

誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の
安定性の解析法と改善に関する研究

大 山 和 宏

①

誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の
安定性の解析法と改善に関する研究

平成 10 年 2 月

大 山 和 宏

目 次

第1章 緒論	1
1.1 本研究の背景	1
<1.1.1> ベクトル制御	1
<1.1.2> 速度センサレス化する必要性	2
<1.1.3> 速度センサレスベクトル制御の研究の流れ	3
1.2 これまでの問題点と研究目的	1 2
<1.2.1> これまでの問題点	1 2
<1.2.2> 本研究の目的	1 4
1.3 本論文の概要	1 5
第2章 誘導電動機速度センサレスベクトル制御系に おける電流制御ループを考慮した安定性解析	1 8
2.1 センサレスベクトル制御系の解析	1 8
<2.1.1> 回路構成	1 8
<2.1.2> 系の連立微分方程式の導出と線形化	1 8
2.2 数値計算及び実験結果	2 5
第3章 dq 同期軸上電流制御ループによる誘導電動機 速度センサレスベクトル制御系の安定性改善	4 0
3.1 電流制御ループを考慮した速度センサレスベクトル制御系 の解析	4 0
<3.1.1> 回路構成	4 0
<3.1.2> 系の連立微分方程式の導出	4 0
3.2 数値計算及び実験結果	4 4

<3.2.1> 速度応答特性	4 4
<3.2.2> 電流応答特性	6 4
第4章 適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス 直接形ベクトル制御系の低速運転時の安定性解析	6 8
4.1 解析方法	6 8
<4.1.1> 解析モデル	6 8
<4.1.2> 一次電圧検出部の式	6 8
4.2 解析結果	7 4
第5章 結 論	8 9
謝 辞	9 1
文 献	9 2
付 録	1 0 0

第1章 緒論

1.1 本研究の背景

〈1.1.1〉 ベクトル制御

電動機の歴史は、1831年のM.Faradayの電磁誘導現象の発見に始まり、ほぼ同時期に直流電動機、1885年頃にG.Ferraris, N.Teslaらによって誘導電動機が発明された^{(1), (2)}。直流電動機は、供給電圧の制御により容易に速度を変えられ、電機子電流、界磁電流の制御によって任意のトルク特性が得られるといった優れた特徴を有している。その用途は広範囲にわたり、工作機械、鉄鋼プラントの各種駆動用電動機、巻き取り機、荷役機械、電気鉄道車両など各種にわたって使用されてきた。しかし、直流電動機はブラシと整流子を有するため、保守、管理、寿命の点で多くの問題を抱えており、最高速度や電動機容量も制限される⁽³⁾。これに対し交流電動機、中でもかご形誘導電動機はブラシと整流子を持たないため、直流電動機に比べて、保守が省力化できる、最高速度や電動機容量を増加できる、設置環境条件が緩和されるなどの特徴を有している⁽⁴⁾。しかし、誘導電動機の可変速駆動は直流電動機のそれと比べて難しく、複雑な駆動システムと高度な制御を必要とするため、一定速度運転での用途に用いられてきた。誘導電動機の制御性能が向上できるのなら、保守、最高速度、電動機容量、設置環境条件の制約が大幅に改善され、究極の可変速駆動システムが実現できることになる。

誘導電動機の可変速駆動は、基本的には一次周波数の制御により行われる。1968年にはB.Mokrytzki氏が滑り周波数制御方式の適用例を報告した⁽⁵⁾。滑り周波数制御方式は、速度を検出し、すべり周波数に応じて周波数の制御を行うため精密な制御ができ、用途に応じて所望のトルク特性を得ることができる。しかし、滑り周波数制御は一次電流の過渡時に生じる位相変化を考慮していないので速度応答が遅く、速度のステップ応答で数百[ms]程度が限界

であった。1970年には吉田氏らによって、電動機端子電圧とインバータ周波数の比を一定に保ち、速度と無関係に定格磁束を得ようとするV/f一定制御方式が発表された⁽⁶⁾。この方式は速度検出を必要とせず、制御回路が簡単な反面、負荷トルクに応じて変化する滑り周波数のために精密な速度制御が困難であった。

このような状況の中で、1971年、Siemens社のF.Blaschke氏は、交流電動機を直流電動機と同等な制御特性で駆動できるベクトル制御の概念を発表した⁽⁷⁾。この方法はエアギャップの主磁束を検出し、磁束軸に相当する磁束成分電流とこれに直交するトルク成分電流の分離を行い、これらを互いに独立に制御することにより、交流機に直流電動機と等価な機能を持たせるものである。これに対し、さらに実用的な方法として、滑り周波数の演算値から主磁束位置を推定する滑り周波数形ベクトル制御も提案された⁽⁸⁾。これらの研究成果によって、従来の概念が一変し、誘導電動機を高性能運転する展望が開けた。そして、誘導電動機駆動システムは、従来では直流電動機を使用していた分野にまで普及し、現在では数百Wサーボモータから数千kW級の圧延機駆動にまで幅広く用いられている。

<1.1.2> 速度センサレス化する必要性

誘導電動機のベクトル制御を実現するためには磁束位置の検出が必須になる。開発初期の頃、誘導電動機内に取り付けられたホール素子などの磁気センサにより磁束位置の検出を行っていた⁽⁷⁾。その後、磁束位置を直接検出する代わりに、電圧モデル⁽⁹⁾を用いて電動機の電圧、電流の検出値から磁束位置を推定する方式が主流となった^{(10)~(15)}。この方式を直接形ベクトル制御と呼ぶ。直接形ベクトル制御の場合でも、速度制御ループを設ければ速度センサが必要になる。また、電動機電流、電動機速度の検出値から電流モデル⁽⁹⁾を用いて磁束位置を推定する滑り周波数形ベクトル制御も提案された^{(8), (16)~(19)}。滑り周波数形ベクトル制御の場合、磁束位置推定のために速度センサが必ず必要になる。しかし、速度センサを用いた場合、以下のような

問題点が生じてくる。

① 環境仕様

速度センサは通常電子回路が内蔵されており，速度センサの環境仕様が誘導電動機の環境仕様よりも狭い。また，速度センサをカップリングすると衝撃負荷に強い誘導電動機の特徴が十分に発揮できない場合がある。

② 設置場所

誘導電動機の両軸を使用する時，電動機設置場所に寸法の制限がある時など，速度センサが取り付けられないことがある。

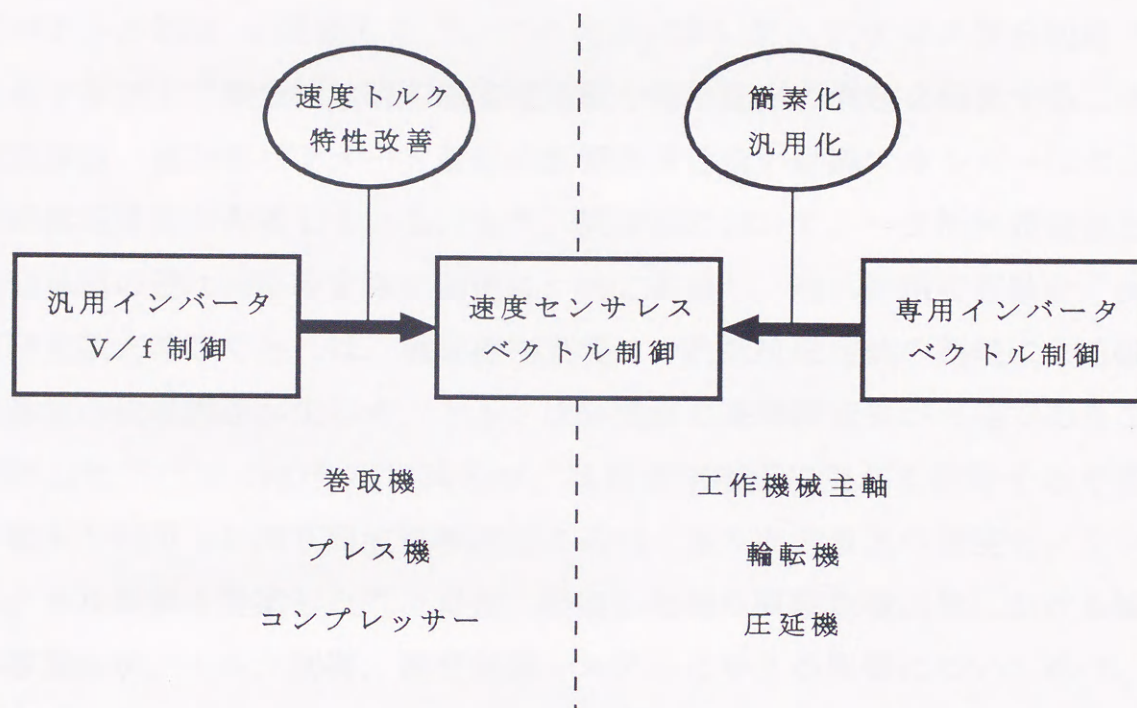
③ コスト

インバータが設置してある電気室と電動機を設置してある場所とが離れている場合，速度検出信号用として耐雑音性を向上させるための配線工事が必要になり，コストアップの要因になる。

上記①～③の問題点を解決し，トルク制御ができ，脱調せずに最大トルクが得られる駆動装置が求められ，速度センサレスベクトル制御が盛んに研究されている。

<1.1.3> 速度センサレスベクトル制御の研究の流れ

速度センサレスベクトル制御^{(20)~(23)}を開発するにあたり，速度センサ付きベクトル制御を速度センサレス化しようというアプローチ^{(24)~(34)}とV/f制御におけるトルク，速度，制御面での特性を改善しようというアプローチ^{(35)~(41)}がある。つまり，速度センサレスベクトル制御は，技術，性能的に専用インバータとしての速度センサ付きベクトル制御と汎用インバータとしてのV/f制御の中間に位置する。第1.1図は，その状況を説明するものである。開発目的が速度センサ付きベクトル制御の速度センサレス化か，V/f制御の特性改善かによって達成された運転性能にも差があり，各々の分野において応用されている。このような技術的な要求に基づくアプローチの他に，制御理論を応用するアプローチもある。それは，モデル規範適応システム(MRAS)を適用するアプローチ^{(42)~(62)}やカルマンフィルタを適用するアプ



第1.1図 速度センサレスベクトル制御に対するアプローチ
の概念説明図

ローチ^{(63), (64)}である。

最初に、速度センサ付きベクトル制御を速度センサレス化しようというアプローチから開発された方式を挙げ、それぞれの特徴と検討されたことについて述べる。1987年大谷氏らは、トルク成分電流の指令値と演算値が一致するように一次周波数を制御し、回転子速度を推定するトルク成分電流帰還に基づいた滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御(トルク成分電流帰還形ベクトル制御)を提案した⁽²⁴⁾。この方式において、アナログ積分回路で起こるドリフト、積分開始時の磁束初期値の取り込みの問題を解決する二次磁束演算法、電動機パラメータ変動の影響を受けない励磁エネルギーによる磁束振幅演算法を考案している。また、同方式において、一次抵抗設定値と磁束演算器の遅れ回路時定数の関連について考察し、遅れ回路時定数を二次回路時定数と等しくとれば、電動機拘束時に一次抵抗設定値の誤差による磁束演算値の位相誤差が生じず、トルク成分電流の高精度演算が可能であることを示した^{(25)~(27)}。1983年石田氏らは、誘導機相電圧に現れる回転子みぞ高調波電圧を利用した滑り周波数検出法に基づく滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御を提案した⁽²⁸⁾。また、提案した滑り周波数検出法における検出応答遅れが、トルク制御、速度制御システムに与える影響について述べ、応答遅れのある検出器を用いた場合に適したシステム構成法を考案した⁽²⁹⁾。1987年中野氏らは、滑り周波数の指令値と推定値とが一致するように制御することで回転速度を推定する電流形インバータによる滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御を提案した⁽³⁰⁾。系の安定性解析を行うことで、トルクゲイン、速度推定器の比例ゲインと積分ゲインの設計指針を述べている。1992年東氏らは、電流形インバータで磁束成分電流を一定に制御した場合に、ベクトル制御の条件が満たされることに着目し、一次電圧指令値と一次電圧検出値の d 軸成分が一致するように一次周波数を制御する滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御を提案した⁽³¹⁾。1993年根葉氏らは、インバータ内のフィルタコンデンサを考慮した誘導機等価回路から一次電流推定法を導出し、電流センサを用いないPWM電流形インバータによる滑り周波数形の速

度センサレスベクトル制御を提案した⁽³²⁾。1996年T.Kim氏らは、一次電圧指令、一次電流から電圧モデルを用いて一次、二次磁束を演算する滑り周波数形速度センサレスベクトル制御系の低速運転特性の改善法を提案した⁽³³⁾。低速運転領域で問題となる一磁束演算での積分ドリフトは、デジタル積分を用いることで解決している。定常状態を仮定した滑り周波数演算法を用いると、超低速運転時に非線形摩擦、負荷、空間高調波により不安定になることを述べ、過渡状態を考慮した滑り周波数演算法を用いることで安定性を改善している。低速運転時に顕著になる一次電圧誤差の補償も行っている。1997年新中氏は、低速運転領域は滑り周波数形磁束オリエンテーションが中心になり、高速運転領域は直接形磁束オリエンテーションが中心となる周波数領域でのハイブリッド方式を適用した速度センサレスベクトル制御を提案した⁽³⁴⁾。全ての動作点で、速度、位置情報を必要としない純粋な二次磁束オリエンテーションが行え、磁束オリエンテーション過程で得られる一次、二次磁束推定値を用い、各磁束制御器が簡単に実現できることを示している。一次周波数から滑り周波数推定値を減じて得られる回転子速度推定値は、動特性を必要とせず瞬時値なので、速い速度制御ループが実現できることを示している。

次に、 V/f 制御におけるトルク、速度、制御面での特性を改善しようというアプローチから開発された方式を挙げ、それぞれの特徴と検討されたことについて述べる。1987年奥山氏らは、制御電圧源による滑り周波数形ベクトル制御を速度センサレス化した⁽³⁵⁾。インバータ出力電圧指令値は、誘導機電圧方程式に対し、定常状態、二次磁束 d 軸成分が一定、二次磁束 q 軸成分が零、という条件を付加した式から演算している。定常状態を仮定した式を用いるために生じる電流変化時の磁束変動、電動機定数変動によるインバータ出力電圧指令の演算誤差、直流リンク部電圧変動、ノイズが原因で起こる磁束変動に対する補償法も示している。電流調節器の特性が速度推定に影響しないことをシミュレーションで確認し、速度制御系は実速度をフィードバックするシステムと同様に設計できることを示している。さらに、この方式を

基本にして、速度、電流調節器を持たない簡略化された制御電圧源による滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御を提案し、 V/f 一定制御に比べ大きく特性改善されることを示した⁽³⁶⁾。磁束成分電流設定値と磁束成分電流を用いた一次抵抗設定誤差の補償法も示している。1989年関根氏らは、一次周波数を推定し、一次電圧指令演算にトルク電流検出値を用いる奥山氏らの方式⁽³⁶⁾に対し、回転子速度を推定し、トルク成分電流指令値を用いる方式を提案した⁽³⁷⁾。両方式において安定性解析を行い、高速運転域での安定性が向上することを示している。1991年山村氏らは、一次電流指令と一次電流が一致するように滑り周波数を制御する制御電圧源による滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御を提案した⁽³⁸⁾。回転子速度は、電圧方程式にベクトル制御の条件を加えた式から演算し、機械系の式を用いた速度オブザーバで一次電圧指令、一次電流が原因で生じる速度脈動を除去することで求めている。1993年A.Gastli氏らは、誘導機電圧方程式二次側に基づく電流モデルを用いて二次磁束推定を行い、その推定値から最適な電動機印加電圧を求め、二次磁束を直接制御する滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御を提案した⁽³⁹⁾。電流モデルで必要になる速度情報は、電流制御誤差から得ている。速度指令変更時における速度推定に対し、サンプル周期中の速度変化分を用いたフィードフォワード補償を導入し、安定な動作と設計値どおりの速度応答を得ている。1993年山村氏らは、一次電圧、電流の検出値から、一次電流と一次磁束の積としてモータの瞬時トルクを演算し、これとトルク指令の偏差からインバータの最適なオン・オフパターンを得る制御電圧源による滑り周波数形の速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁴⁰⁾。制御電圧源だが、一次電流の偏差をフィードバックすることで安定性を向上させている。1994年岡村氏らは、奥山氏らの方式⁽³⁶⁾が、過渡状態において微分項による誤差項の影響で滑り角周波数が過大となり、安定な速度制御ができなくなることを指摘し、滑り角周波数を遅延回路にて遅延させることで安定性の改善を行った⁽⁴¹⁾。運転前に無負荷状態において電動機定数を測定し、インバータに設定することで、速度センサレスでありながら速度制御誤差の小さなインバータが開発

できることを述べている。

最後に、制御理論を応用するアプローチから開発された方式を挙げ、それぞれの特徴と検討されたことについて述べる。1988年杉本氏らは、MRASに基づく回転子速度推定法を用いた滑り周波数形の数速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁴²⁾。 d 、 q 同期座標軸上での電圧モデルと電流モデルを用いた適応二次磁束オブザーバを用いており、速度適応調整則はポポフの積分不等式を満足するように決められている。1991年T.M.Rowan氏らは、電動機電圧方程式から規範モデルを導出し、それに対する検出値を調整モデルとして、両モデルで推定された推定値の誤差をなくすように滑り角周波数を制御し、回転子速度を推定する滑り周波数形の数速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁴³⁾。規範モデルとして、トルク規範モデル、無効電力規範モデル、 d 軸電圧規範モデル、 q 軸電圧規範モデルを提案し、トルク規範モデル以外の規範モデルは、滑り角周波数を真値に収束させることを示している。さらに、電流モデルから導出された d 軸一次電圧の式を規範モデルとし、 d 軸一次電圧検出値を調整モデルとして、両モデルの d 軸一次電圧の誤差をなくすように滑り角周波数を制御し、回転子速度を推定する滑り周波数形の数速度センサレスベクトル制御系を実機において実現した⁽⁴⁴⁾。1991年久保田氏らは、適応二次磁束オブザーバを用いた直接形の数速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁴⁵⁾。適応二次磁束オブザーバは、同一次元オブザーバで構成され、オブザーバの極は回転数に依らず誘導機の極の k 倍になるように設定している。適応する回転子速度は、リアプノフ安定条件から導出された速度適応調整則により推定している。運転中にも使用可能な一次抵抗同定法も示している。この方式に対し、速度推定を行う際の間変数を加速度と見なし外乱トルクを推定し、外乱トルク補償を行い、負荷トルクのステップ変化に対する速度低下を抑制した⁽⁴⁶⁾。また、速度と二次抵抗を同時に推定できない理由として、入力がrichness条件を満足していないことを述べ、励磁電流指令に交流分を重畳することでrichness条件が満足され、速度と二次抵抗が同時に推定できることを示した⁽⁴⁷⁾、⁽⁴⁸⁾。低速運転領域では一次電圧が低くなるため、電圧の

