調整することにより実現される。参考のため、Fig.6.14に全状態フィードバック制御による1次鎖交磁束制御系の速度応答を示す。

Fig.6.15は1次鎖交磁束制御による効率最適化速度制御系の応答波形を示す。フィードバックゲイン F は定常動作点 $i_{1\alpha}$ 、

$i_{1\beta}$ 、 $i_{0\alpha}$ より変動するが、最大効率を与える ω_s は目標速度により定まるので、1次電流 $i_{1\alpha}$ 、 $i_{1\beta}$ の動作点変動に対して、ゲイン F をあらかじめ計算しておく必要がある。ゲイン F をもとめた際の評価関数の重み係数を以下に示す。

$$\Gamma_1 = 5.0, \quad \Gamma_2 = 10.0, \quad \gamma_i = 0.005$$

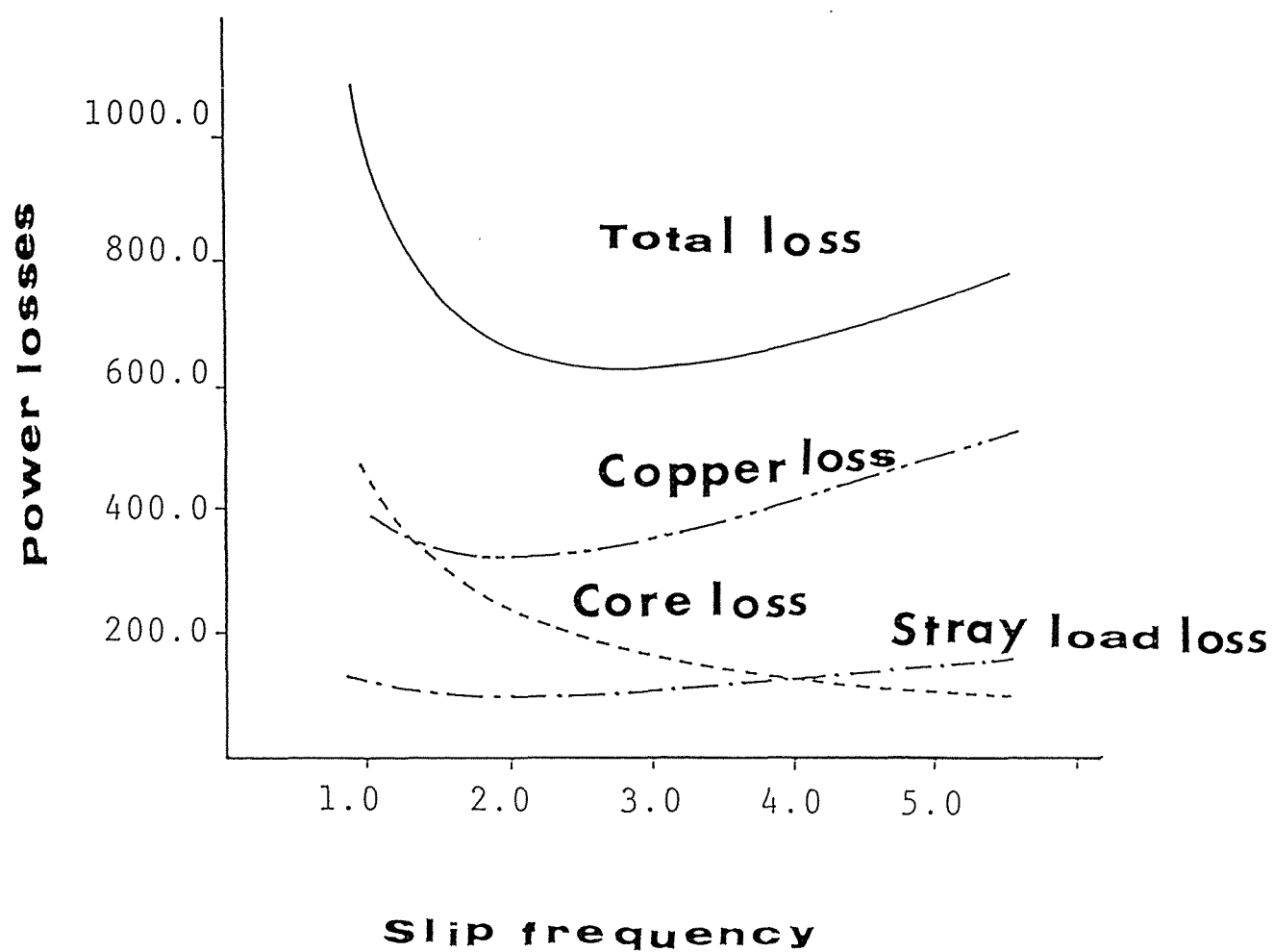


図 6. 1 1 すべり周波数－損失曲線

Fig.6.11 Slip frequency vs. powe losses

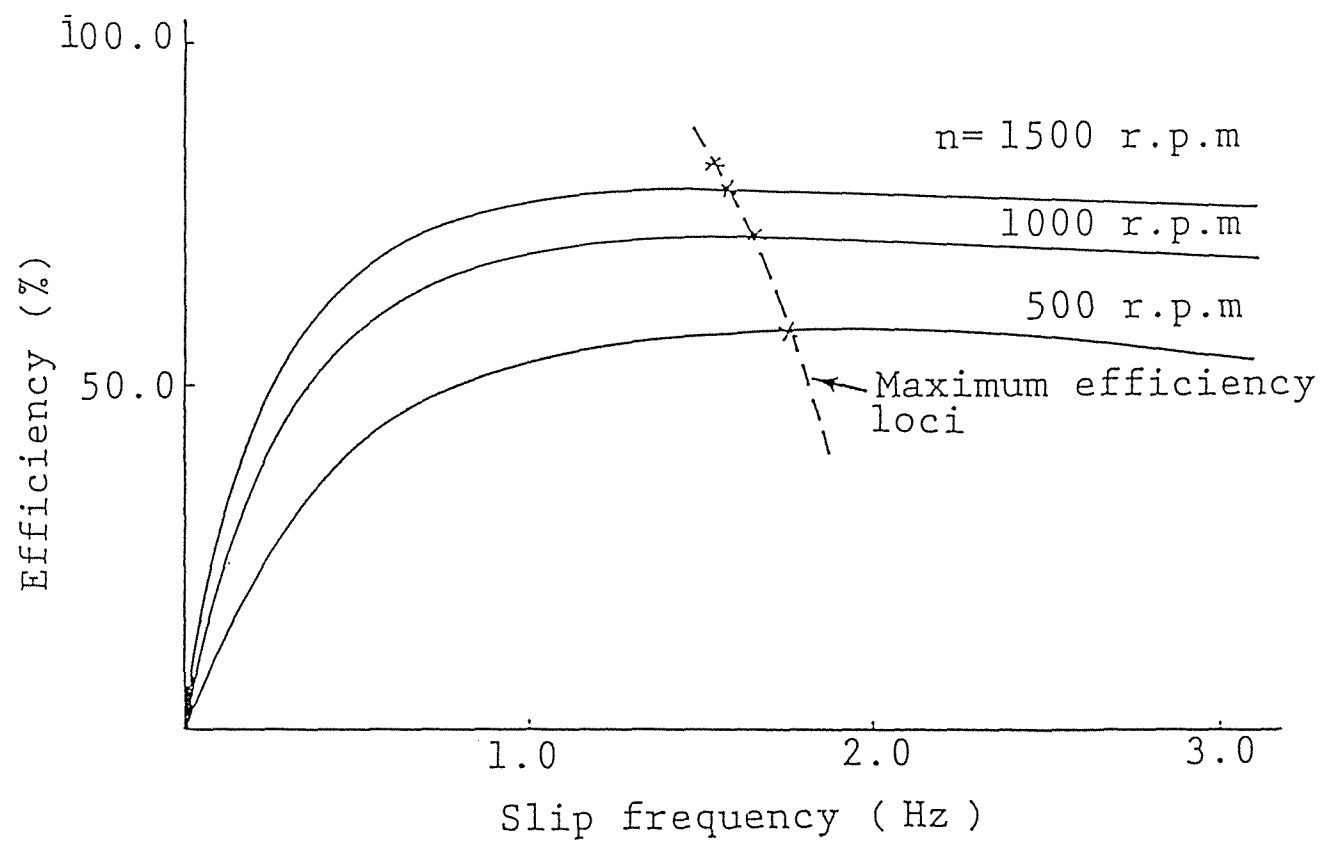


図 6. 1 2 最大効率曲線

Fig.6.12 Maximum efficiency loci