検出精度または制御精度が悪化し運転が困難になることを述べ、一次電圧のオフセットを補償することにより低速運転領域の特性を改善する方法を提案した⁽⁴⁹⁾。1991年楊氏らは、適応二次磁束オブザーバを用いた直接形速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁵⁰⁾。適応二次磁束オブザーバは、同次元オブザーバで構成され、オブザーバの極は回転数に依らず誘導機の極の k 倍になるように設定している。回転子速度推定と一次抵抗同定の式は、Popovの不等式を満足する、前向き伝達関数が強正実である、という条件から導かれている。二次抵抗設定値の誤差は回転子速度の推定値の誤差に反映され、回転子速度と二次抵抗の設定誤差補償を同時に行うことは理論的に不可能であることを述べている。さらに、この制御系の安定性を検討した⁽⁵¹⁾。一次抵抗設定誤差がなく二次抵抗設定誤差がある場合において、安定であるオブザーバゲイン k の範囲を、前向き伝達関数が強正実である、という条件から導いている。前述の条件を満たす場合において、速度推定アルゴリズムが、後ろ向き伝達関数がPopov不等式を満足する、という条件を満たすことからMRASが漸近安定であることを示している。電流制御を理想的であるとし、電動機二次回路と速度推定アルゴリズムを組み合わせ導出した線形化モデルから、速度推定誤差に対する速度推定値及び二次磁束の伝達関数を導出し、それらの安定性を検討している。1994年山田氏らは、適応二次磁束オブザーバを用いた滑り周波数形速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁵²⁾。適応二次磁束オブザーバでの演算に、一次電圧検出値を用いる代わりに、一次電圧指令値を用いている。そのため、低速運転時において、デッドタイムの影響が大きくなり制御性能が落ちることに対し、低速運転時のみキャリア周波数を下げることで回避している。1996年井手氏らは、一次電圧指令に生じるD/A変換時の量子化誤差による直流成分誤差、デッドタイム等が原因の電圧減少分による振幅誤差を補償できる適応二次磁束オブザーバを提案し、低速運転特性の改善を検討した⁽⁵³⁾。1993年H.Tajima氏らは、電圧モデルを規範モデルとし電流モデルを調整モデルとするMRAS速度推定器で回転子速度を推定し、ゴピナス形の最小次元オブザーバで磁束オリエンテーションに用

いる二次磁束を推定する直接形の数値センサレスベクトル制御を提案した⁽⁵⁴⁾。1994年F.Peng氏らは、電圧モデルから導出された無効電力規範モデルと電流モデルから導出された無効電力調整モデルを用いたMRAS速度推定器に基づいた滑り周波数形の数値センサレスベクトル制御を提案した⁽⁵⁵⁾。無効電力規範、適応モデルが一次抵抗設定値を使用していないので、一次抵抗変動の影響を受けないことを述べている。二次磁束推定のための積分動作がないので、低速運転領域の特性改善、速度推定ループの周波数応答改善も達成されている。1995年M.G.Simões氏らは、一次電圧、電流検出値から演算された一次磁束と一次電流検出値から、ニューラルネットワークを用いて二次磁束の大きさ、二次磁束位置、電氣的トルクを推定することで、直接形の数値センサレスベクトル制御を実現した⁽⁵⁶⁾。DSPを用いて演算した場合と比較して、演算速度、高調波除去、過失許容範囲が広いという特徴を有することを述べている。1995年P.L.Jansen氏らは、一次電圧指令に高周波信号を注入し、誘導機の固定子過渡インダクタンスに磁気飽和を起こさせることで突極性を起こさせ、この突極性を利用する速度推定法を考案した。そして、この速度推定法より得られた回転子速度推定値を用いて滑り周波数形ベクトル制御を実現した⁽⁵⁷⁾。さらに、低速運転領域は、突極性を利用した速度推定法で得られた回転子速度推定値を用いて二次磁束を推定し、高速運転領域は、電圧モデルを用いて二次磁束を推定する二次磁束オブザーバに基づく直接形の数値センサレスベクトル制御を提案した⁽⁵⁸⁾。1996年R.Blasco-Giménez氏らは、電圧モデル(規範モデル)と電流モデル(調整モデル)に基づく磁束推定器に、機械系を考慮した速度推定器で推定した速度を適応するMRASに基づく直接形の数値センサレスベクトル制御系を提案し、安定性解析を行った⁽⁵⁹⁾。電動機定数設定値に誤差がある場合、速度推定器が励磁周波数に近い振動によって不安定現象を引き起こすことを示し、速度制御ループが速度センサ付きベクトル制御系と同じバンド幅を実現するには、オンライン・パラメータ・チューニングが必要になることを述べている。さらに、回転子スロット高調波を利用したFFT回転子速度測定法により得られた回転子速度を用い

二次時定数の補正法，一次電圧の積分値のオフセット分が一次抵抗の情報を含んでいることに着目した一次抵抗同定アルゴリズムを提案した^{(60), (61)}。1996年辻氏らは，制御電圧源による同一次元オブザーバに基づく直接形ベクトル制御を提案した⁽⁶²⁾。このオブザーバを座標変換することにより等価な滑り周波数形ベクトル制御が得られることを述べている。提案したオブザーバの極配置法を明らかにし，回転速度，滑り回転速度，一次・二次抵抗設定値の安定性への影響を述べている。一次・二次抵抗の同定法，速度センサレスベクトル制御系への拡張についても述べている。1990年B.J.Brunsbach氏らは，カルマンフィルタを用いた直接形速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁶³⁾。提案したカルマンフィルタは，一次電流，電圧の検出値から，回転子速度，二次磁束位置，磁化電流，トルクを推定する構成になっている。また，このカルマンフィルタは，演算アルゴリズムを導出する際， d 軸二次磁束一定，二次磁束 d ， q 軸成分の非干渉を仮定している。1994年Y.Kim氏らは，カルマンフィルタを用いた直接形速度センサレスベクトル制御を提案した⁽⁶⁴⁾。提案したカルマンフィルタは，一次電流と直流リンク部電圧の検出値から，回転子速度と二次磁束位置を推定する。また，このカルマンフィルタは，演算アルゴリズムを導出する際， d 軸二次磁束一定，二次磁束 d ， q 軸成分の非干渉を仮定していない。

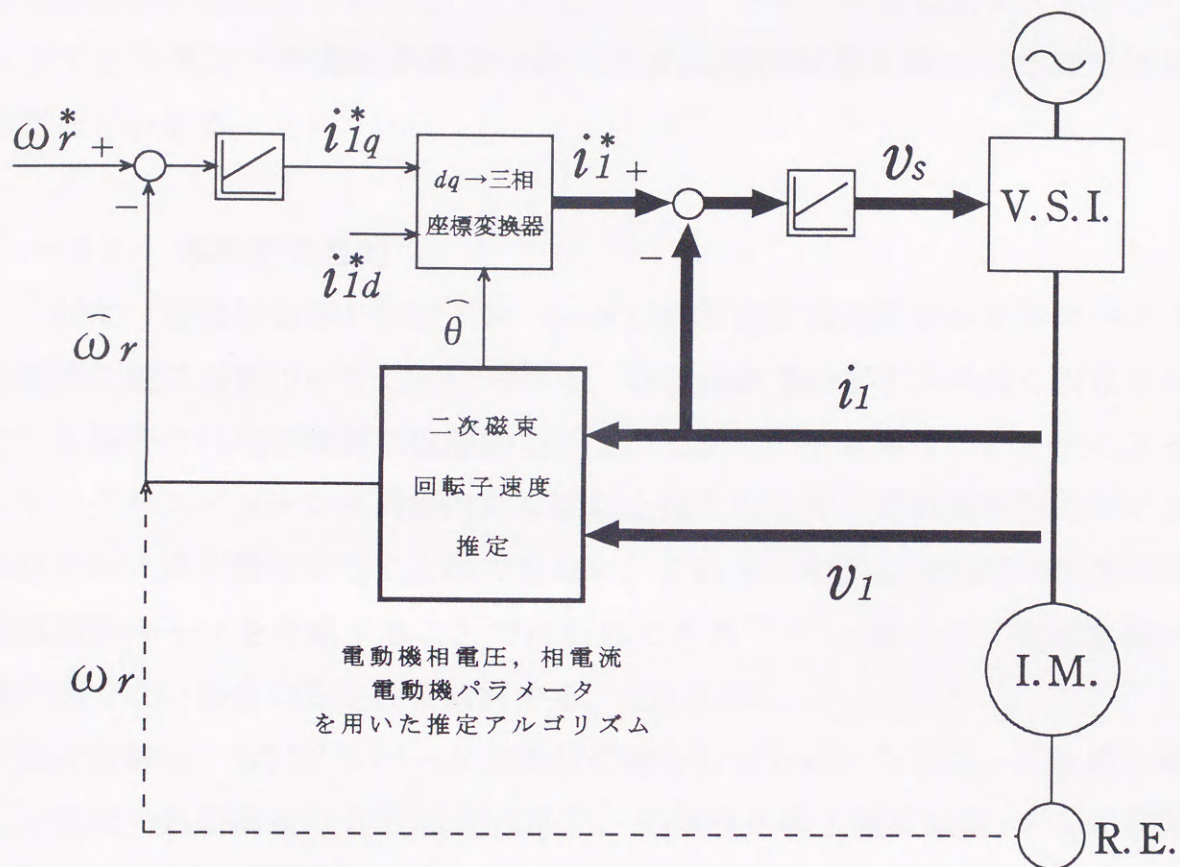
速度センサレスベクトル制御の安定性に関しては，1992年辻氏らは，二次磁束振幅制御ループを省いたトルク成分電流帰還形ベクトル制御系⁽²⁴⁾の安定性解析を行い，二次磁束演算器で用いる一次遅れ要素の時定数や一次・二次抵抗設定値が，系の安定性に与える影響を報告した⁽⁶⁵⁾。この安定性解析は，電流制御が理想的であると仮定している。これに対し，1996年筆者らは，電流制御ループを考慮したトルク成分電流帰還形ベクトル制御系⁽²⁴⁾の安定性解析法を提案し，実験との照合を行い，計算結果とよく一致することを報告した^{(66), (67)}。その中で，滑り周波数形速度センサ付きベクトル制御系との安定性の比較を行い，速度センサ付きに比べ電流制御ループの特性が，トルク成分電流帰還形ベクトル制御系では大きく影響することを述べた。さらに，

1997年筆者らは、 dq 同期座標軸上で電流のPI制御を行うことにより電流制御ループに関するトルク成分電流帰還形ベクトル制御系の安定性が改善されることを報告した⁽⁶⁸⁾。

1.2 これまでの問題点と研究目的

<1.2.1> これまでの問題点

速度センサレスベクトル制御系では、第1.2図で示すように電動機モデルに基づく二次磁束、回転子速度の推定アルゴリズムを組み込む必要がある。電動機モデルは電動機定数の設定値を含んでいるので、運転中に電動機の巻き線温度上昇などにより一次・二次抵抗の実際値が変化した場合に二次磁束や回転子速度の推定値に誤差が生じる。また、推定アルゴリズムは電動機の相電流、相電圧の検出値を入力として用いる。電動機相電流の検出は比較的容易であるが、ハード的な要因により電流制御ループの制御精度や周波数応答には限界がある^{(69)~(72)}。誘導電動機のベクトル制御理論は制御電流源を仮定しているので、電流制御ループの特性は速度センサレスベクトル制御の性能にも大きく影響する。電動機相電圧は、高圧になるので分圧抵抗により高い比で分圧し、絶縁アンプで絶縁して検出する必要がある。そのため、相電圧検出値は、特に低速運転時において相電圧が小さくなると、振幅誤差やオフセット分の影響を受けやすくなる⁽⁴⁹⁾。相電圧検出値の代わりに、その指令値を用いる方式も提案されているが、低速運転時にはデッドタイム、指令値をD/A変換する際の量子化誤差が原因で同じような影響を受ける^{(33), (53)}。電動機相電圧は、PWMによるパルス状の波形なので一次遅れフィルタなどで高調波分をカットし、基本波に近い波形にし検出する必要がある。従って、高速運転時には一次遅れフィルタによって生じる位相遅れの影響も受ける。故に、速度センサレスベクトル制御系は、電動機定数の変化、電流制御ループの特性、電動機相電圧の検出精度等の影響を受けるので、速度センサ付きベクトル制御系に比べ安定性の確保が難しい。このような研究背景を反映し、



第 1.2 図 速度センサレスベクトル制御

速度センサレスベクトル制御系の安定性が検討されている^{(30), (37), (59), (65)}。

速度センサレスベクトル制御の安定性については、電流形インバータで滑り周波数の指令値と推定値の差から回転速度を推定する方式の安定性解析⁽³⁰⁾、制御電圧源で電流検出のみによる高速運転域での安定性改善に関する検討⁽³⁷⁾、MRASに基づいた速度センサレスベクトル制御系において、電動機定数が速度推定器に与える影響を検討した安定性解析⁽⁵⁹⁾、制御電流源で電流制御が理想的であるという仮定の下で、トルク成分電流をフィードバックする方式で一次遅れ要素や一次・二次抵抗の影響を検討した安定性解析⁽⁶⁵⁾などがある。

〈1.2.2〉 本研究の目的

一般に、電流制御形PWMインバータが誘導電動機速度センサレスベクトル制御の電流制御ループに用いられる。電流制御器のゲインが高く設定されている場合には電流制御は理想的である。しかし、PWMインバータのスイッチングがスイッチング周期内に2回以上起こるので、電流制御器のゲインをむやみに高く設定することはできない。これまでの安定性解析は理想的な電流制御ループを考慮することで行われてきた^{(59), (65)}。従って、電流制御が理想的でない場合の安定性を検討する。(第2章)

電流制御形PWMインバータで電流制御を行う方法としては、三相静止軸上で電流のPI制御を行う方式⁽⁷¹⁾(以下、三相静止軸上電流制御)と dq 同期座標軸上で電流のPI制御を行う方式(以下、 dq 軸上電流制御)がある^{(69), (70), (72)}。 dq 同期座標軸上では非干渉制御回路⁽⁷³⁾を簡単に実現することができるので、 dq 軸上電流制御に対し非干渉制御回路を付加した dq 軸上非干渉電流制御も考えられる。従って、上述の3方式を用いた場合の安定性の違い、どの方式が速度センサレスベクトル制御系にとって最適なのか検討する。(第3章)

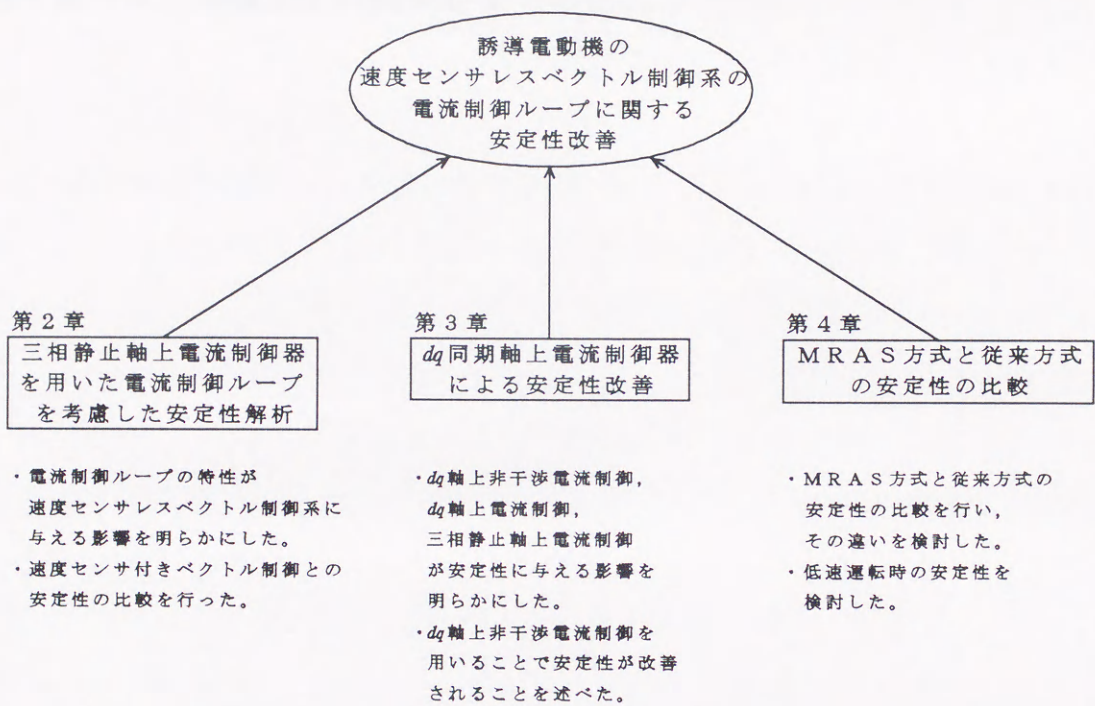
誘導電動機の速度センサレスベクトル制御は、数多くの方式が提案されている^{(24)~(68)}。一方式に対する安定性解析で得られた結論は一般的ではない。従って、異なる2方式間の安定性の違いを検討する。(第4章)