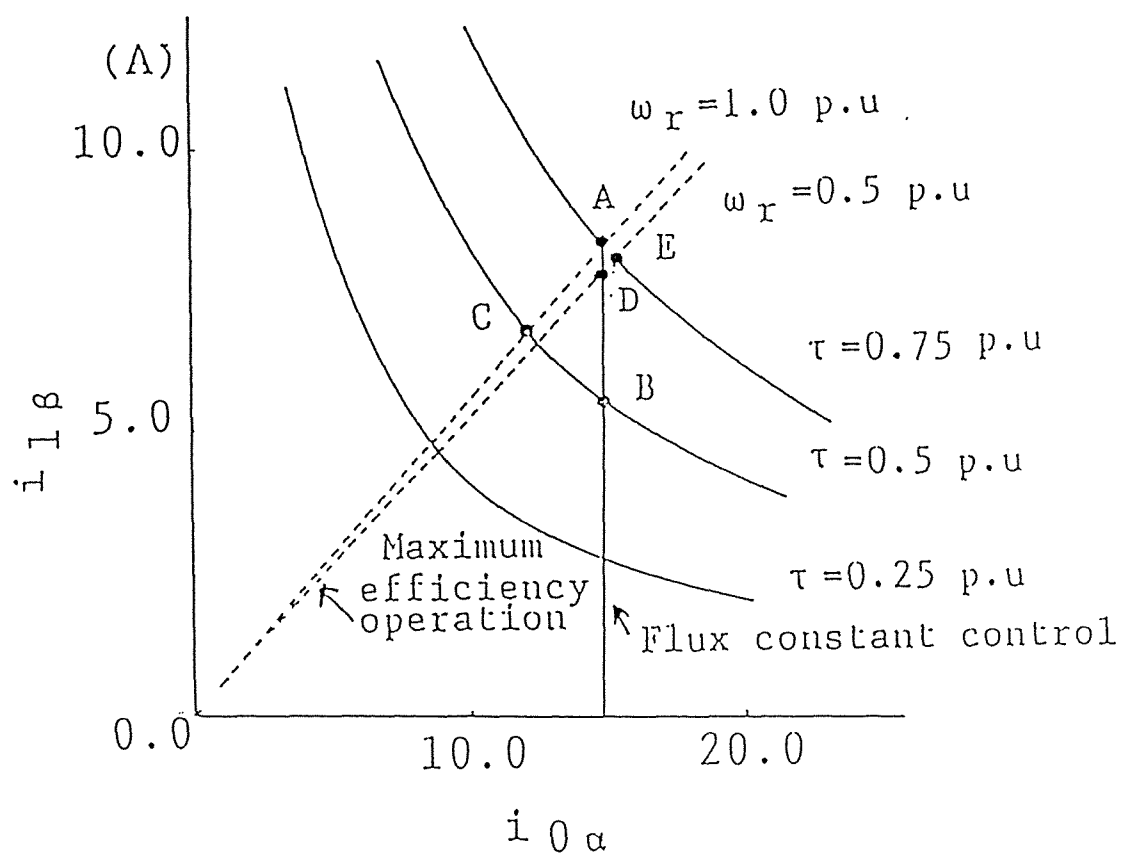


図 6. 1 3 効率最適化制御

Fig.6.13 Efficiency optimization

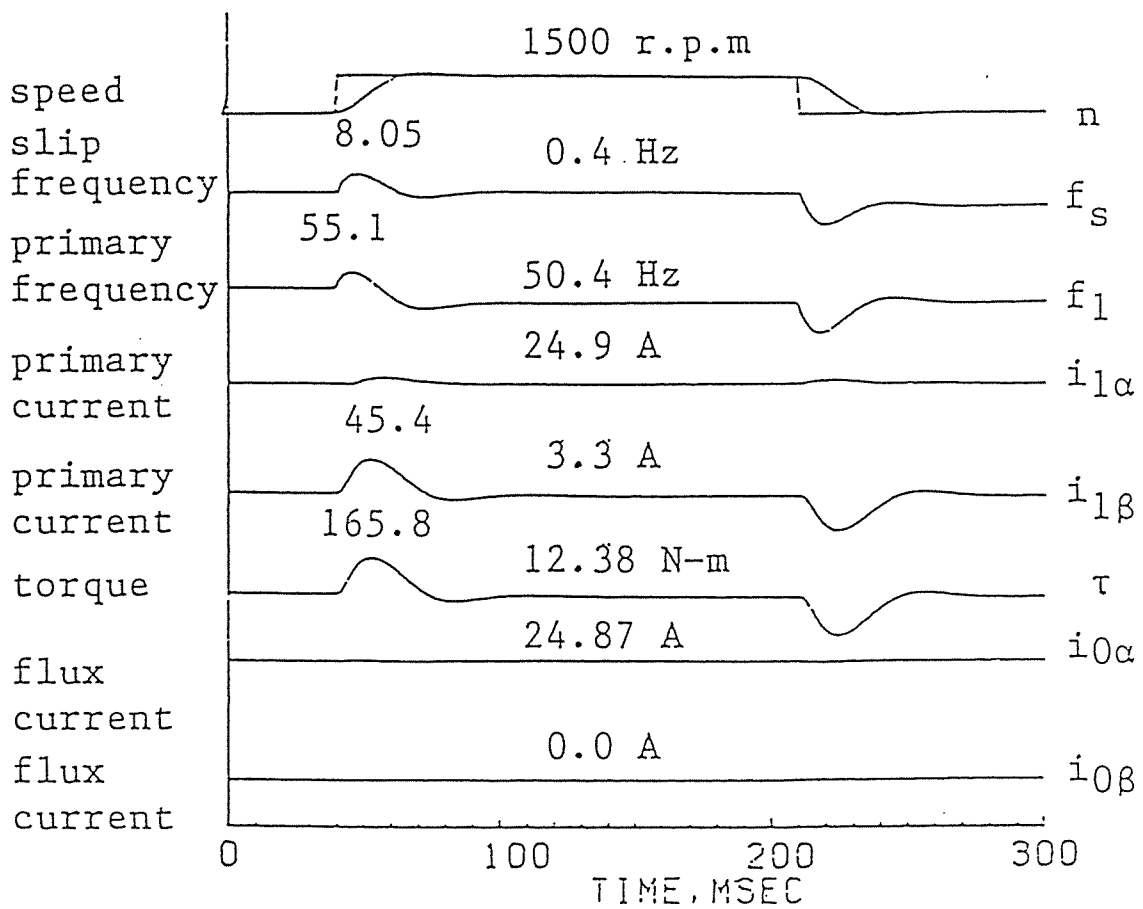


図 6. 1 4 1 次鎖交磁束制御系の速度応答

(誘導電動機 200V, 3.7KW)

Fig.6.14 Step responses for desired speed of primary field oriented control system