1.3 本論文の概要

本論文では、速度センサレスベクトル制御系の電流制御ループに関する安定性改善を目的に、電流制御ループを考慮した安定性解析と電流制御方式の検討を行った^{(66)~(68), (74)~(81), (84), (85), (90)}。また、解析結果を一般的なものにするために、2つの異なる速度センサレスベクトル制御系の安定性解析を行い両者の違いを検討した^{(82), (83), (86), (87)~(89), (91), (92)}。第1.3図に本論文の概要を示す。

第2章では、三相静止軸上電流制御器を用いたPI電流制御ループの影響を考慮し、誘導電動機トルク電流帰還形速度センサレスベクトル制御（従来方式）の安定性解析を行った^{(66), (67), (74)~(80)}。最初に、連立微分方程式を導出し、微小変位理論を用いることで線形化モデルを導出した。次に、速度に対する伝達関数を計算した。そして、その伝達関数から安定性を検討するために極と零点を計算した。さらに、提案した安定性解析の妥当性を証明するために、その極と零点に相当した理論的な速度のステップ応答と実験結果との照合を行った。この章において、速度センサレスベクトル制御の電流制御器のゲイン K に対する安定領域は、速度センサ付きベクトル制御のそれに比べ狭いという結果を得た。

第3章では、3方式の電流制御ループの影響を考慮した従来方式の安定性解析を行った^{(68), (81), (84), (85), (90)}。2方式は dq 軸上電流制御器で構成され、そのうちの1方式は付加的な非干渉制御回路を備えている。残りの1方式は三相静止軸上電流制御器で構成されている。三相静止軸上電流制御器は、定常状態において電流制御誤差が存在する。定常状態での電流制御誤差は、速度センサ付きベクトル制御よりも速度センサレスベクトル制御に対して大きく影響する。なぜなら、速度センサレスベクトル制御には一次電流を用いた二次磁束フィードバックがあるからである。従って、定常状態での電流制御誤差が生じない dq 軸上電流制御器は安定性を改善する。この章において、 dq 軸上電流制御器が電流制御器の比例ゲイン K 及び回転速度 N_r に対する安定性を改善するという結果を得た。



第1.3図 本論文の概要

第4章では、適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレスベクトル制御(MRAS方式)と従来方式との安定性の比較を行った^{(82), (83), (86), (87)~(89), (91), (92)}。この章では、制御器での一次抵抗設定値/電動機の一次抵抗実際値(R_1^*/R_1)と制御器での二次抵抗設定値/電動機の二次抵抗実際値(R_2^*/R_2)に対するMRAS方式の安定領域は、従来方式のそれよりも広いという結果を得た。また、MRAS方式の安定領域と従来方式のそれには小さな違いがあるが、それらの傾向はほぼ同じであることが分かった。

第5章では、本論文での結果をまとめた。

第2章

誘導電動機速度センサレスベクトル制御系における電流制御ループを考慮した安定性解析

2.1 センサレスベクトル制御系の解析

<2.1.1> 回路構成

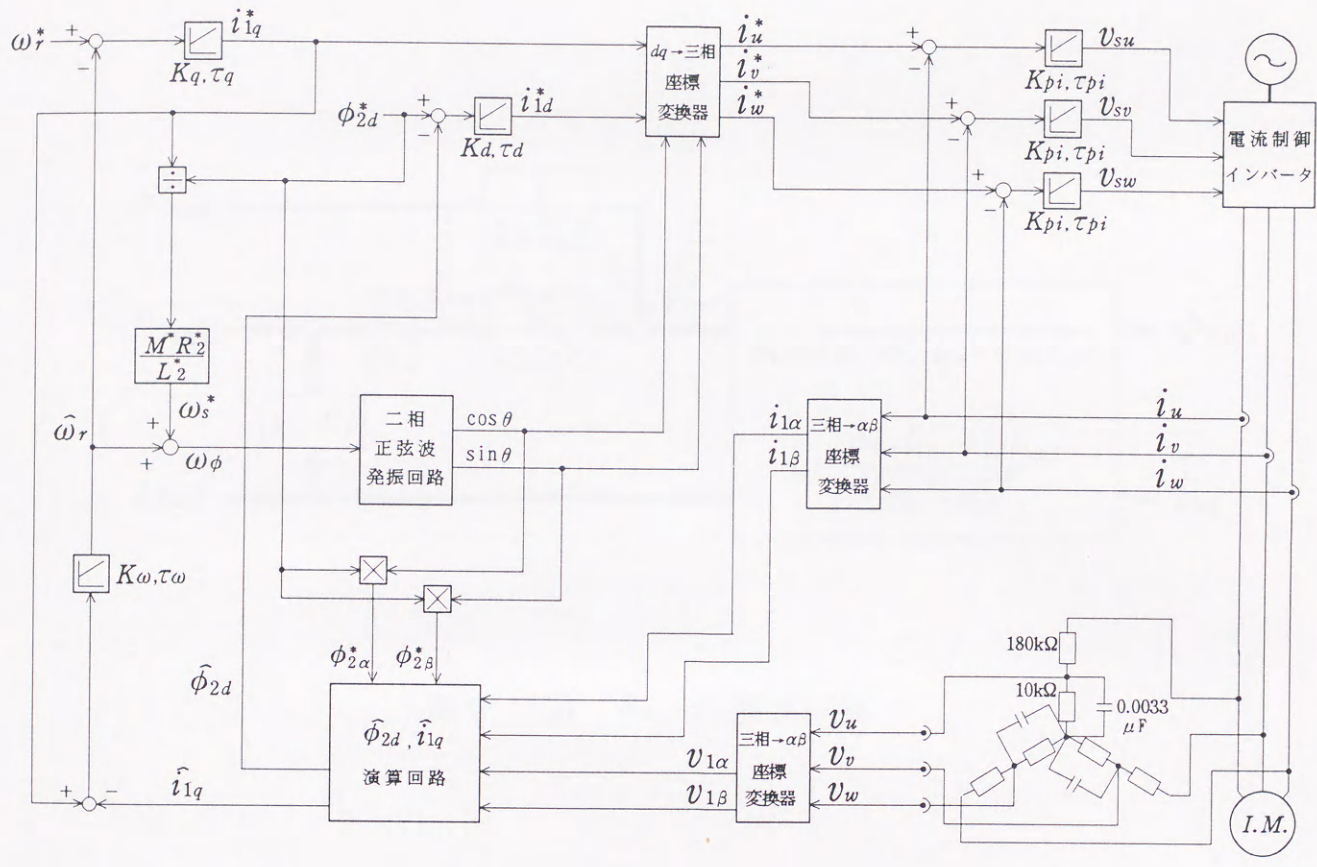
第2.1図に、速度センサレスベクトル制御系を示す。磁束とトルクに寄与する電流との非干渉化を行うために、 $\hat{\phi}_{2d}$, \hat{i}_{1q} 演算回路内部において電動機相電流と相電圧からトルク成分電流演算値 \hat{i}_{1q} と二次磁束演算値 $\hat{\phi}_{2d}$ を求めている。回転子速度推定値 $\hat{\omega}_r$ はトルク電流指令 i_{1q}^* と \hat{i}_{1q} の偏差を入力とするPI演算により求められ、滑り周波数指令 ω_s^* と加算されて回転磁界の角速度 ω_o となる。 i_{1q}^* は回転子速度指令 ω_r^* と $\hat{\omega}_r$ の偏差を入力とするPI演算により求められ、磁束電流指令 i_{2d}^* とともに dq -三相変換して一次電流指令を作る。次に一次電流指令 i_u^* , i_v^* , i_w^* と検出してきた一次電流 i_u , i_v , i_w との偏差をPI制御することで一次電圧指令 v_{su} , v_{sv} , v_{sw} を作る。

<2.1.2> 系の連立微分方程式の導出とその線形化

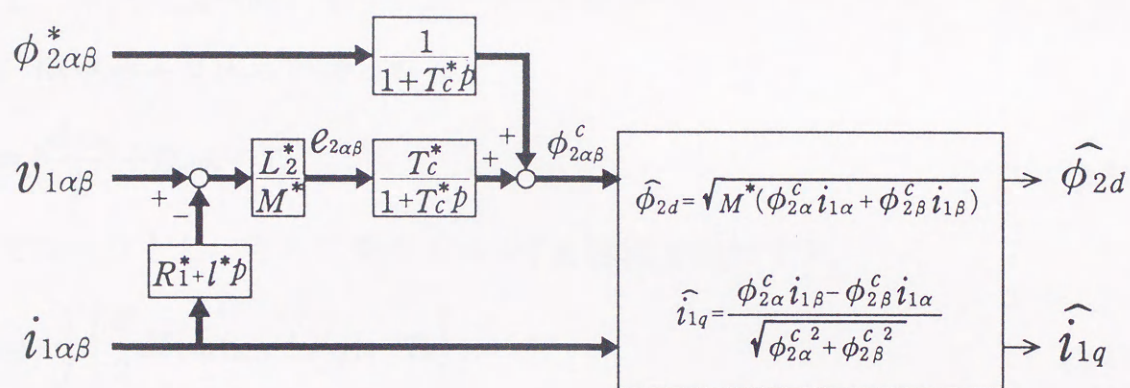
(i) 誘導電動機 二次鎖交磁束の回転角速度 ω_o で回転する dq 座標系における誘導電動機の電圧方程式は、次式のようになる。

$$\begin{pmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 p & -\omega_o L_1 & M p & -\omega_o M \\ \omega_o L_1 & R_1 + L_1 p & \omega_o M & M p \\ M p & -\omega_o M & R_2 + L_2 p & -\omega_s L_2 \\ \omega_s M & M p & \omega_s L_2 & R_2 + L_2 p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

(2.1)式を p の項について整理すると



第 2.1 図 誘導電動機 の速度センサレスベクトル制御系



第 2.2 图 $\hat{\phi}_{2d}$, \hat{i}_{1q} 演算回路

$$p \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} -R_1 L_2 & \omega_s L_1 L_2 - \omega_s M^2 & R_2 M \\ -\omega_s L_1 L_2 + \omega_s M^2 & -R_1 L_2 & -\omega_s L_2 M + \omega_s L_1 M \\ R_1 M & -\omega_s L_1 M + \omega_s L_1 M & -R_2 L_1 \\ \omega_s L_1 M - \omega_s L_1 M & R_1 M & \omega_s M^2 - \omega_s L_1 L_2 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \omega_s L_2 M - \omega_s L_2 M \\ R_2 M \\ -\omega_s M^2 + \omega_s L_1 L_2 \\ -R_2 L_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} L_2 v_{1d} \\ L_2 v_{1q} \\ -M v_{1d} \\ -M v_{1q} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

ただし, $\Delta = L_1 L_2 - M^2$

また, 機械系より次式が得られる。

$$T = J \frac{d\omega_r}{dt} + D_r \omega_r + T_L \quad (2.3)$$

上式で $D_r = 0$ とし, さらに発生トルク T を電流で表わすと,

$$p\omega_r = \frac{1}{J} \left\{ \frac{P}{2} M (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) - T_L \right\} \quad (2.4)$$

(ii) $\hat{\phi}_{2d}, \hat{i}_{1q}$ 演算回路⁽²⁴⁾ 第2.2図の演算回路において, 誘導電動機の電圧電流の測定値から計算した二次磁束の推定値を $\phi_{2\alpha}^c, \phi_{2\beta}^c$ とする。ここで $\phi_{2\alpha}^c, \phi_{2\beta}^c$ は固定子上の静止座標系での値である。

$$\phi_{2\alpha}^c = \frac{1}{1 + T_c^* p} \left\{ \phi_{2\alpha}^* + T_c^* \frac{L_2^*}{M^*} (v_{1\alpha} - R_1^* i_{1\alpha} - l^* p i_{1\alpha}) \right\} \quad (2.5)$$

$$\phi_{2\beta}^c = \frac{1}{1 + T_c^* p} \left\{ \phi_{2\beta}^* + T_c^* \frac{L_2^*}{M^*} (v_{1\beta} - R_1^* i_{1\beta} - l^* p i_{1\beta}) \right\} \quad (2.6)$$

ここで, T_c^* は一次遅れ回路の時定数である。(2.5), (2.6) 式を dq 変換し, 整理すると,

$$p\phi_{2d}^c = \frac{1}{T_c^*} \left\{ \phi_{2d}^* + T_c^* \frac{L_2^*}{M^*} (v_{1d} - R_1^* i_{1d} - l^* p i_{1d} + \omega_s l^* i_{1q} + \omega_s \phi_{2q}^c) - \phi_{2d}^c \right\} \quad (2.7)$$

$$p\phi_{2q}^c = \frac{1}{T_c^*} \left\{ T_c^* \frac{L_2^*}{M^*} (v_{1q} - R_1^* i_{1q} - l^* p i_{1q} - \omega_s l^* i_{1d} - \omega_s \phi_{2d}^c) - \phi_{2q}^c \right\} \quad (2.8)$$

(iii) 磁束制御器⁽²⁵⁾, トルク制御器, 速度制御器 磁束制御器は誘導電動機のパラメータ (R_1, l) の変化や設定誤差にかかわらず, 誘導電動機の d 軸二次磁束 ϕ_{2d} の変化を抑制するために使用する。第2.1図より次式を得る。

$$i_{1d}^* = K_d \left(1 + \frac{1}{\tau_d p} \right) (\phi_{2d}^* - \hat{\phi}_{2d}) \quad (2.9)$$

$$i_{1q}^* = K_q \left(1 + \frac{1}{\tau_q p} \right) \left(\frac{P}{2} \omega_r^* - \hat{\omega}_r \right) \quad (2.10)$$

$$\hat{\omega}_r = K_\omega \left(1 + \frac{1}{\tau_\omega p} \right) (i_{1q}^* - \hat{i}_{1q}) \quad (2.11)$$

ここで, 式中の $\hat{\phi}_{2d}$, \hat{i}_{1q} は第2.2図より次式となる。

$$\hat{\phi}_{2d} = \sqrt{M^* (\phi_{2d}^c i_{1d} + \phi_{2q}^c i_{1q})} \quad (2.12)$$

$$\hat{i}_{1q} = \frac{\phi_{2d}^c i_{1q} - \phi_{2q}^c i_{1d}}{\sqrt{\phi_{2d}^c{}^2 + \phi_{2q}^c{}^2}} \quad (2.13)$$

(2.9) 式を変形すると,

$$p i_{1d}^* = K_d \left(p \phi_{2d}^* - \frac{\phi_{2d}^*}{\tau_d} - p \hat{\phi}_{2d} - \frac{\hat{\phi}_{2d}}{\tau_d} \right) \quad (2.14)$$

(2.10), (2.11) 式を連立させ $p i_{1q}^*$, $p \hat{\omega}_r$ を求めると (2.15), (2.16) 式を得る。

$$p i_{1q}^* = \frac{1}{1 + K_\omega K_q} \left\{ K_q K_\omega p \hat{i}_{1q} - \frac{K_q K_\omega}{\tau_\omega} (i_{1q}^* - \hat{i}_{1q}) + K_q \frac{P}{2} p \omega_r^* + \frac{K_q}{\tau_d} \left(\frac{P}{2} \omega_r^* - \hat{\omega}_r \right) \right\} \quad (2.15)$$

$$p \hat{\omega}_r = \frac{1}{1 + K_\omega K_q} \left\{ -K_\omega p \hat{i}_{1q} + \frac{K_\omega}{\tau_\omega} (i_{1q}^* - \hat{i}_{1q}) + K_\omega K_q \frac{P}{2} p \omega_r^* + \frac{K_\omega K_q}{\tau_d} \left(\frac{P}{2} \omega_r^* - \hat{\omega}_r \right) \right\} \quad (2.16)$$

(iv) 三相電流制御器 三相電流制御器のPI制御部の式は, u , v , w 相について次式が得られる⁽⁹³⁾。

$$v_{su} = K_{pi} \left(1 + \frac{1}{\tau_{pi} p} \right) (i_u^* - i_u) \quad (2.17)$$

$$v_{sv} = K_{pi} \left(1 + \frac{1}{\tau_{pi} p} \right) (i_v^* - i_v) \quad (2.18)$$

$$v_{sw} = K_{pi} \left(1 + \frac{1}{\tau_{pi} p} \right) (i_w^* - i_w) \quad (2.19)$$

(2.17) ~ (2.19) 式を dq 変換すると v_{su} , v_{sv} , v_{sw} は dq 座標系の式 v_{sd} , v_{sq} になる。この際、速度に対する伝達関数を求めるので速度の過渡項である $p^2\theta$ も考慮する。

$$v_{sd} = K_{pi} (i_{1d}^* - i_{1d}) + \frac{1}{p^2 + (p\theta)^2} \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \{ p(i_{1d}^* - i_{1d}) + (p\theta)(i_{1q}^* - i_{1q}) - (p^2\theta)C_d \} \quad (2.20)$$

$$v_{sq} = K_{pi} (i_{1q}^* - i_{1q}) + \frac{1}{p^2 + (p\theta)^2} \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \{ p(i_{1q}^* - i_{1q}) - (p\theta)(i_{1d}^* - i_{1d}) - (p^2\theta)C_d \} \quad (2.21)$$

ただし、

$$pC_d = -(i_{1d}^* - i_{1d}) - \omega_\phi C_q \quad (2.22)$$

$$pC_q = (i_{1q}^* - i_{1q}) + \omega_\phi C_d \quad (2.23)$$

$p\theta = \omega_\phi$, $p^2\theta = p\omega_\phi$ とおいて (2.20) 式を変形すると (2.24) 式が得られる。同様に (2.21) 式を変形すると (2.25) 式が得られる。

$$p \left\{ K_{pi} (i_{1d}^* - i_{1d}) - v_{sd} \right\} + \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} (i_{1d}^* - i_{1d}) + \frac{1}{p} \left(\omega_\phi^2 \{ K_{pi} (i_{1d}^* - i_{1d}) - v_{sd} \} + \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \{ \omega_\phi (i_{1q}^* - i_{1q}) + p\omega_\phi C_q \} \right) = 0 \quad (2.24)$$

$$p \left\{ K_{pi} (i_{1q}^* - i_{1q}) - v_{sq} \right\} + \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} (i_{1q}^* - i_{1q}) + \frac{1}{p} \left(\omega_\phi^2 \{ K_{pi} (i_{1q}^* - i_{1q}) - v_{sq} \} - \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \{ \omega_\phi (i_{1d}^* - i_{1d}) - p\omega_\phi C_d \} \right) = 0 \quad (2.25)$$