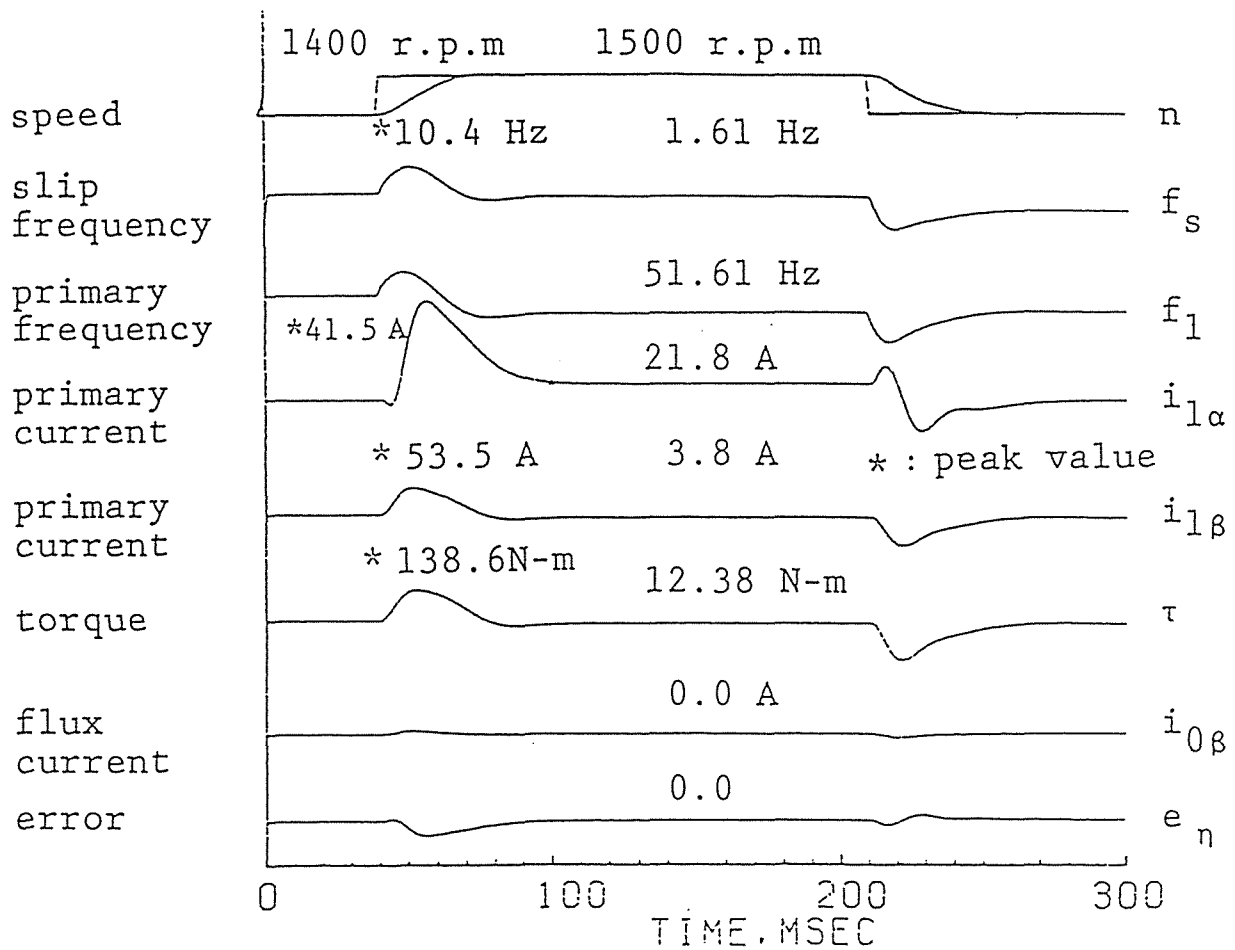


図 6. 1 5 効率最適化速度制御系の応答

Fig.6.15 Step responses with efficiency optimized speed control system

表2 定格と電動機定数

T a b l e . 2 Rating and Motor constants

Voltage	200	V
Output	3.7	Kw
Nominal speed	1430	r.p.m
Pole pair Number	2	
r_1	1.262	Ω
r_2	1.215	Ω
L_s	0.0757	H
L_r	0.0734H	H
M	0.0694	H

$$h_1 = 0.5, \quad h_2 = 0.5, \quad h_3 = 10.0$$

効率最適化制御は軽負荷では、磁束を弱めて鉄損を減少させ、負荷が増大するにつれて銅損が増大するのを磁束を増加させることにより銅損を減少させ、結果的には要求される出力（トルク）に対して、入力を最小になるように1次電流の磁束成分電流とトルク成分電流を制御していることになる。Fig.6.14の1次鎖交磁束を一定に制御した制御系の応答に比較して、効率最適化速度制御系の応答は速度の立ち上がりは若干遅れるが磁束可変により応答が特に悪化することはない。効率最適化のための誤差 e ⁷を表示しているが、定常状態では誤差 e ⁷が零となり効率最適化が達成されていることがわかる。

7. むすび

電圧制御による1次鎖交磁束制御法の基本理論を明らかにし、1次鎖交磁束制御による効率最適化手法を示した。

本章ではさらに、誘導電動機の制御可能な損失がすべり角周波数と出力の関数となることを明らかにし、1次鎖交磁束制御による効率最適化手法を述べた。同期角速度で回転する3出力-3出力、5次系の電圧制御入力の状態方程式を基にして最適レギュレータ理論により1次鎖交ベクトル制御系の効率最適化速度制御系構成法を提案し、その有効性をシミュレーションにより検討した。

1次鎖交磁束制御とベクトル制御のどちらが有利かについては実用面での検討が必要であろうが、1次鎖交磁束制御は可変電圧可変周波数の電圧形インバータで制御される誘導電動機においては実用的な制御系構成法であると考えられる。

本章の効率最適化手法は一般の誘導電動機の効率最適化に拡張可能となり、1次電流の位相に相当する1次電流比を最適に制御することにより力率制御も可能であり、省エネルギーの観点から産業界の各分野への応用が期待できる。

第6章に関連する参考文献

- 1) T. Matsuno and T. Lipo: Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-controlled Induction Motor Drives, IEEE Trans. Industrial Applications, IA-21-4, 624/632 (1985)
- 2) 堀, V. Cotter, 茅: 誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察, 電気学会論文誌 B, 106-3, 209/216 (1986)
- 3) I. TAKAHASHI and T. NOGUCHI, " A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-22-5, 820/827 (1986).
- 4) Xingyi Xu, Rik De Donker and Donald W. Novotny: A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive, PESC'88 RECORD, 870/876 (1988)
- 5) 高橋, 野口: 瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法, 電気学会論文誌, 106-1, 9/16 (1986)
- 6) 村田, 土谷, 武田: 状態フィードバックによる誘導電動機のベクトル制御について, 計測自動制御学会論文集, 24-6 596/602 (1988)

- 7) 村田, 土谷, 武田: 最適レギュレータ理論によるベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, 25-3 83/90(1989)
- 8) 村田, 土谷, 武田: 誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御, 第31回自動制御連合講演会前刷, 2005, 291/294(1988)
- 9) 村田, 土谷, 武田: 最適制御理論による誘導電動機の固定子鎖交磁束一定制御, 電気学会産業電力電気応用研究会資料, IEA-88-13, 59/68(1988)
- 10) 村田, 土谷, 武田: 誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御, 計測自動制御学会論文集, 25-11, 1194/1201(1989)
- 11) A.Kusko and D.Galler: Control Means for Minimizing of Losses in A.C and D.C Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-19-4, 561/570(1983)
- 12) D.S.Kirschen, D.W.Novotony and W.Suwanwisoot : Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-20-5, 1244/1250(1984)
- 13) 村田, 土谷, 武田: 最適制御理論を応用した1次回転磁界制御による誘導電動機の高効率制御系構成法, 平成元年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, 681/686, (1989)

- 14) 村田, 土谷, 武田: 1次鎖交磁束制御による誘導電動機の高効率制御系構成法, 第6回SICE北海道支部シンポジウム講演論文集, 33/36, (1989)
- 15) 電気学会 電気工学ハンドブック, p643(1988)
- 16) T.Tsuchiya :Improved Direct Digital Control Algorithm for Microprocessor Implementation,IEEE Transactions on Automatic Control,AC-27-2,295/306(1982)
- 17) 土谷:最適レギュレータ技法を用いた多入力多出力離散時間出力フィードバック制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, 20-3,193/199(1983)
- 18) 江上, 村田, 土谷: 最適制御理論を用いた誘導電動機の制御電圧源ベクトル制御に関する基礎的検討, 昭和62年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, 671/674(1987)
- 19) 杉本: 誘導機のベクトル制御 -2次抵抗変動を補償する制御, 平成元年電気学会全国大会シンポジウム,S.8-3/S.8-6 (1989)
- 20) 高橋: 1次鎖交磁束に着目した高速トルク制御, 平成元年電気学会全国大会シンポジウム,S.8-7/S.8-10(1989)

第 7 章 結 章

第 7 章 結 章

本論分においては誘導電動機の瞬時値制御の基礎となる状態方程式を求め、誘導電動機のベクトル制御理論を明確にした。状態方程式から出発してベクトル制御系を構成する有効な手法として、多入力多出力の最適レギュレータ理論を応用して速度制御、ベクトル制御、効率最適化制御を同時に実現する制御系を構成し、シミュレーション結果からその有用性を確かめた。

第 2 章では、本論文の基本式である同期角速度で回転する座標軸の電圧方程式、鎖交磁束式、トルク式を求めるのに必要なベクトルの概念、座標変換理論を簡潔に述べた。

同期角速度で回転する座標軸の諸量は周波数成分を含まず直流分のように取り扱うことができ、誘導電動機の過渡現象を直接把握できることを指摘した。

第 3 章では、磁束座標系で得られる良好な制御性能を定常、過渡状態ともにいかに実現するかを考え、現代制御理論の立場からベクトル制御理論を構築した。理想的な電流制御においては、1 次電流は 2 次回路の入力と考えることができる。ベクトル制御は 2 次電流に対抗して流れるトルク成分電流と磁束成分電流を独立に制御することである。このため、同期角速度で回転する座標軸を定常、過渡状態ともに常に磁束座標軸に一致させる制御を行えば、1 次電流のトルク成分電流と磁束成分電流を独立に制御できることを示した。これらを実現するためには 1 次電流、1 次角周波数を制御入力と考えるのが当然であり、制御対象の誘導電動機

は 3 入力 3 出力系となることを明らかにした。

ベクトル制御系と速度制御系を同時に構成する有効な手法として、多入力多出力系の最適レギュレータ理論による制御系構成法を提案し、本論文で提案するベクトル制御法の有用性を等価直流モデルを用いてシミュレーションを行い、目標値変動、パラメータ変動、外乱変動に対して良好な特性が得られることを示した。