上式で、

$$A_d = K_{pi} (i_{1d}^* - i_{1d}) - v_{sd} \quad (2.26)$$

$$A_q = K_{pi} (i_{1q}^* - i_{1q}) - v_{sq} \quad (2.27)$$

$$B_q = \frac{1}{p} \left(\omega_\phi^2 \{K_{pi}(i_{1q}^* - i_{1q}) - v_{sq}\} - \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \{ \omega_\phi (i_{1d}^* - i_{1d}) - p\omega_\phi C_q \} \right) \quad (2.29)$$

とおくと, (2.24), (2.25)式は(2.30), (2.31)式となる。

$$pA_d = -\frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} (i_{1d}^* - i_{1d}) - B_d \quad (2.30)$$

$$pA_q = -\frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} (i_{1q}^* - i_{1q}) - B_q \quad (2.31)$$

また, (2.28), (2.29)式を変形すると次式を得る。

$$pB_d = \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \{ \omega_\phi (i_{1q}^* - i_{1q}) + p\omega_\phi C_q \} + \omega_\phi^2 A_d \quad (2.32)$$

$$pB_q = -\frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} \{ \omega_\phi (i_{1d}^* - i_{1d}) - p\omega_\phi C_d \} + \omega_\phi^2 A_q \quad (2.33)$$

(2.26), (2.27)式より次式を得る。

$$v_{sd} = K_{pi}(i_{1d}^* - i_{1d}) - A_d \quad (2.34)$$

$$v_{sq} = K_{pi}(i_{1q}^* - i_{1q}) - A_q \quad (2.35)$$

(v) インバータ出力電圧 一次側の d 軸電圧 v_{1d} と q 軸電圧 v_{1q} は(2.34)と(2.35)式にインバータゲイン K_v をかけることにより次式となる。

$$v_{1d} = K_v v_{sd}$$

$$v_{1q} = K_v v_{sq}$$

ただし, K_v : インバータゲイン

(vi) 線形化 次に(2.2), (2.4), (2.7), (2.8), (2.14), (2.15), (2.16), (2.22), (2.23), (2.30), (2.31), (2.32), (2.33)式からなる非線形微分方程式の微小変化分をとると, 次の線形化微分方程式が得られる。

$$p\Delta x = A\Delta x + B\Delta \omega_r^* \quad (2.36)$$

ただし, 状態変数 Δx は次のようになる。

$$\Delta x = [\Delta i_{1d}, \Delta i_{1q}, \Delta i_{2d}, \Delta i_{2q}, \Delta \omega_r, \Delta \phi_{2d}^c, \Delta \phi_{2q}^c, \Delta \hat{\omega}_r, \Delta i_{1d}^*, \Delta i_{1q}^*, \Delta A_d, \Delta A_q]$$

$$\Delta B_d, \Delta B_q, \Delta C_d, \Delta C_q]^T \quad (2.37)$$

2.2 数値計算及び実験結果

電動機の手速度を出力とすると、

$$\Delta \omega_r = C \Delta x \quad (2.38)$$

ただし、

$$C = [0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$$

とおける。従って、速度指令 $\Delta \omega_r^*$ に対する速度 $\Delta \omega_r$ の伝達関数は次式より求まる⁽⁹⁴⁾。

$$\frac{\Delta \omega_r(s)}{\Delta \omega_r^*(s)} = \frac{d_3 \det(sI - A_3^*)}{s^3 \det(sI - A)} \quad (2.39)$$

ここで、

$$A_3^* = A - \frac{1}{d_3} BC, \quad d_3 = CA^2B$$

A と B については付録1参照。線形化した平衡点、解析を用いた誘導電動機定数、制御回路定数をそれぞれ第2.1表、第2.2表、第2.3表に表す。

動作点の値は、回転速度 $N_r = 855$ [rpm]、すべり $S = 2.7$ [%] である。電流制御系の構成にはヒステリシスコンパレータ方式、三角波比較方式、瞬時空間ベクトル方式などがあるが、本章ではPWM周波数が一定 (2.7kHz) となる三角波比較方程式で試験した。この際、電流ループの定数は $K_{pi} = 10$ 、 $\tau_{pi} = 0.0001$ に設定した。この定数での電流ループの遮断角速度は2500 [rad/s] である。これは電動機の最大運転角速度 (電気角) 377 [rad/s] の6.6倍に相当する。以下センサ付きと比較しながら説明するが、センサ付きの制御回路を付図1に表す。この図からわかるように、(2.37) 式の状態変数 Δx で $\Delta \phi_{2d}^*$ 、 $\Delta \phi_{2q}^*$ 、 $\Delta \hat{\omega}_r$ 、 Δi_{1d}^* が不要なのでセンサ付きでは12元となる。

第2.1表 誘導電動機定数

$$P_o=1.5[\text{kW}]$$

$$V=180[\text{V}]$$

$$f=60[\text{Hz}]$$

$$P=4[\text{極}]$$

$$R_1=0.532[\Omega]$$

$$R_2=0.537[\Omega]$$

$$L_1=0.0794[\text{H}]$$

$$L_2=0.0794[\text{H}]$$

$$M=0.0773[\text{H}]$$

$$J=0.03128[\text{kg}\cdot\text{m}^2]$$

(負荷機を含む)

第2.2表 制御回路定数

速度センサレス	速度センサ付き
$K_v=6.28$	$K_v=6.28$
$K_{pi}=10$	$K_{pi}=10$
$K_q=0.552$	$K_q=0.552$
$K_d=3.3$	$\tau_{pi}=0.0001[s]$
$K_\omega=10$	$\tau_q=0.1[s]$
$\tau_{pi}=0.0001[s]$	$\phi_{2d}^*=0.464[Wb]$
$\tau_q=0.1[s]$	
$\tau_\omega=0.001[s]$	
$\tau_d=0.0156[s]$	
$\phi_{2d}^*=0.464[Wb]$	
$T_c^*=0.148[s]$	

第2.3表 線形化した平衡点の値

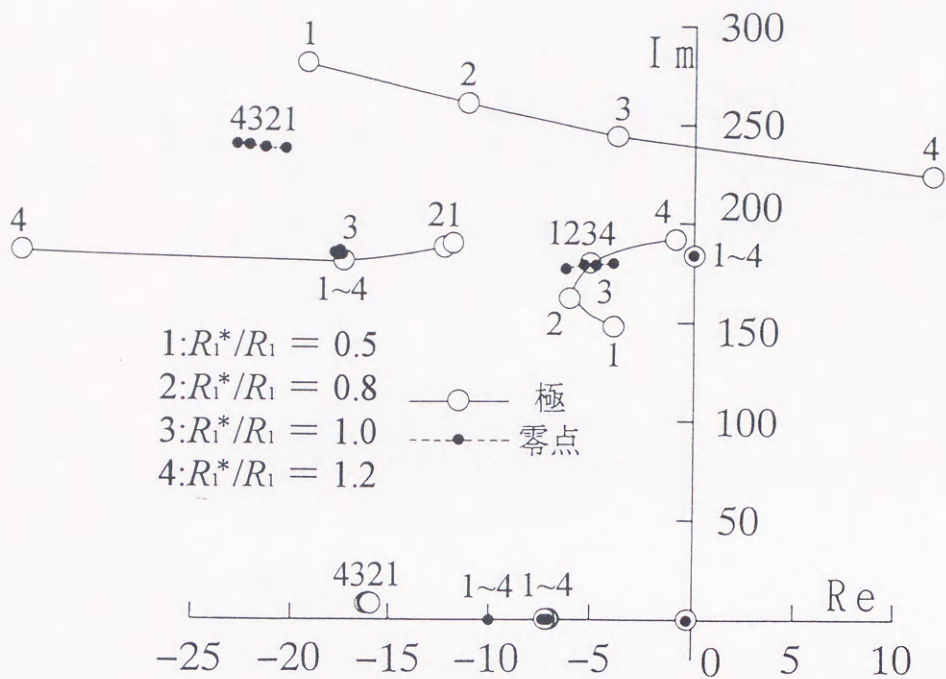
速度センサレス	速度センサ付き
$i_{1d0}=6.08[\text{A}]$	$i_{1d0}=6.03[\text{A}]$
$i_{1q0}=4.48[\text{A}]$	$i_{1q0}=4.52[\text{A}]$
$i_{2d0}=-0.00215[\text{A}]$	$i_{2d0}=-0.00954[\text{A}]$
$i_{2q0}=-4.36[\text{A}]$	$i_{2q0}=-4.41[\text{A}]$
$\omega_{r0}=89.5[\text{rad/s}]$	$\omega_{r0}=89.5[\text{rad/s}]$
$\phi_{2d0}^c=0.457[\text{Wb}]$	$i_{1q0}^*=4.52[\text{A}]$
$\phi_{2q0}^c=0.304 \times 10^{-4}[\text{Wb}]$	$A_{d0}=-0.242$
$\hat{\omega}_{r0}=179.0[\text{rad/s}]$	$A_{q0}=-14.4$
$i_{1d0}^*=6.06[\text{A}]$	$B_{d0}=0.265 \times 10^4$
$i_{1q0}^*=4.48[\text{A}]$	$B_{q0}=-0.446 \times 10^2$
$A_{d0}=-0.220$	$C_{d0}=-0.242 \times 10^{-5}$
$A_{q0}=-14.5$	$C_{q0}=0.144 \times 10^{-3}$
$B_{d0}=0.267 \times 10^4$	
$B_{q0}=-0.405 \times 10^2$	
$C_{d0}=-0.220 \times 10^{-5}$	
$C_{q0}=0.145 \times 10^{-3}$	

第2.3図(a)～第2.6図(a)は(2.39)式より計算した極と零点の軌跡である。速度センサレスの場合，(2.39)式において， $\det(sI-A)=0$ より16個の極が生ずる。また， $d_3 \cdot \det(sI-A_3^*)/s^3=0$ より14個の零点が生ずる。そのうち，実軸負方向に大きい極4個と零点3個を紙面の都合で省略した。よって第2.3図(a)～第2.6図(a)には5組の複素極(下半面は省略)と2個の実極を示す。また，4組の複素零点と3個の実零点を示す。速度センサ付きの場合，(2.39)式において， $\det(sI-A)=0$ より12個の極が生じる。また， $d_3 \cdot \det(sI-A_3^*)/s^3=0$ より10個の零点が生ずる。そのうち，実軸負方向に大きい極4個と零点3個を紙面の都合で省略した。よって第2.3図(b)～第2.6図(b)のは4組の複素極(下半面は省略)を示す。また，3組の複素零点と1個の実零点を示す。

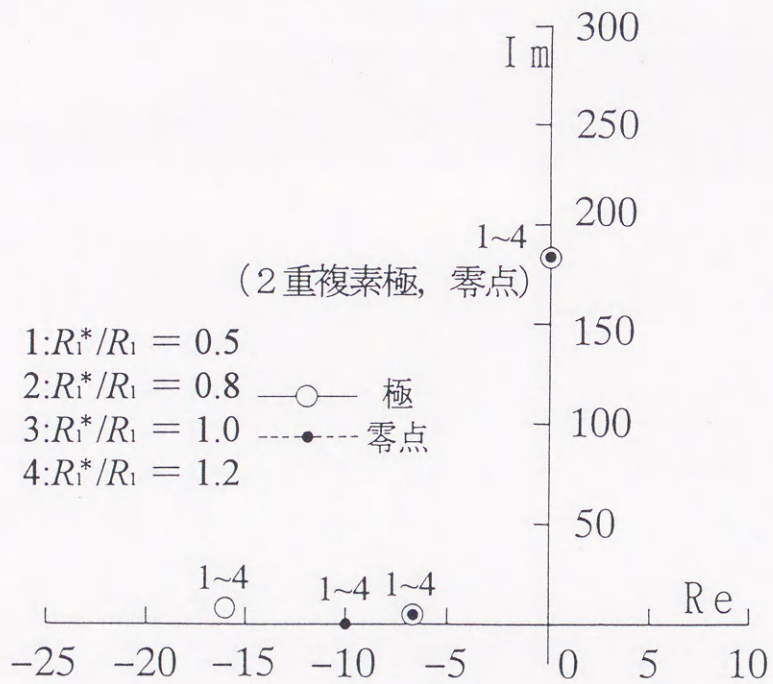
速度センサ付きのA, Bについては付録2参照。付録1, 2のAにおいて太線枠内は同じ値を示す。第2.7図～第2.10図に $\Delta\omega_r^*$ に対する $\Delta\omega_r$ のステップ応答を示す。これらの図において(a), (b)はそれぞれ線形化方程式から求めたセンサレス，センサ付きでの計算波形である。

第2.3図は制御回路の一次抵抗設定値/電動機の一次抵抗実際値(R_1^*/R_1)に対する極と零点の軌跡である。同図(a)よりもセンサレスでは R_1^*/R_1 が大きくなると不安定になることがわかる。これに対して，センサ付きでは R_1^* は制御回路で使用していないので当然同図(b)に示すように R_1^*/R_1 の変化に対して極と零点の軌跡は変化しない。この極と零点の軌跡に対するステップ応答を第2.7図(a), (b)に示す。同図(a)では $R_1^*/R_1=1.2$ で振動が発散していくことがわかる。センサレスでの実測結果(c)は，計算結果(a)とよく一致していることがわかる。センサ付きでの実験結果も(b)図の計算結果とよく一致する。

第2.4図は制御回路の二次抵抗設定値/電動機の二次抵抗実際値(R_2^*/R_2)に対する極と零点の軌跡である。 R_2^*/R_2 が大きくなり，その値が1.1を越えるとセンサレスでは不安定になるが，センサ付きでは安定であることがわかる。これに相当するステップ応答の計算波形を第2.8図(a), (b)にそれぞれ示す。また，計算波形(a)に対応する実測波形を同図(c)に示す。(c)のセン