第 4 章ではベクトル制御誘導電動機の損失と効率についての関係を明確にし、効率最適化の手法を示した。

誘導電動機の制御できる損失は銅損と鉄損である。そこで、同期速度で回転する座標軸の定常状態の等価回路より損失を評価し、制御可能な損失を 1 次電流の有効成分であるトルク成分電流と磁束成分電流とで表し、ベクトル制御誘導電動機の効率最適化の条件を導出した。効率は最大にする 1 次電流のトルク成分電流と磁束成分電流の最適比は制御対象の制御入力と状態変数とで記述されることから、電流比を最適に制御することによりベクトル制御誘導電動機の効率は最大となる。本論文で提案する効率最適化制御は制御可能な損失を最小とする 1 次電流のトルク成分電流と 2 次鎖交磁束成分電流の電流比から、電流誤差を定義することにより、これを零と制御することにより達成される。最大効率運転は磁束を制御することになり高速応答は期待されないとされてきたが、2 次回転磁界の角速度を制御することにより鎖交磁束一定制御のベクトル制御と同程度の高速応答が得られることを示した。速度制御、ベクトル制御の高速応答、効率最適化制御の三つの制御目的を同時に実現する制御系を最適レギュレータ理論により構成し、良好な特性が得られることをシミュレーションによって確認した。

第5章ではベクトル制御の最大の問題である2次鎖交磁束の推定法について考察を行い、1次鎖交磁束シミュレータ、双線形磁束オブザーバによる2次鎖交磁束の推定法を提唱し、シミュレーション結果より有用性を確認した。

従来の磁束演算器（磁束シミュレータ）によるすべり角周波数からの2次鎖交磁束の推定、あるいは2次回路方程式からの演算法では2次抵抗の変動が直接ベクトル制御そのものに多大な影響を与えるため、この変動を補償するための種々の回路構成が考案されてきた。また、2次回路方程式に基づく電流モデルによる演算では推定値への収束速度は2次回路の時定数に限定され、高速推定が不可能であり、また推定値は2次抵抗変化の影響が大きいことが指摘されていた。そのうえ、電圧モデルからの演算では推定値と真値との誤差が零に収束しないなどの問題点があった。これらの問題点の根本は演算の基になっている状態方程式が制御対象である誘導電動機の状態を正確に記述していないことにある。

本章では同期角速度で回転する座標軸の状態方程式が誘導電動機の動特性を厳密に把握できることから、回転磁界に蓄えられるエネルギーの無効分から鎖交磁束を推定する磁束シミュレータについて考察を行った。同期角速度で回転する座標系を採用すれば、電流モデル、電圧モデルの両者とも推定誤差が零となる磁束シミュレータが構成できることを示し、シミュレーション結果よりその有用性を検証した。磁束シミュレータの考え方では推定誤差の収束度は1次側、あるいは2次回路の時定数で定まるので、2次鎖交磁束を高速推定する有効な方法として、同期角速度で回転する座標系の状態方程式に基づいて双線形オブザーバを構成し、これをベクトル制御系に応用して、良好な制御特性が得られることを検証した。

第6章では従来の2次鎖交磁束を制御するベクトル制御に代わる制御法として注目されている1次鎖交磁束制御法の基本理論を明らかにした。1次鎖交磁束制御は電圧制御になることから電圧制御入力誘導電動機の数学モデルを導出し、1次電流の磁束成分電流とこれと直交するトルク成分電流の非干渉化の物理的意味を明確にした。電圧制御の1次鎖交磁束制御法と従来の2次鎖交磁束ベクトル制御法の比較、検討を行い、1次鎖交磁束制御は1次電圧回路が非干渉化されるので、2次抵抗などのパラメータ変動が生じてもトルクに影響しない制御系構成が可能であることを指摘しシミュレーション結果より1次鎖交磁束ベクトル制御法の有用性を検証した。

さらに、誘導電動機の損失を一般化し1次鎖交磁束制御による効率最適化手法について述べた。同期角速度で回転する3出力-3出力、5次系の電圧制御入力の状態方程式を基にして最適レギュレータ理論により1次鎖交制御による効率最適化速度制御系を構成、その有効性をシミュレーションにより検討した。

1次鎖交磁束制御は可変電圧可変周波数の電圧形インバータで制御される誘導電動機においては、実用的な制御系構成法であると考えられる。誘導電動機の制御可能な損失が一般化されたことにより、本論文の効率最適化手法は一般の誘導電動機の効率最適化法に拡張可能となり、また、1次電流の位相に相当する1次電流比を最適に制御することにより力率制御も可能であり産業界の各分野への応用が期待できることを指摘した。

著者の関連研究

本論文に係る著者の研究論文

- [1] 村田, 土谷, 武田: 状態フィードバックによる誘導電動機のベクトル制御について, 計測自動制御学会論文集, 24-6, 596/602(1988年6月公表)

- [2] 村田, 土谷, 武田: 最適レギュレータ理論によるベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系構成法, 計測自動制御学会論文集, 25-3, 348/354(1989年3月公表)

- [3] 江上, 村田, 土谷: 誘導サーボモータの予見制御, 計測自動制御学会論文集, 25-5, 608/610(1989年5月公表)