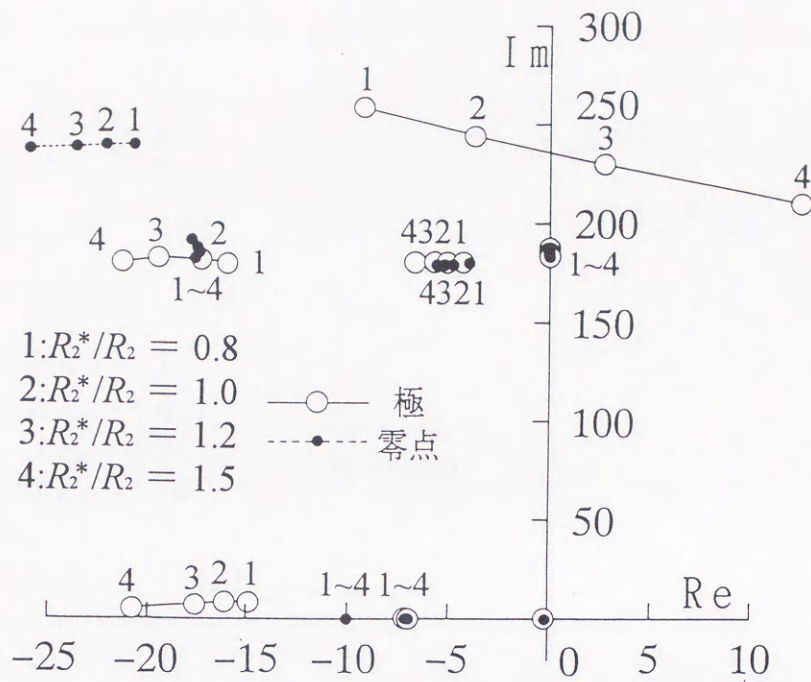


(a) 速度センサレス

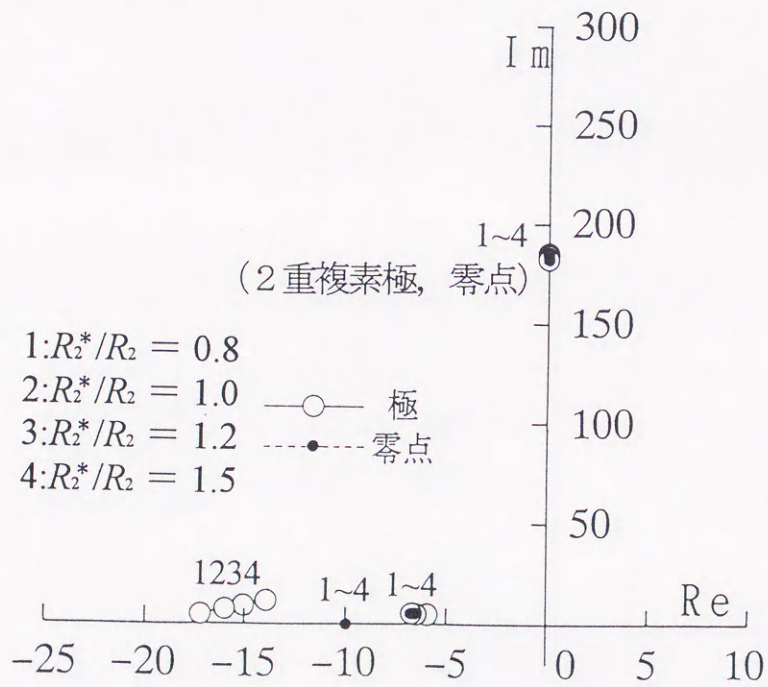


(b) 速度センサ付き

第2.3図 R_1^*/R_1 に対する極と零点の軌跡

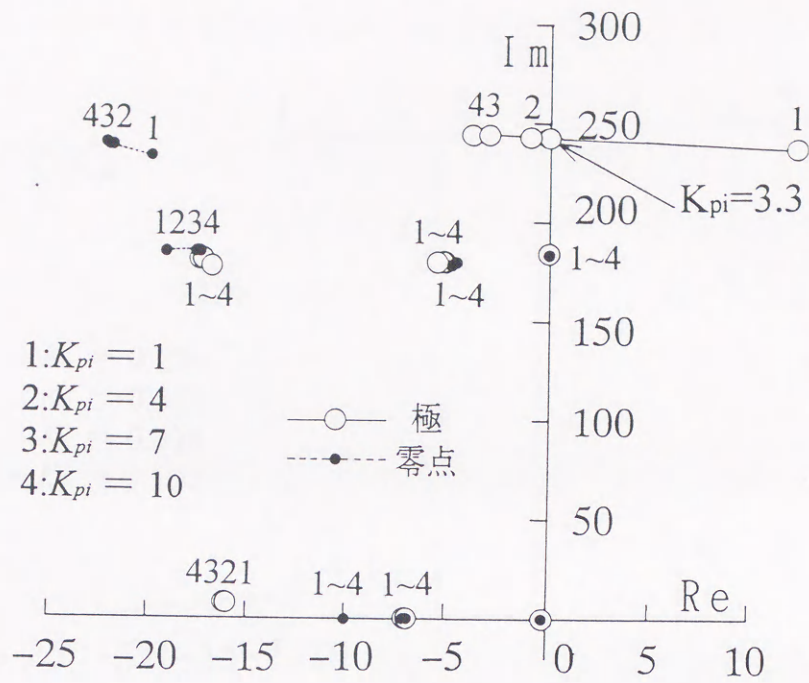


(a) 速度センサレス

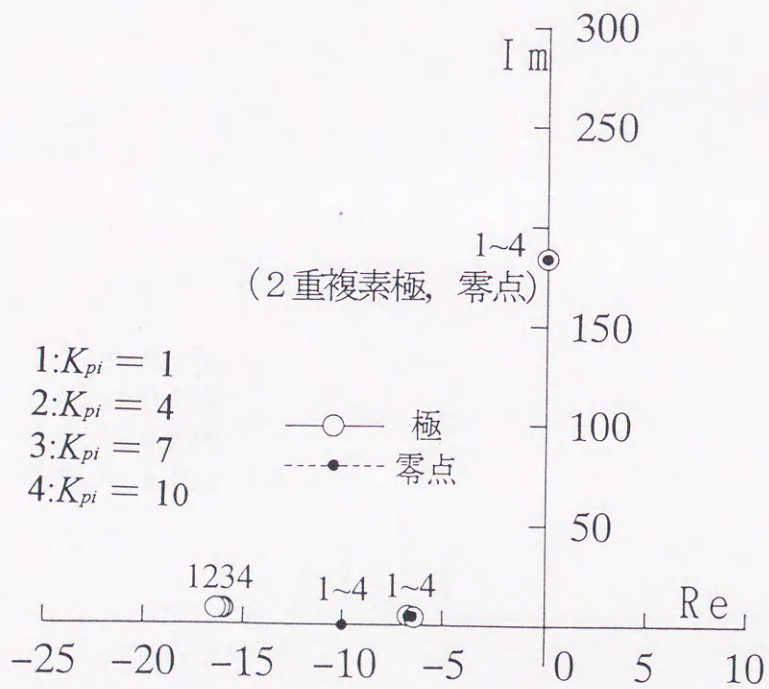


(b) 速度センサ付き

第2.4図 R_2^*/R_2 に対する極と零点の軌跡

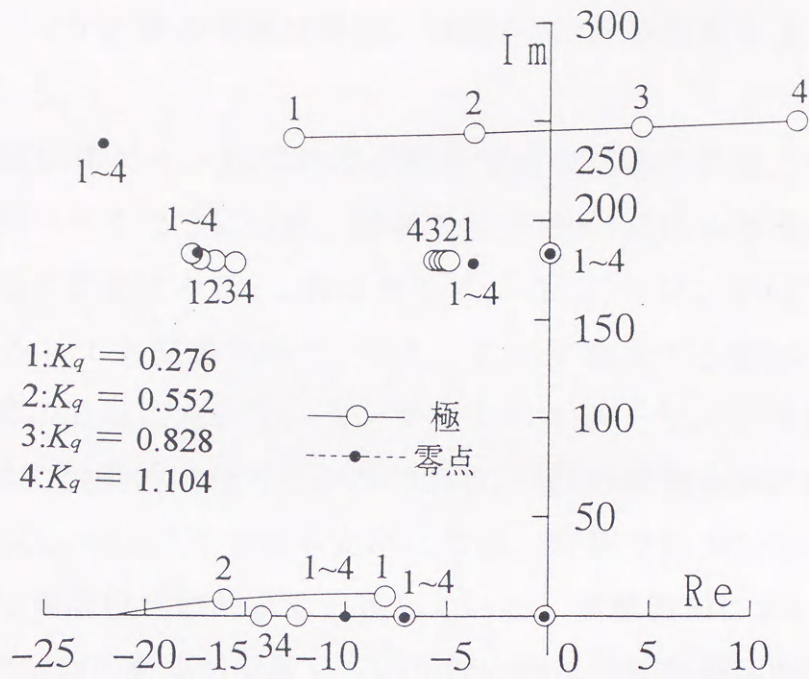


(a) 速度センサレス

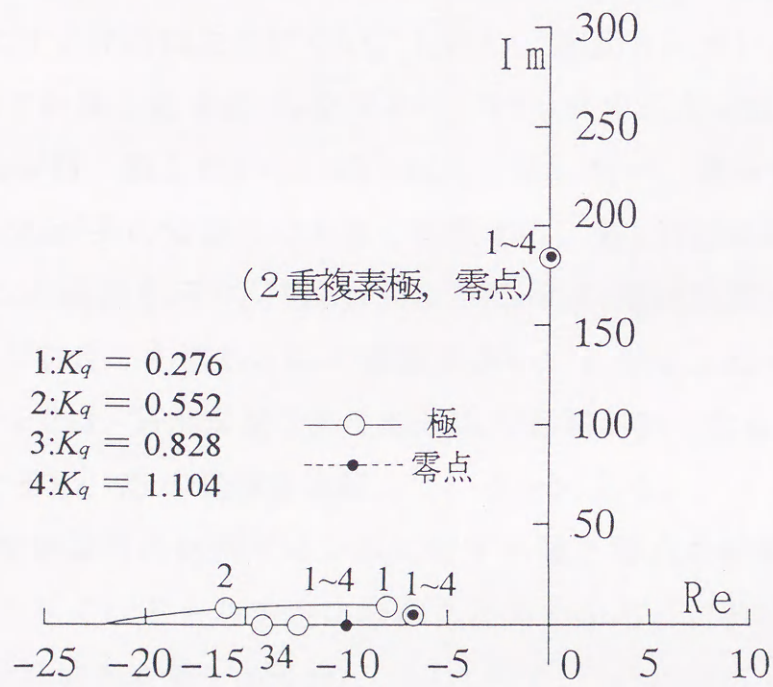


(b) 速度センサ付き

第2.5図 電流制御器の比例ゲイン K_{pi} に対する極と零点の軌跡



(a) 速度センサレス



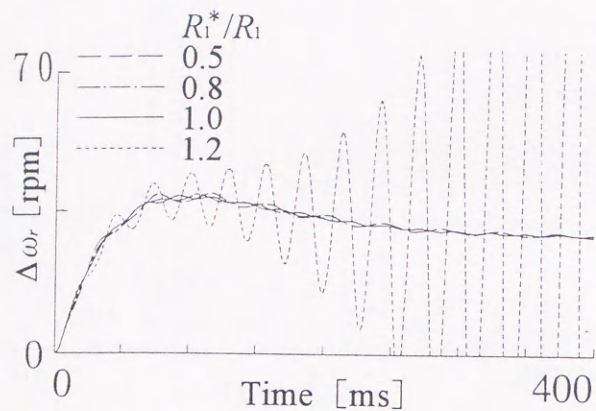
(b) 速度センサ付き

第2.6図 速度制御器の比例ゲイン K_q に対する極と零点の軌跡

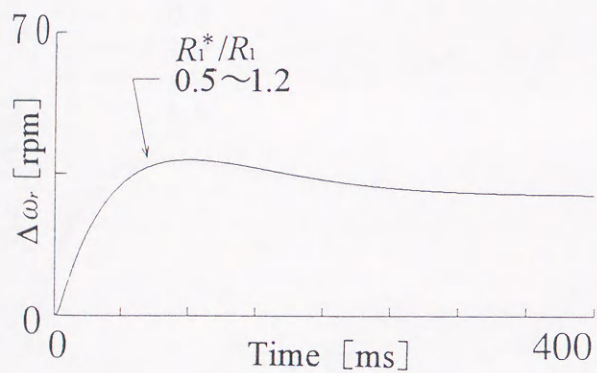
サレスでのステップ応答の実測結果は、同図(a)の計算結果とよく一致していることがわかる。

第2.5図は電流制御ゲイン K_{pi} に対する極と零点の軌跡である。センサレスにおいては K_{pi} が小さくなるにつれ、虚部の値が250付近にある極の実部が正の方向に移動し不安定になる。これに対して、(b)図のセンサ付では K_{pi} が設定値の1/10になっても安定である。また、これに相当する第2.9図(a), (b)のステップ応答の計算において、センサレスの方が、センサ付より K_{pi} の減少にたいして早く振動的になることがわかる。(c)の実測波形において図には示していないが $K_{pi}=4.5$ 以下では不安定になる。計算では第2.5図(a)より $K_{pi}=3.3$ であるので両者は比較的よく一致している。実験波形において $K_{pi}=4.5$ の不安定状態で振動の振幅が発散していかないのは電流制御回路のリミッタのためである。速度センサ付の場合は一次電流指令 i_1^* に一次電流 i_1 が一致していなくても、それがトルク制御の誤差もしくは磁束制御の誤差となるだけで系を不安定にする原因になりにくい。しかし、速度センサレスの場合、一次電流 i_1 を用いて計算した $\hat{\phi}_{2d}$, \hat{i}_{1q} をフィードバックするために i_1^* が i_1 一致しない限り ϕ_{2d}^* と ϕ_{2d} は一致しないし、 i_{1q}^* と i_{1q} も一致しない。従って、電流制御器の比例ゲイン K_{pi} が系の安定性に大きく影響する。第2.11図に K_{pi} に対して安定である K_d , K_ω の範囲を示す。第2.11図より $K_{pi}=10$ (電流制御が理想的である)の場合、系が安定である K_d と K_ω の範囲が広い。しかし、 $K_{pi}=1$ (電流制御が理想的でない)では、系が安定である K_d と K_ω の範囲が狭くなる。従って、 K_{pi} が系を安定にする K_d , K_ω の範囲を支配しているといえる。

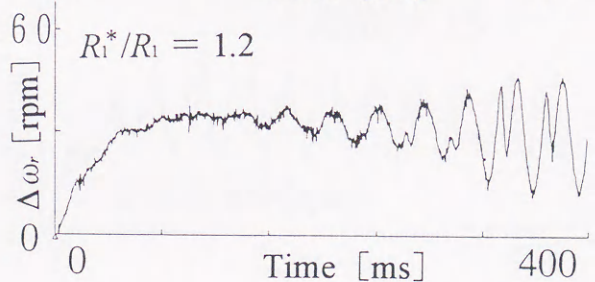
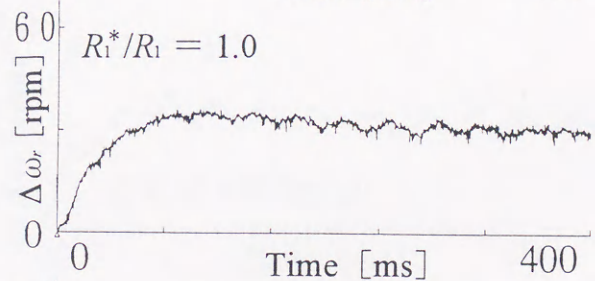
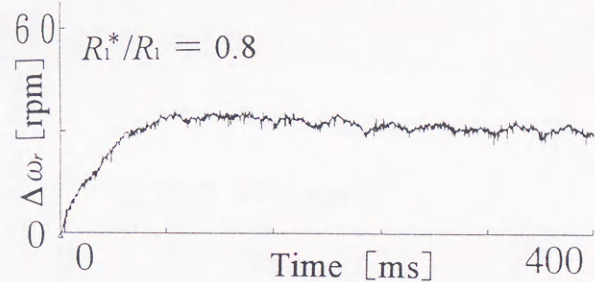
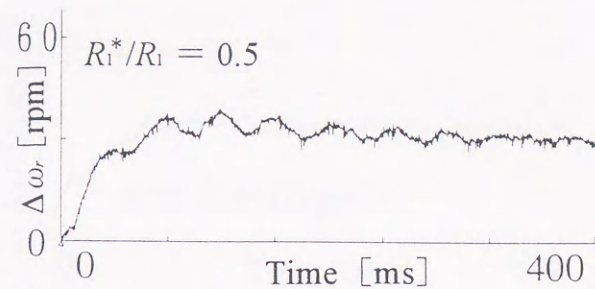
第2.6図に速度制御器の比例ゲイン K_q に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)より K_q が大きくなると不安定になることがわかる。これに相当するステップ応答の計算波形を第2.10図(a), (b)に示す。(a)に対応する実測波形を(c)に示す。実測波形と計算波形がよく一致していることがわかる。不安定な点において計算波形よりも実測波形の方が安定に見えるのは前述したように電流制御回路内で生じるリミッタの影響である。



(a) 速度センサレス (計算)

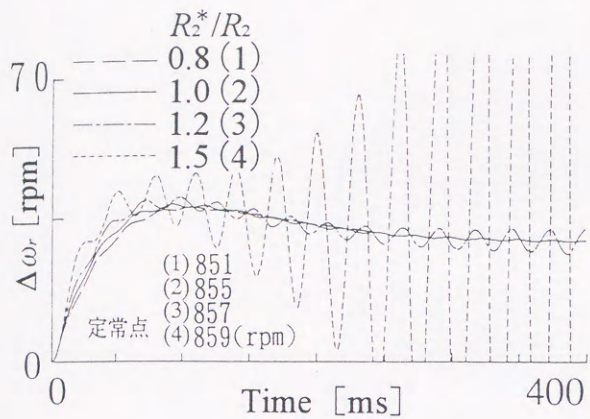


(b) 速度センサ付き (計算)

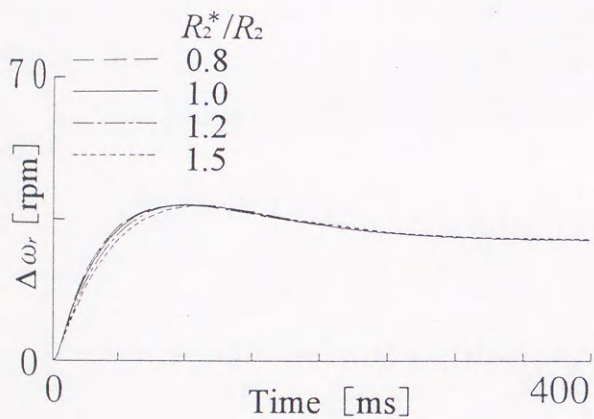


(c) 速度センサレス (実測)

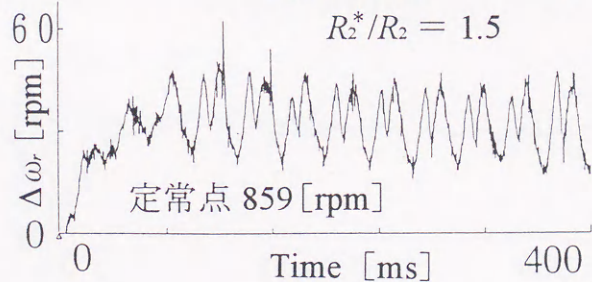
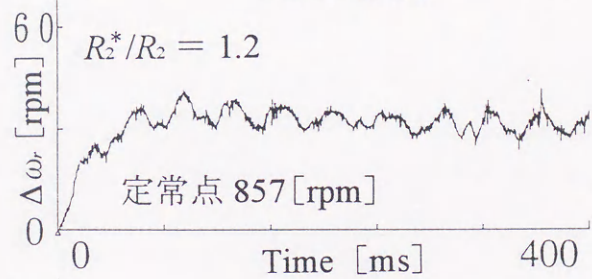
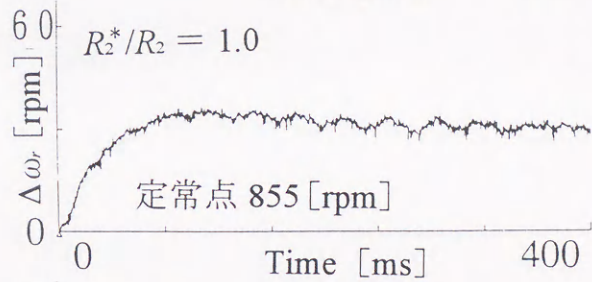
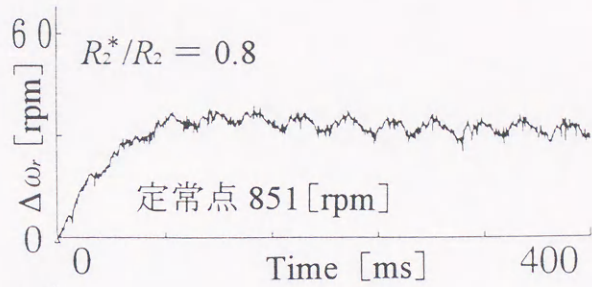
第2.7図 R_i^*/R_i に対する速度のステップ応答



(a) 速度センサレス (計算)

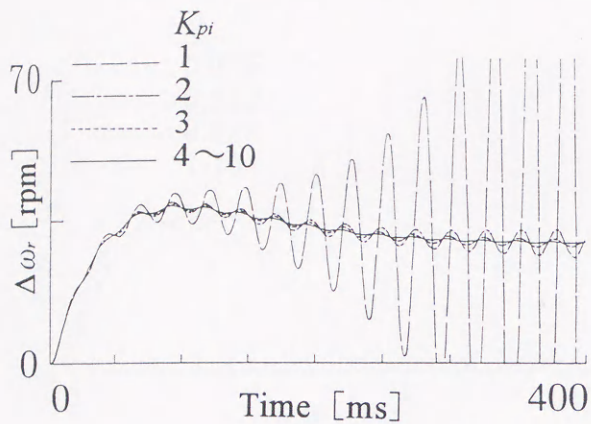


(b) 速度センサ付き (計算)