- [4] 森田, 村田, 土谷: 適応制御理論による誘導電動機の制御系構成とその応用, 計測自動制御学会論文集, 25-8, 889/895(1989年8月公表)

- [5] 村田, 土谷, 武田: 誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御, 計測自動制御学会論文集, 25-11, 1194/1201(1989年11月公表)

- [6] T.Murata, T.Tsuchiya and I.Takeda : Vector Control for Induction Machine on the Application of Optimal Control Theory, IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol.37-4, 283/290(1990年8月公表)

国際学会

- [1] T.Murata, T.Tsuchiya and I.Takeda : New Approach for constructing a Vector-Oriented control Theory by State Space Method,
International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation in 1987,
Cambridge, Massachusetts, Proceedings of IECON'87,
272/279(1987年11月発表)

- [2] T.Murata, T.Tsuchiya and I.Takeda : A New Synthesis Method for Efficiency Optimized Speed Control System of Vector-Controlled Induction Machine,
19th Annual Power Electronics Specialist Conference in Kyoto, PESC'88 RECORD, 862/869(1988年4月発表)

- [3] T.Murata, T.Tsuchiya and I.Takeda : Quick Response and High Efficiency Control of The Induction Motor Based on Optimal Control Theory,
11th IFAC WORLD CONGRESS,
Tallinn, Estonia, USSR(1990年8月発表)

本論文に関する著者の研究発表

- [1] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御方式の誘導電動機の状態方程式 - 回転磁界座標系における一般式 -
昭和61年電気関係学会北海道支部連合大会, 75 1986年10月
- [2] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の効率最適化速度制御系の構成 - ベクトル制御方式 -
昭和61年電気関係学会北海道支部連合大会, 75 1986年10月
- [3] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御方式の誘導電動機の状態方程式 - 回転磁界座標系における一般式 -
第29回自動制御連合講演会, 3049 1986年11月
- [4] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の効率最適化速度制御系の構成 - ベクトル制御方式 -
第29回自動制御連合講演会, 3050 1986年11月
- [5] 村田, 土谷, 武田 : 状態フィードバックによる誘導電動機のベクトル制御,
SICE北海道支部学術講演会, 27 1987年 2月
- [6] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御方式による誘導電動機の効率最適化速度制御系,
SICE北海道支部学術講演会, 26 1987年 2月

- [7] 村田, 土谷, 武田 : 最適レギュレータ理論による誘導電動機のベクトル制御,
昭和62年電気学会全国大会, NO.645 1987年 4月
- [8] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御方式による誘導電動機の効率最適化速度制御系構成法
昭和62年電気学会全国大会, No.646 1987年 4月
- [9] 村田, 土谷, 武田 : 最適レギュレータ理論による誘導電動機のベクトル制御,
昭和62年電気学会産業応用部門全国大会, 135,665/669
1987年 8月
- [10] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御方式による誘導電動機の効率最適化速度制御系の構成法,
昭和62年電気学会産業応用部門全国大会, 134,659/664
1987年 8月
- [11] 江上, 村田, 土谷 : 最適制御理論を用いた誘導電動機の制御電圧源ベクトル制御に関する基礎的研究,
昭和62年電気学会産業応用部門全国大会, 136,671/674
1987年 8月
- [12] 森田, 村田, 土谷 : 適応制御理論による誘導電動機のベクトル制御,
昭和62年電気学会産業応用部門全国大会, 137,675/678
1987年 8月

- [13] 村田, 土谷, 武田 : 最適レギュレータ理論による新しいベクトル制御誘導電動機の研究,
第30回自動制御連合講演会, 3082,565/568 1987年10月
- [14] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御誘導電動機の効率最適化速度制御系の解析,
第30回自動制御連合講演会, 3083,569/572 1987年10月
- [15] 森田, 村田, 土谷 : 適応制御理論による誘導電動機のベクトル制御,
第30回自動制御連合講演会, 3081,561/564 1987年10月
- [16] 江上, 村田, 土谷 : 最適制御理論を用いた誘導電動機の制御電圧源ベクトル制御に関する基礎的研究,
第30回自動制御連合講演会, ,557/560 1987年10月
- [17] 村田, 土谷, 武田 : 最適レギュレータ理論を応用したベクトル制御誘導電動機の速度制御系の解析,
昭和62年電気関係学会北海道支部連合大会, 129,150/151
1987年10月
- [18] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御誘導電動機の最大効率について,
昭和62年電気関係学会北海道支部連合大会, 130, 152/153
1987年10月

- [19] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の磁束センサレス
ベクトル制御について
第20回計測自動制御学会北海道支部学術講演会, 3, 13/14
(1988年 2月)
- [20] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御誘導電動機の最大効率に
関する考察,
第20回計測自動制御学会北海道支部学術講演会, 4, 15/16
(1988年 2月)
- [21] 森田, 村田, 土谷 : 適応制御理論による誘導電動機の制御
系構成とロボットマニピュレータへの応用,
第4回計測自動制御学会北海道支部シンポジウム, 13,
39/42(1988年 2月)
- [22] 村田, 土谷, 武田 : 最適レギュレータ理論による誘導電動
機の固定子鎖交磁束一定制御,
第5回計測自動制御学会北海道支部シンポジウム, 61/64
1988年 7月
- [23] 村田, 土谷, 武田 : 最適制御理論による誘導電動機の固定
子鎖交磁束一定制御,
電気学会産業電力電気応用研究会, IEA-88-13, 59/68
1988年 7月
- [24] 村田, 土谷, 武田 : ベクトル制御誘導電動機の最大効率運
転に関する一考察,
電気関係学会北海道支部連合講演会, 61, 84/85, 1988年 10月

- [25] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の等価回路と1次鎖交磁束ベクトル制御法
電気関係学会北海道支部連合講演会, 62,86/87,1988年 10月
- [26] 村田, 土谷, 武田 : 1次鎖交磁束ベクトル制御誘導電動機の速度制御系構成法,
電気関係学会北海道支部連合講演会, 63,88/89,1988年 10月
- [27] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御
第31回自動制御連合講演会, 2005,291/294,1988年10月
- [28] 江上, 村田, 土谷 : 誘導電動機のロバスト制御,
第21回計測自動制御学会北海道支部学術講演会,
23,45/46 1989年10月
- [29] 村田, 土谷, 武田 : 電圧制御によるベクトル制御誘導電動機の効率最適化,
第21回計測自動制御学会北海道支部学術講演会,
32,63/64 1989年10月
- [30] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の磁界制御形ベクトル制御
- 1次, 2次鎖交磁束制御の比較,
第21回計測自動制御学会北海道支部学術講演会,
33,65/66 1989年10月

- [31] 村田, 土谷, 武田 : 状態フィードバックによる誘導電動機の1次鎖交磁束ベクトル制御,
平成元年電気学会全国大会, 1665,13-44/13-45,
1989年 4 月
- [32] 村田, 土谷, 武田 : 最適制御理論を応用した1次回転磁界制御による誘導電動機の高効率制御系構成法,
平成元年電気学会産業応用部門全国大会, 162,681/686
1989年 8月
- [33] 村田, 土谷, 武田 : 1次鎖交磁束制御による誘導電動機の高効率制御系構成法,
第6回計測自動制御学会北海道支部シンポジウム,
2,33/36 1989年9月
- [34] 村田, 土谷, 武田 : 部分状態フィードバックによる誘導電動機の世界速度センサレス・1次鎖交磁束制御,
第6回計測自動制御学会北海道支部シンポジウム,
4,39/42 1989年9月
- [35] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の1次鎖交磁束制御における損失と効率,
平成元年度電気関係学会北海道支部連合講演会, 42,51/52
1989年 9月

- [36] 村田, 土谷, 武田 : 1次鎖交磁束制御による誘導電動機の高効率制御系構成法,
平成元年度電気関係学会北海道支部連合講演会, 43,53/54
1989年 9月
- [37] 村田, 土谷, 武田 : 部分状態フィードバックによる誘導電動機の速度センサレス1次鎖交磁束制御,
平成元年度電気関係学会北海道支部連合講演会, 44,55/56
1989年 9月
- [38] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の速度センサレスベクトル制御 - 2次抵抗変動の影響 -,
第22回計測自動制御学会北海道支部学術講演会,
37/38, 1990年 2月
- [39] 村田, 土谷, 武田 : 誘導電動機の効率最適化制御の一般化理論,
第22回計測自動制御学会北海道支部学術講演会,
39/40, 1990年 2月
- [40] 村田, 土谷, 武田 : 電力関係に着目した誘導電動機の2次鎖交磁束シミュレータの一方式,
第23回計測自動制御学会北海道支部学術講演会,
11/14, 1991年 2月

謝 辞

本論文は著者が1986年5月、文部省内地研究員として北海道大学工学部一般電気工学講座に留学中に研究を開始し、その後現在に至るまで終始一貫して研究してきたものをまとめたものである。この間、本研究を行うにあたり、多くの方々のご協力、ご支援を賜り深謝申し上げます。

北海道大学工学部教授 土谷武士先生には本研究に対して終始多大なるご指導、様々なご助言を戴きました。制御入力とは何かから始まり、誘導電動機の状態方程式を導出することができ、本研究の主テーマである制御理論を応用したベクトル制御系構成が可能になりました。ここに、心より厚く御礼申し上げます。

北海道大学工学部一般電気工学講座助教授 武田毅先生、助手故宮田忠義先生、助手桑原敏彦先生には適切なご助言をいただき感謝申し上げます。一般電気工学講座技官奥村 豊氏には一般電気工学講座で研究中何かとお世話になりました。ありがとうございます。

北海道大学工学部教授 深井一郎先生には日頃より多大なご支援、激励を賜り、ここに深く感謝の意を表します。

北見工業大学電気工学科電気機械工学講座 教授武田郁夫先生、助教授田村淳二先生には本研究を遂行するにあたり、適切なご助言、ご討論をいただき感謝申し上げます。北見工業大学電気工学科電気機械工学講座 技官小竹正敏氏には講演原稿用図面、学会誌図面の製作でご協力いただき深謝いたします。

神奈川大学工学部 助教授江上正先生、三菱電気(株)森田英昭氏には学会発表、ゼミナールなどでご討論をしていただき、数

々のご示唆を戴きました。ここに厚く深謝申し上げます。

学会講演，論文査読の場などにおいて，最初はベクトル制御理論を証明したに過ぎないとの厳しいコメントもいただきましたが，多くの方々のご討論，ご助言をいただき，ここに本研究をまとめることができました。謹んで深謝いたします。