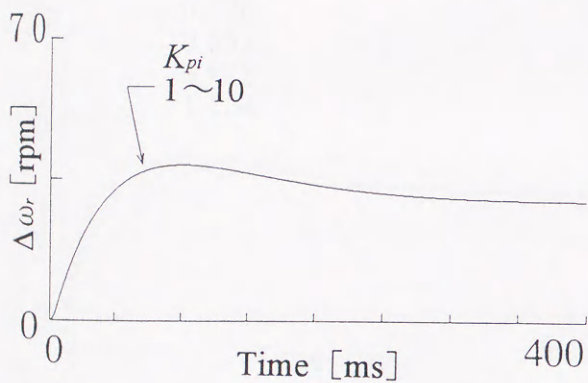


(c) 速度センサレス (実測)

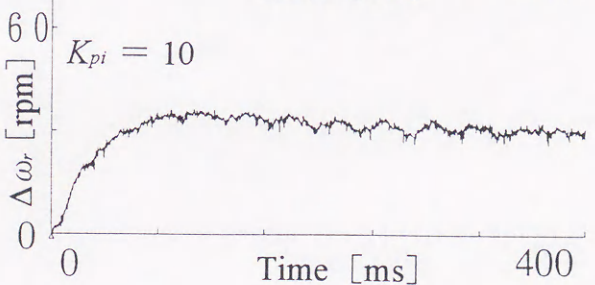
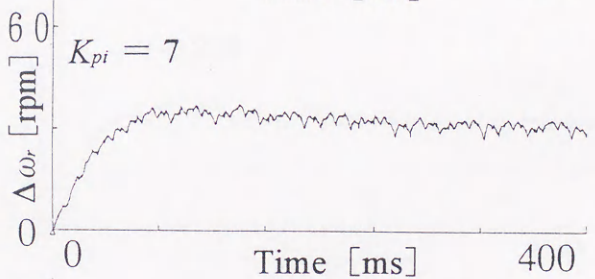
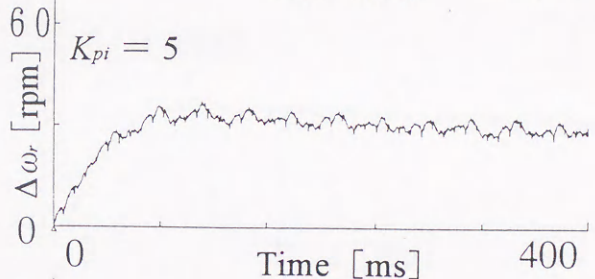
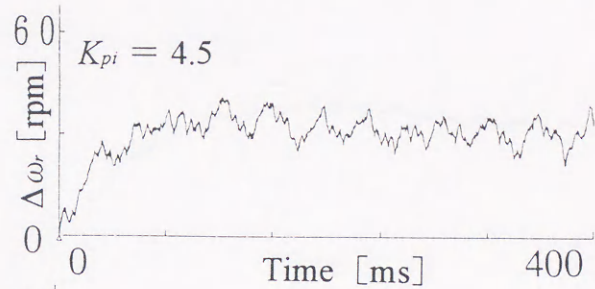
第2.8図 R_2^*/R_2 に対する速度のステップ応答



(a) 速度センサレス (計算)

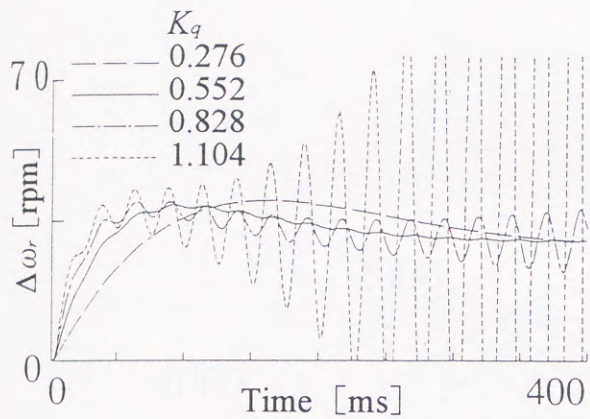


(b) 速度センサ付き (計算)

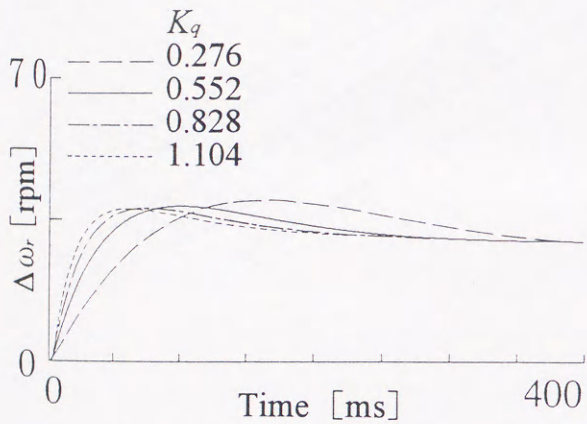


(c) 速度センサレス (実測)

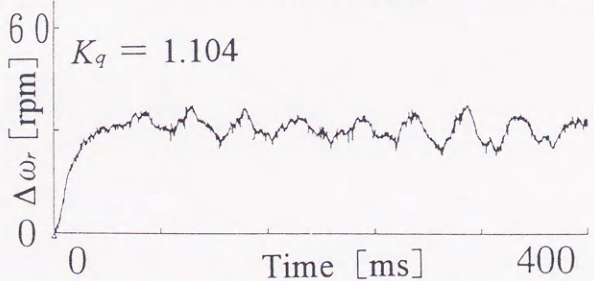
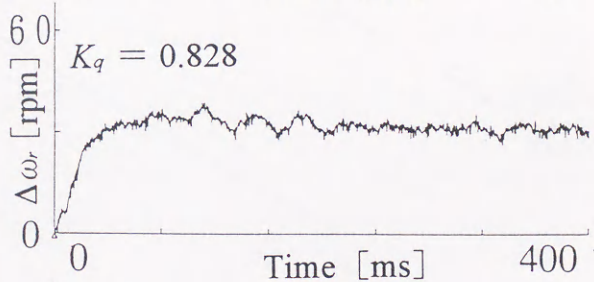
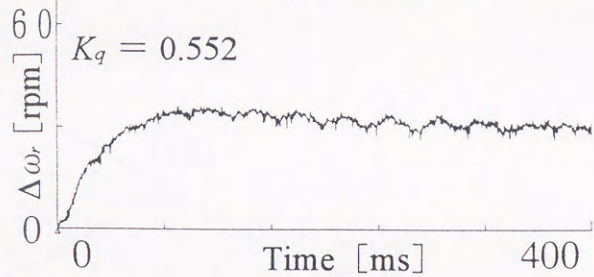
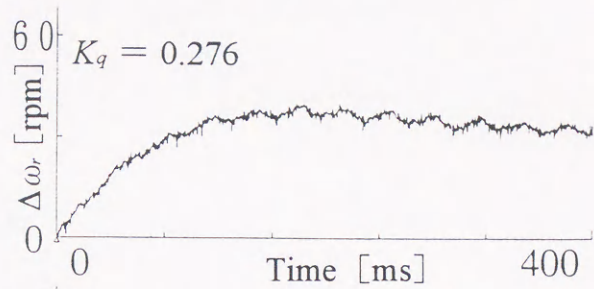
第2.9図 電流制御器比例ゲイン K_{pi} に対する速度のステップ応答



(a) 速度センサレス (計算)

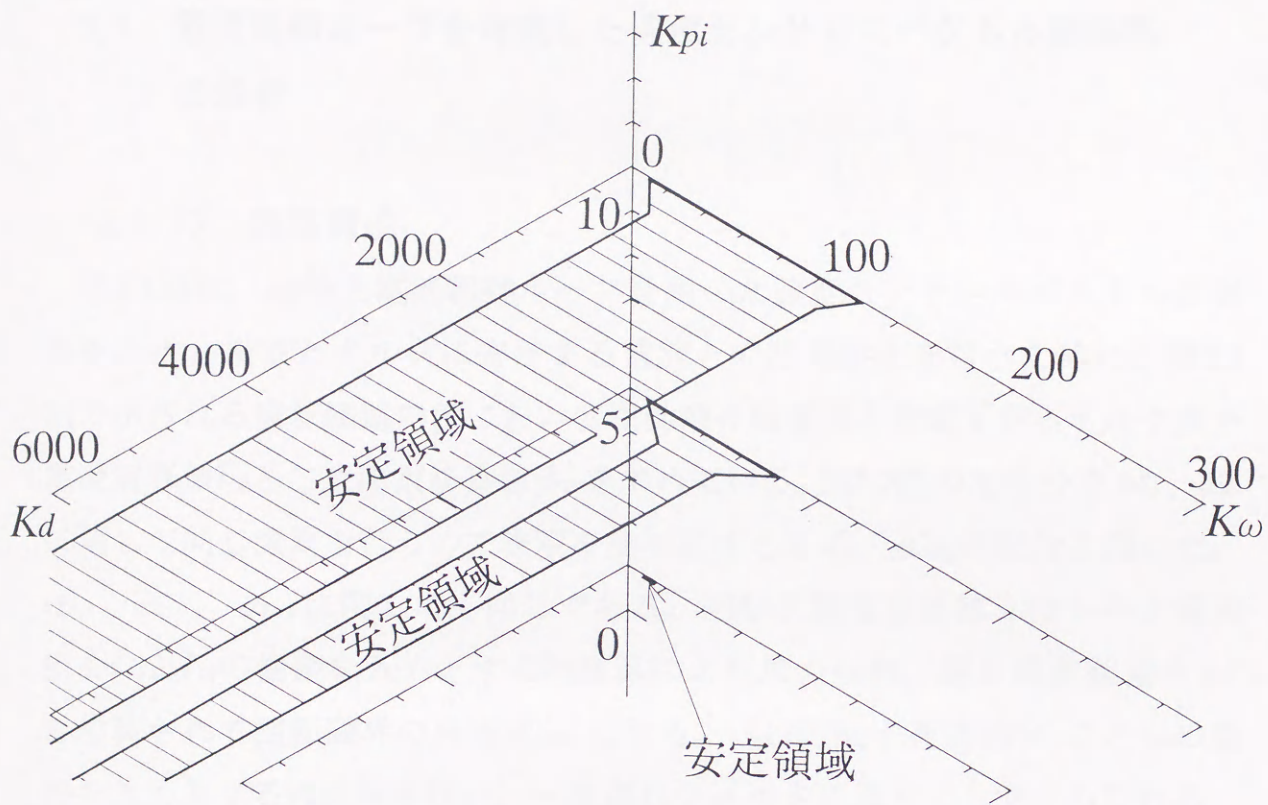


(b) 速度センサ付き (計算)



(c) 速度センサレス (実測)

第 2.10 図 速度制御器の比例ゲイン K_q に対する速度のステップ応答



第2.1.1 図 K_{pi} に対して安定である K_d と K_ω の範囲

第3章

dq 同期軸上電流制御ループによる誘導電動機 速度センサレスベクトル制御系の安定性改善

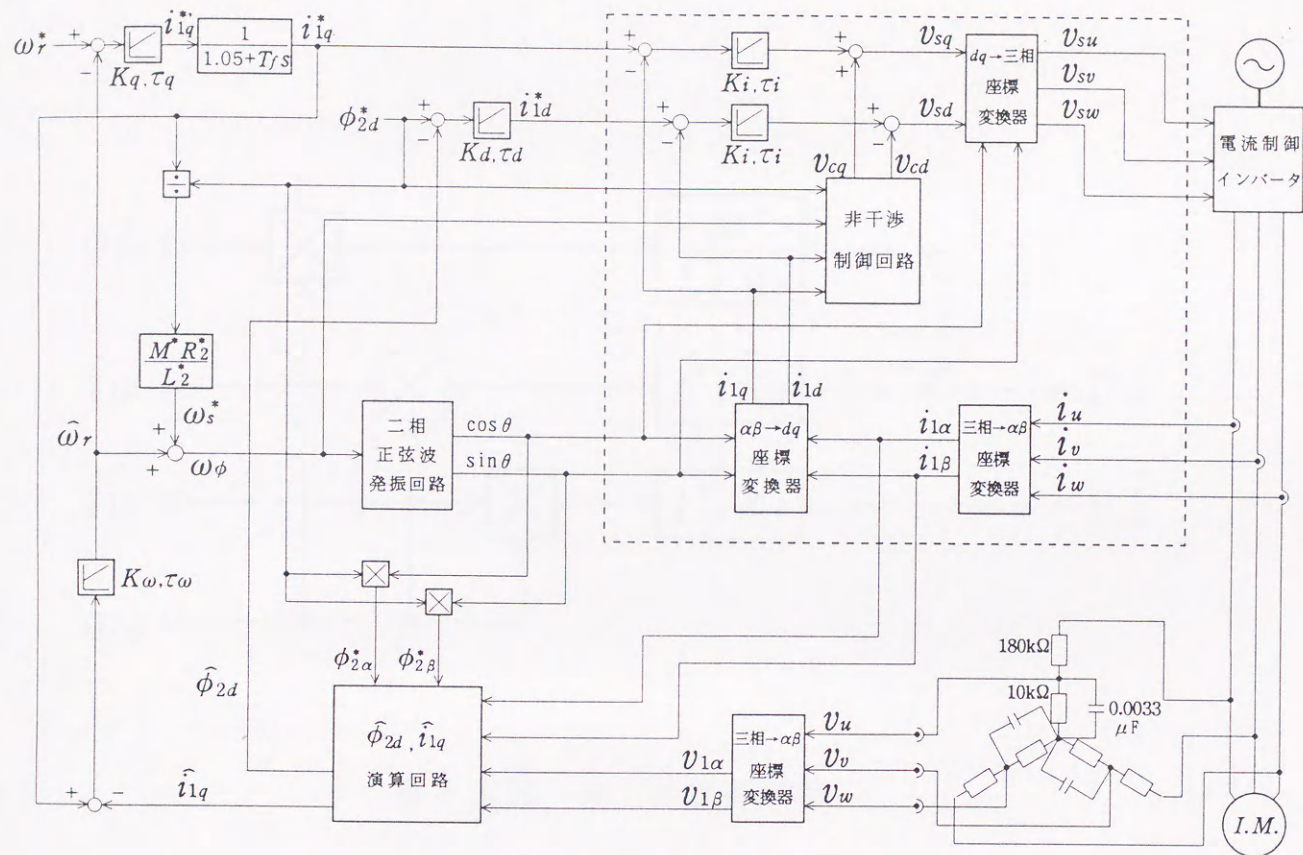
3.1 電流制御ループを考慮した速度センサレスベクトル制御系の解析

<3.1.1> 回路構成

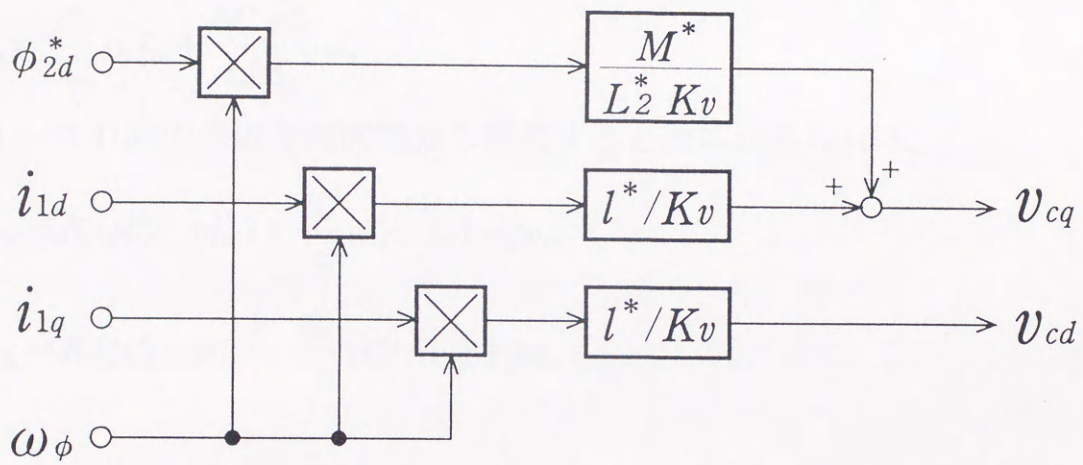
第3.1図に、 dq 軸上電流制御ループを用いた速度センサレスベクトル制御系を示す。磁束とトルクに寄与する電流との非干渉化を行うために、第2.2図で示される演算回路内部において電動機の相電流と相電圧からトルク成分電流演算値 \hat{i}_{1q} と二次磁束演算値 $\hat{\phi}_{2d}$ を求めている。第2.2図の左半分では $\phi_{2\alpha}^*$ 、 $\phi_{2\beta}^*$ に関して同じ演算を行うので表現を簡単にするため、 $\phi_{2\alpha\beta}^*$ の記号を用いた。 $v_{2\alpha\beta}$ 、 $e_{2\alpha\beta}$ 、 $\phi_{2\alpha\beta}^*$ に関して同じである。回転子速度推定値 $\hat{\omega}_r$ はトルク電流指令 i_{1q}^* と \hat{i}_{1q} の偏差を入力とするPI演算により求められ、滑り周波数指令 ω_s^* と加算されて回転磁界の角速度 ω_o になる。 i_{1q}^* は回転子速度指令 ω_r^* と $\hat{\omega}_r$ の偏差を入力とするPI演算を行い、一次遅れフィルタに通すことで求められる。磁束電流指令 i_{1d}^* は二次磁束指令 ϕ_{2d}^* と $\hat{\phi}_{2d}$ の偏差を入力とするPI演算により求められる。破線で囲まれた dq 軸上非干渉電流制御器では、最初に検出してきた一次電流 i_1 を三相- dq 変換することにより磁束成分電流 i_{1d} とトルク成分電流 i_{1q} を得る。そして、それぞれの指令値 i_{1d}^* と i_{1q}^* との偏差を入力するPI演算を行い、第3.2図で示される非干渉制御回路で計算された v_{cd} 、 v_{cq} を加減することでインバータ電圧指令 v_{sd} 、 v_{sq} を作る。

<3.1.2> 系の連立微分方程式の導出

第3.1図の破線で囲まれている dq 軸上非干渉電流制御器のPI制御部は次式



第3.1図 dq軸上電流制御ループを用いた速度センサレスベクトル制御系



第 3.2 图 非干涉控制回路

で表せる。

$$v_{sd} = K_i \left(1 + \frac{1}{\tau_i p} \right) (i_{1d}^* - i_{1d}) - v_{cd} \quad (3.1)$$

$$v_{sq} = K_i \left(1 + \frac{1}{\tau_i p} \right) (i_{1q}^* - i_{1q}) + v_{cq} \quad (3.2)$$

ただし、

$$v_{cd} = \frac{l^*}{K_v} \omega_\phi i_{1q} \quad (3.3)$$

$$v_{cq} = \frac{l^*}{K_v} \omega_\phi i_{1d} + \frac{M^* \phi_{2d}^*}{L_2^* K_v} \omega_\phi \quad (3.4)$$

(3.1) ~ (3.4) 式の両辺を時間微分し整理すると次式が得られる。

$$p v_{sd} = K_i (p i_{1d}^* - p i_{1d}) + \frac{K_i}{\tau_i} (i_{1d}^* - i_{1d}) - p v_{cd} \quad (3.5)$$

$$p v_{sq} = K_i (p i_{1q}^* - p i_{1q}) + \frac{K_i}{\tau_i} (i_{1q}^* - i_{1q}) + p v_{cq} \quad (3.6)$$

ただし、

$$p v_{cd} = \frac{l^*}{K_v} (i_{1q} p \omega_\phi + \omega_\phi p i_{1q}) \quad (3.7)$$

$$p v_{cq} = \frac{l^*}{K_v} (i_{1d} p \omega_\phi + \omega_\phi p i_{1d}) + \frac{M^* \phi_{2d}^*}{L_2^* K_v} p \omega_\phi \quad (3.8)$$

非干渉制御回路を用いない場合は(3.5)式において $p v_{cd} = 0$ 、(3.6)式において $p v_{cq} = 0$ となる。従って、 dq 軸上電流制御ループを用いた速度センサレスベクトル制御系は付録3の式⁽⁶⁸⁾を引用すると誘導機の式(付3.1)~(付3.4)、機械系の式(付3.5)、 $\hat{\phi}_{2d}$ 、 \hat{i}_{1q} 演算回路の式(付3.6)、(付3.7)、トルク電流制御器の式(付3.8)、速度制御器の式(付3.9)、(付3.10)、磁束制御器の式(付3.11)、電流制御器の式(付3.12)、(付3.13)により記述される。(付3.10)式は、実験回路において一次電流のPWMスイッチングリップルや一次電圧の検出誤差に起因する i_{1q} の脈動の低減、高ゲイン設定時にオペアンプが起こす発振抑制の

ために挿入されている一次遅れフィルタを表している。

3.2 数値計算及び実験結果

〈3.2.1〉 速度応答特性

解析に用いた誘導電動機定数及び制御回路定数を第3.1表に、線形化した平衡点の例を第3.2表に示す。動作点の値は、回転速度 $N_r=855$ [rpm]、滑り $S=2.7$ [%]である。本稿ではPWM周波数が一定(10kHz)となる三角波比較方式で試験した。この際、電流制御ループの定数は、 $K_i=4.5$ 、 $\tau_i=0.0001$ 、 $K_v=15$ に設定した。この定数での三相静止軸上電流制御の定常状態での遮断角速度は $\omega_o=2500$ [rad/s]である。これは電動機の定格運転角速度(電気角)377 [rad/s]の6.6倍に相当する。 dq 軸上非干渉電流制御と dq 軸上電流制御の定常状態での遮断角速度は無限大になる。電流制御ループの周波数応答のバンド幅は3方式において25000 [rad/s]になる。また、相電圧検出部の一次遅れフィルタの折れ点角速度は32000 [rad/s]であり、絶縁アンプのバンド幅は62800 [rad/s]である。これらは電流制御ループのバンド幅25000 [rad/s]に対し十分大きい。以下、付図2で示される三相静止軸上電流制御ループを用いた速度センサレスベクトル制御系⁽⁶⁷⁾と比較しながら説明する。三相静止軸上電流制御ループを用いた場合は付録4の(付4.1)式、(付4.2)式の状態変数 Δx において Δv_{sd} 、 Δv_{sq} の代わりに ΔA_d 、 ΔA_q 、 ΔB_d 、 ΔB_q 、 ΔC_d 、 ΔC_q が状態変数となるので17元になる。

第3.3図、第3.5図、第3.8図、第3.10図、第3.12図、第3.14図の(a)、(b)は付録4の(付4.3)式から計算した極と零点の軌跡である。 dq 軸上電流制御ループの場合、(付4.3)式において $\det(sI-A)=0$ より13個の極が生じる。また、 $d_4 \cdot \det(sI-A^*)/s^4=0$ より10個の零点が生じる。そのうち、実軸負方向に大きい極5個と零点4個を紙面の都合で省略した。従って、4組の複素極(下半面は省略)と2組の複素零点(下半面は省略)と2個の実零点を示す。三相静止軸

第3.1表 誘導電動機および制御回路定数

誘導電動機定数	制御回路定数
$P_o=1.5$ [kW]	$K_v=15$
$V=180$ [V]	$K_i=4.5$
$f=60$ [Hz]	$K_q=0.552$
$P=4$ [極]	$K_\omega=20$
$R_1=0.532$ [Ω]	$K_d=3.3$
$R_2=0.537$ [Ω]	$\tau_i=0.0001$ [s]
$L_1=0.0794$ [H]	$\tau_q=0.1$ [s]
$L_2=0.0794$ [H]	$\tau_\omega=0.1$ [s]
$M=0.0773$ [H]	$\tau_d=0.01551$ [s]
$J=0.03128$ [kg·m ²]	$\phi_{2d}^*=0.464$ [Wb]
(負荷機を含む)	$T_c^*=0.148$ [s]

第3.2表 線形化した平衡点

非干渉制御付dq軸上電流制御 及びdq軸上電流制御	三相静止軸上電流制御
$i_{1d0}=6.00[\text{A}]$ $i_{1q0}=4.54[\text{A}]$ $i_{2d0}=0.00[\text{A}]$ $i_{2q0}=-4.42[\text{A}]$ $\omega_{r0}=89.0[\text{rad/s}]$ $\phi_{2d0}^c=0.464[\text{Wb}]$ $\phi_{2q0}^c=0.000[\text{Wb}]$ $\omega_{r0}=179.0[\text{rad/s}]$ $i_{1d0}^*=6.0[\text{A}]$ $i_{1q0}^*=4.54[\text{A}]$	$i_{1d0}=6.00[\text{A}]$ $i_{1q0}=4.54[\text{A}]$ $i_{2d0}=-0.263 \times 10^{-3}[\text{A}]$ $i_{2q0}=-4.42[\text{A}]$ $\omega_{r0}=89.0[\text{rad/s}]$ $\phi_{2d0}^c=0.464[\text{Wb}]$ $\phi_{2q0}^c=-0.276 \times 10^{-4}[\text{Wb}]$ $\omega_{r0}=179.0[\text{rad/s}]$ $i_{1d0}^*=5.98[\text{A}]$ $i_{1q0}^*=4.54[\text{A}]$ $A_{d0}=-0.873 \times 10^{-1}$ $A_{q0}=-6.01$ $B_{d0}=0.111 \times 10^4$ $B_{q0}=-0.194 \times 10^2$ $C_{d0}=-0.194 \times 10^{-5}$ $C_{q0}=0.134 \times 10^{-3}$

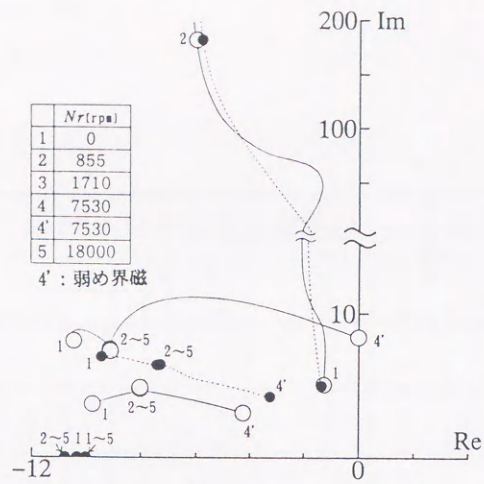
上電流制御ループの場合、(付4.3)式において $\det(sI-A)=0$ より17個の極が生じ、 $d_4 \cdot \det(sI-A^*)/s^4=0$ より14個の零点が生じる。そのうち、実軸方向に大きい極5個と零点4個を紙面の都合で省略した。よって第3.3図(c), 第3.5図(c), 第3.8図(c), 第3.10図(c), 第3.12図(c), 第3.14図(c)には6組の複素極(下半面は省略)と4組の複素零点(下半面は省略)と2個の実零点を示す。第3.6図, 第3.9図, 第3.11図, 第3.13図, 第3.15図に $\Delta \omega_r^*$ に対する $\Delta \omega_r$ のステップ応答を示す。これらの図において(i)は線形化連立微分方程式から求めた計算波形であり、(ii)は実測波形である。

第3.3図は回転速度 N_r に対する極と零点の軌跡である。虚軸成分の大きい3, 4, 5の極は零点と重なっているため、安定性に影響しない。最初に電動機を V/f 一定の条件のまま f を増加させた場合について説明する(第3.3図で1, 2, 3, 4, 5に対応)。 N_r が大きくなると同図(c)より三相静止軸上電流制御は12204[rpm]を越えると不安定になることが分かる。これに対し同図(a)の dq 軸上非干渉制御及び同図(b)の dq 軸上電流制御は $N_r=18000$ [rpm]になっても安定である。このことは、第3.4図の回転速度 N_r に対する定常状態での電流制御誤差を参照することで説明することができる。定常状態での電流制御誤差は、ニュートン法で計算された定常値を用い、次式で計算された。

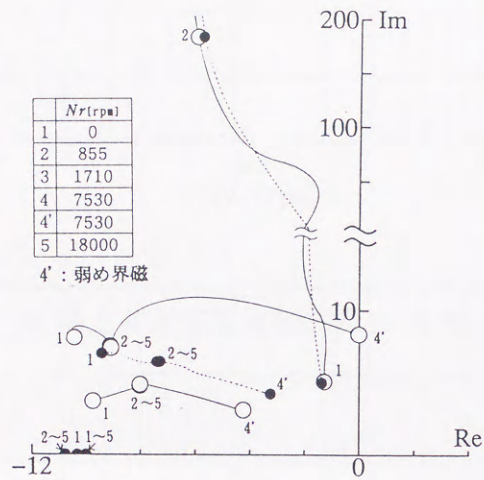
$$\text{振幅誤差} = 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{i_{1d0}^2 + i_{1q0}^2}}{\sqrt{i_{1d0}^{*2} + i_{1q0}^{*2}}} \right) [\text{dB}] \quad (3.9)$$

$$\text{位相遅れ} = \tan^{-1} \left(\frac{i_{1q0}}{i_{1d0}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{i_{1q0}^*}{i_{1d0}^*} \right) [\text{度}] \quad (3.10)$$

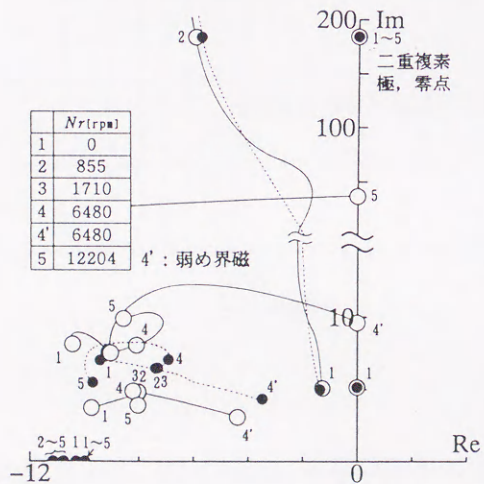
N_r が大きくなると回転磁界の角速度 ω_e も大きくなる。従って、三相静止軸上電流制御を用いた場合、三相の電流指令 i_u^* , i_v^* , i_w^* の周波数が高くなり位相遅れや振幅誤差の影響が大きくなる。同図(c)の三相静止軸上電流制御の不安定な点 $N_r=12500$ [rpm]では、振幅誤差5[dB], 位相遅れ40[度]というふうに定常状態の電流制御誤差が大きくなっている。これに対し dq 軸上非干渉電流制御と dq 軸上電流制御は dq 同期座標軸上においてPI制御を行うので、



(a) dq 軸上非干渉電流制御

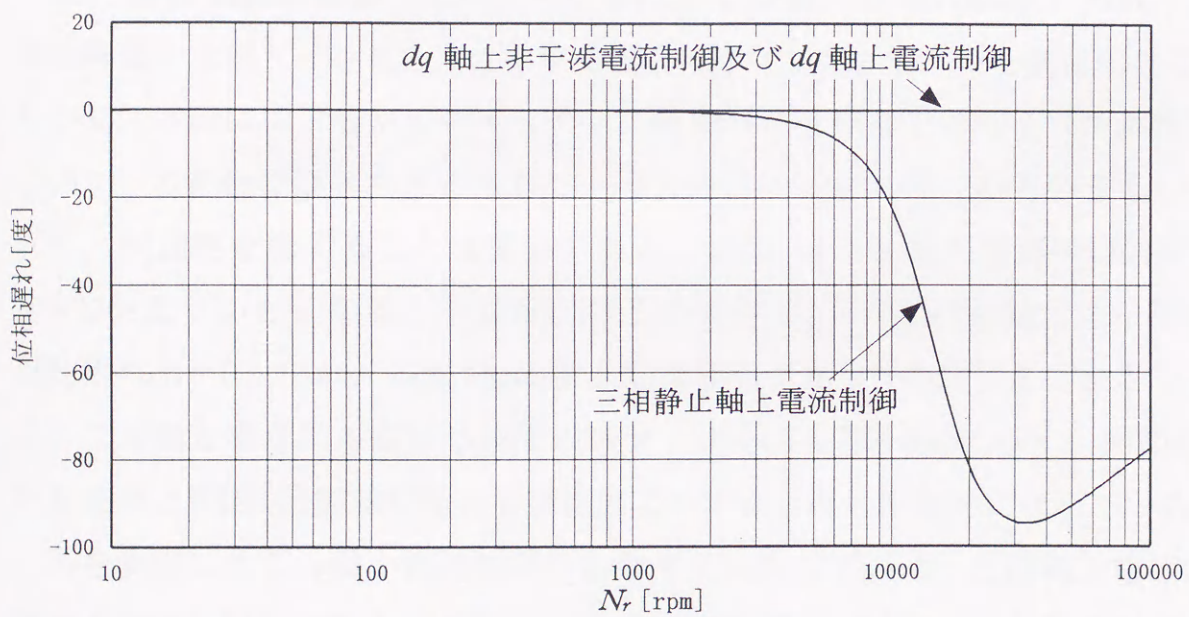
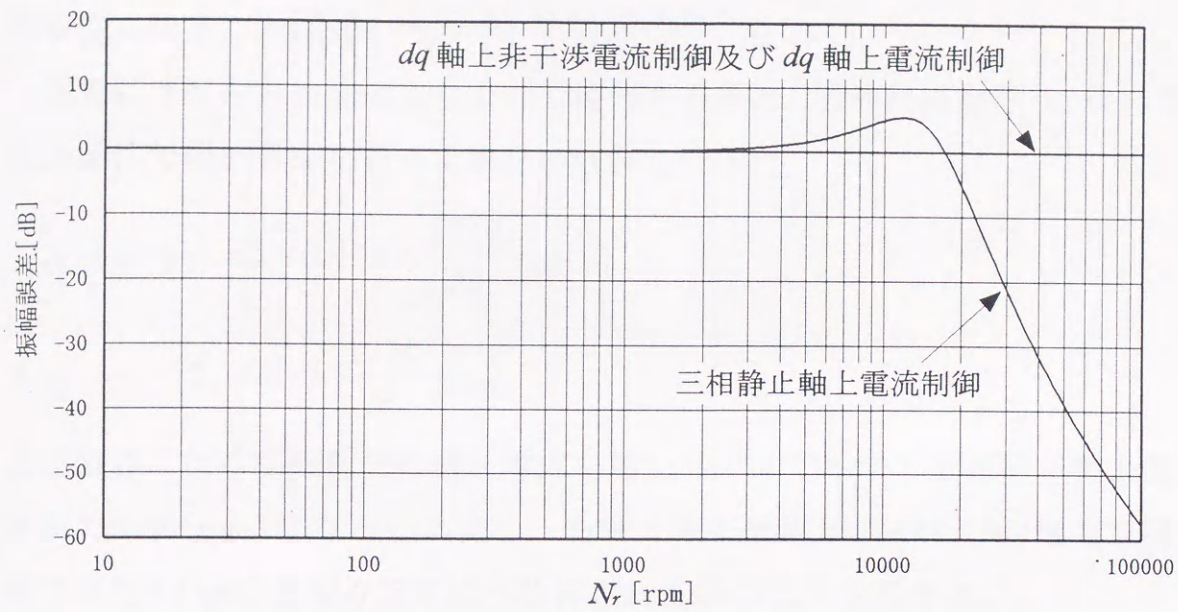


(b) dq 軸上電流制御



(c) 三相静止軸上電流制御

第 3.3 図 回転速度 Nr に対する極と零点の軌跡



第 3.4 図 回転速度 N_r に対する定常状態での電流制御誤差

定常状態において位相遅れや振幅誤差が生じない。つまり、 N_r が大きくなる
と定常状態での電流制御誤差が原因で三相静止軸上電流制御を用いた場合は
不安定になることが分かる。

実際に速度を定格速度より上げて使用する場合、弱め界磁を行う。従って、
次の条件で弱め界磁を行った場合の計算を行った。

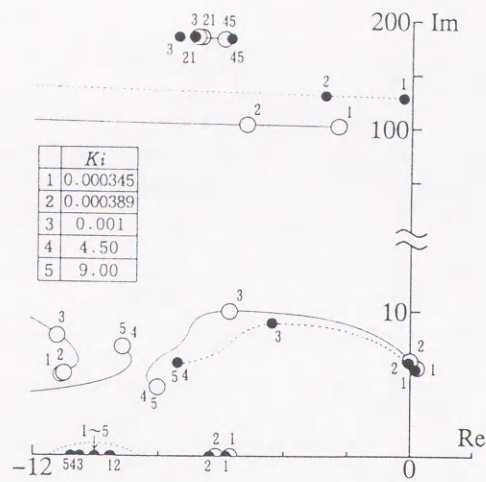
$$\text{二次磁束指令 } \phi_{2d}^* = 0.464 \times \frac{1710}{N_r} \text{ [wb]}$$

$$\text{負荷トルク } T_L = 4.1 \times \frac{1710}{N_r} \text{ [Nm]}$$

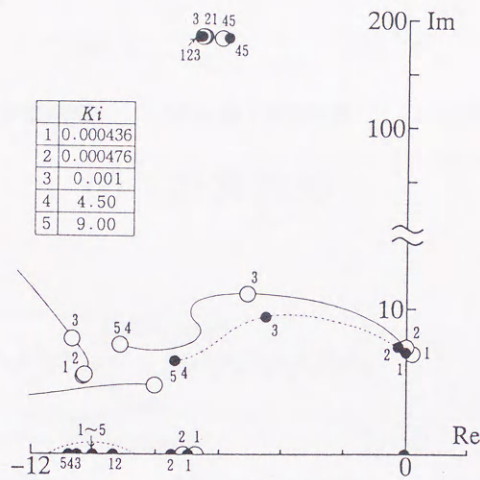
安定限界になる回転数での極と零点を第3.3図の4'で示す。三相静止軸上電流
制御で6480[rpm]になるのに対し、 dq 軸上非干渉電流制御及び dq 軸上電流制
御では7530[rpm]となり安定性が改善されていることを分かる。

第3.5図は電流制御器の比例ゲイン K_i に対する極と零点の軌跡である。電
流制御器の比例ゲイン K_i を大きくする場合、どの方式を用いても安定になる。
しかし、実際にはPWMのスイッチング周期内に2回以上のスイッチが起こ
るので、 K_i をむやみに大きくすることはできない。従って、 K_i を小さくして
いき、安定性を論ずることは妥当である。同図(c)三相軸上電流PI制御が K_i
=0.0208より小さくなると不安定になるのに対し、同図(a) dq 軸上非干渉電
流制御は $K_i=0.000389$ 、同図(b) dq 軸上電流制御は $K_i=0.000476$ まで安定であ
る。この極と零点に対応する速度のステップ応答を第3.6図に示す。同図(i)
計算波形と同図(ii)実測波形ともほぼ同じ K_i の値に対し振動的になっている。

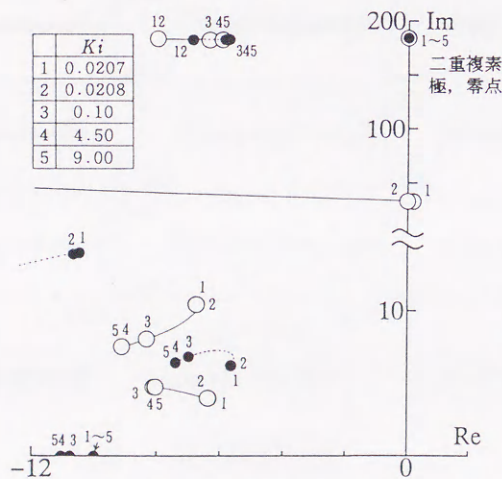
系を安定にする dq 軸上電流制御の比例ゲイン K_i の下限は、三相軸上電流制
御の下限の1/100になる。 dq 軸上で電流制御を行えば K_i の小さな値に対し安
定領域が大きく広がることが分かる。このことは、第3.7図の電流制御器の
比例ゲイン K_i に対する定常状態での電流制御誤差を参照することで説明する
ことができる。同図(c)の三相静止軸上電流制御の不安定な点 $K_i=0.0207$ では、
振幅誤差10[dB]、位相遅れ40[度]というふうに定常状態の電流制御誤差が
大きくなっている。これに対し dq 軸上非干渉電流制御と dq 軸上電流制御は dq



(a) dq 軸上非干渉電流制御

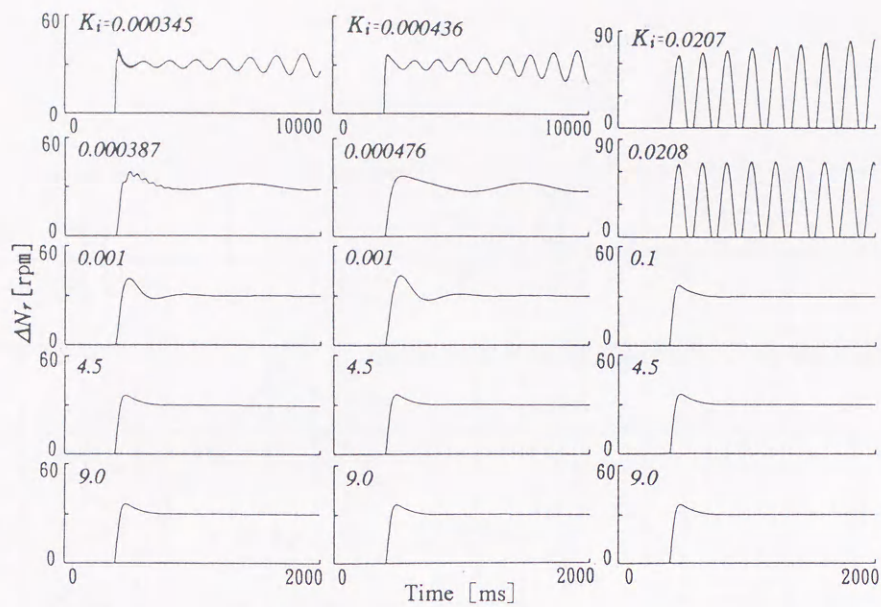


(b) dq 軸上電流制御



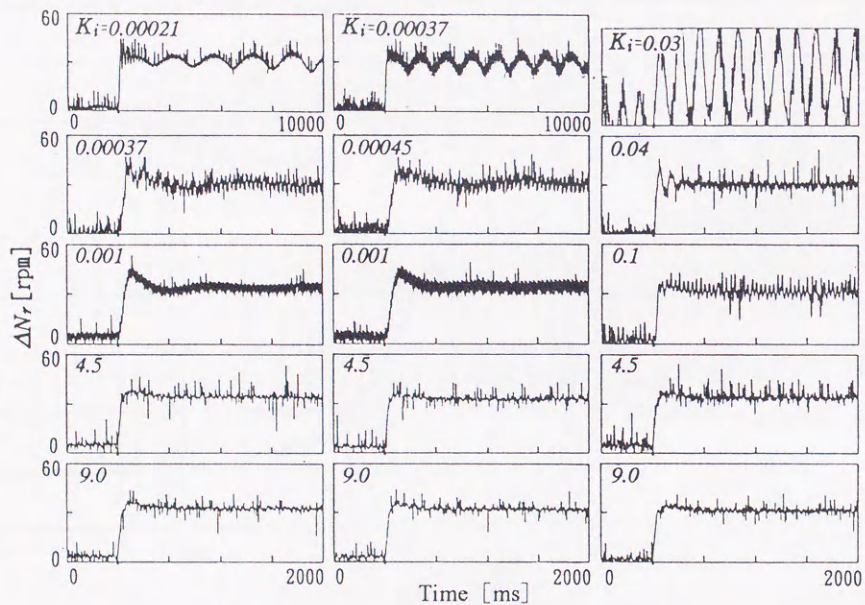
(c) 三相静止軸上電流制御

第 3.5 図 電流制御器の比例ゲイン K_i に対する極と零点の軌跡



(a) dq 軸上非干渉電流制御 (b) dq 軸上電流制御 (c) 三相静止軸上電流制御

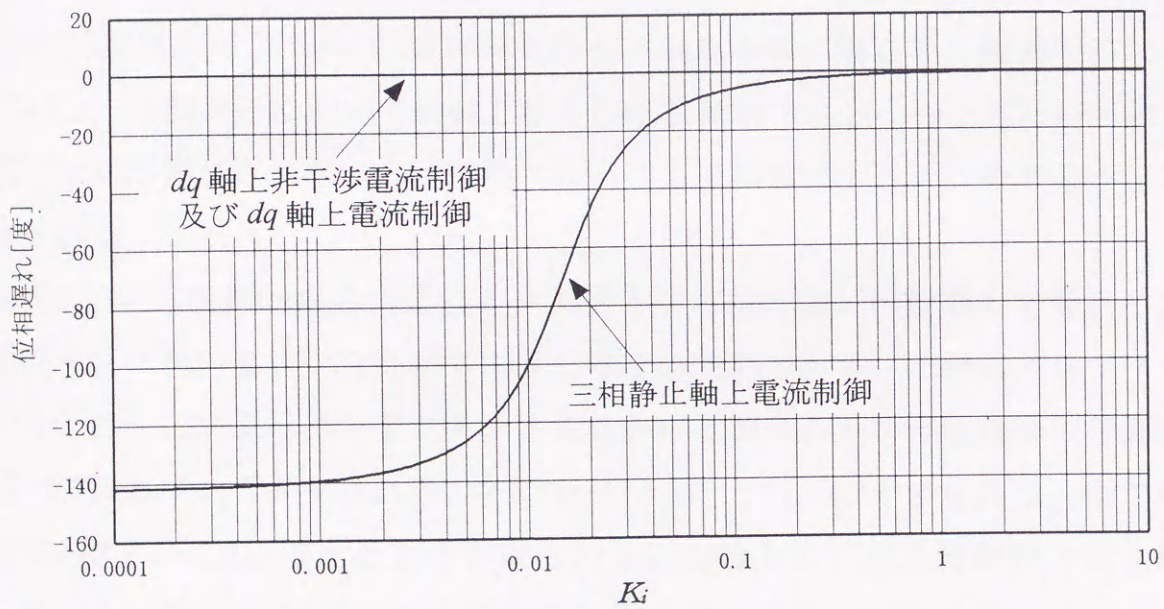
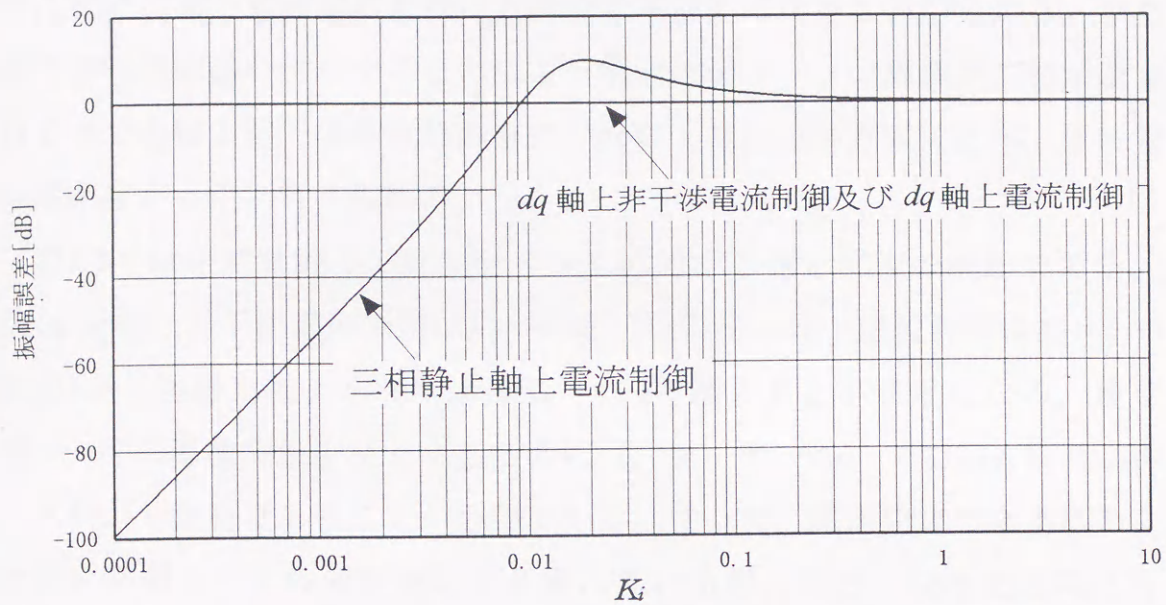
(i) 計算波形



(a) dq 軸上非干渉電流制御 (b) dq 軸上電流制御 (c) 三相静止軸上電流制御

(ii) 実測波形

第 3.6 図 電流制御器の比例ゲイン K_i に対する速度のステップ応答

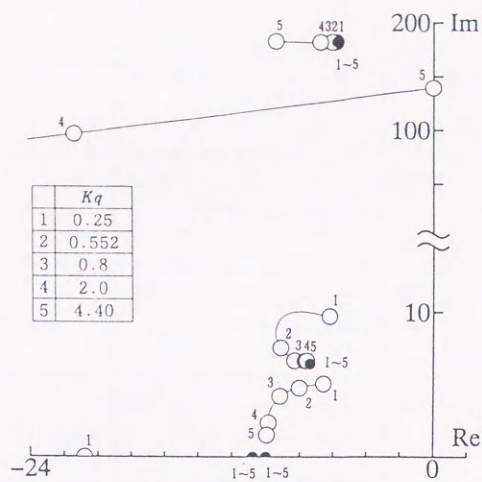


第 3.7 図 電流制御器の比例ゲイン K_i に対する定常状態での電流制御誤差

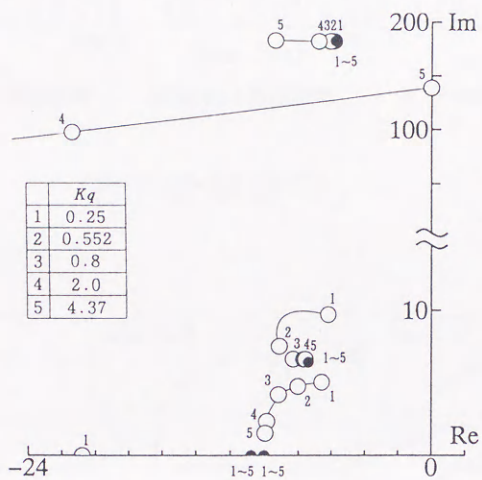
同期座標軸上においてPI制御を行うので定常状態において位相遅れ，振幅誤差が生じない。つまり， K_i が小さくなると定常状態での電流制御誤差が原因で三相静止軸上電流制御を用いた場合は不安定になることが分かる。また，非干渉制御回路を付加することにより電流制御ループの周波数応答が改善されるので dq 軸上非干渉電流制御方式が dq 軸上電流制御方式に比べ，更に安定領域が広がったと考えられる。

第3.8図は速度制御器の比例ゲイン K_q に対する極と零点の軌跡である。同図(a) dq 軸上非干渉電流制御は $K_q=4.40$ ，同図(b) dq 軸上電流制御は $K_q=4.37$ ，同図(c)三相静止軸上電流制御は $K_q=4.31$ を越えると不安定になる。速度制御ループの過渡特性を良くするためには，マイナーループである電流制御ループがより高速であることが必要である。従って，系が安定である K_q の上限は電流制御ループの周波数応答が優れている順に大きくなったと考えられる。この極と零点の軌跡に対応する速度のステップ応答を第3.9図に示す。同図(i)計算波形より同図(ii)実測波形の方が K_q の値に対し早く振動的になっている。実測波形において dq 軸上非干渉電流制御方式と dq 軸上電流PI制御方式との差が観測されないのは解析においてもその差が小さいためであると考えられる。

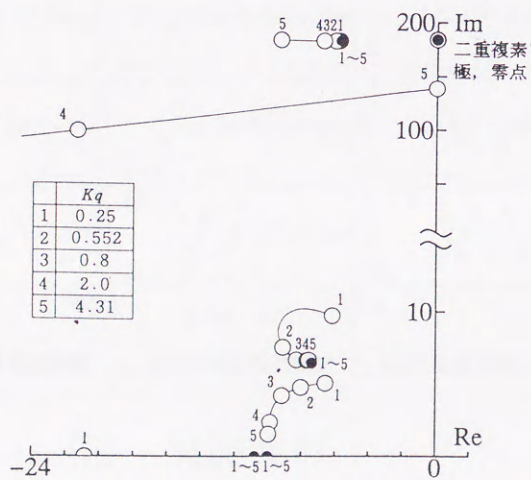
第3.10図は制御回路の全漏れインダクタンス設定値/電動機的全漏れインダクタンス実際値(l^*/l)に対する極と零点の軌跡である。全漏れインダクタンスとは，二次漏れインダクタンスを見かけ上消去した誘導電動機の等価回路での漏れインダクタンスのことであり $l=L_1-L_1L_2/M^2$ で表される。全ての方式が $l^*/l=3.2$ を越えると不安定になる。 dq 軸上非干渉電流制御方式を用いた場合，第3.2図の非干渉制御回路を見れば分かるとおりに全漏れインダクタンス l^* の設定値を用いるので他の2方式よりも l^*/l の影響を受けるはずであるが，他の2方式とあまり変わらない。これは非干渉制御回路による影響よりも $\hat{\phi}_{2d}$ ， \hat{i}_{1q} 演算回路内で用いられる l^* による影響の方が大きいと考えられる。この極と零点に対応する速度のステップ応答を第3.11図に示す。同図(i)計算波形よりも同図(ii)の実験波形の方が少し安定領域が狭くなって



(a) dq 軸上非干渉電流制御

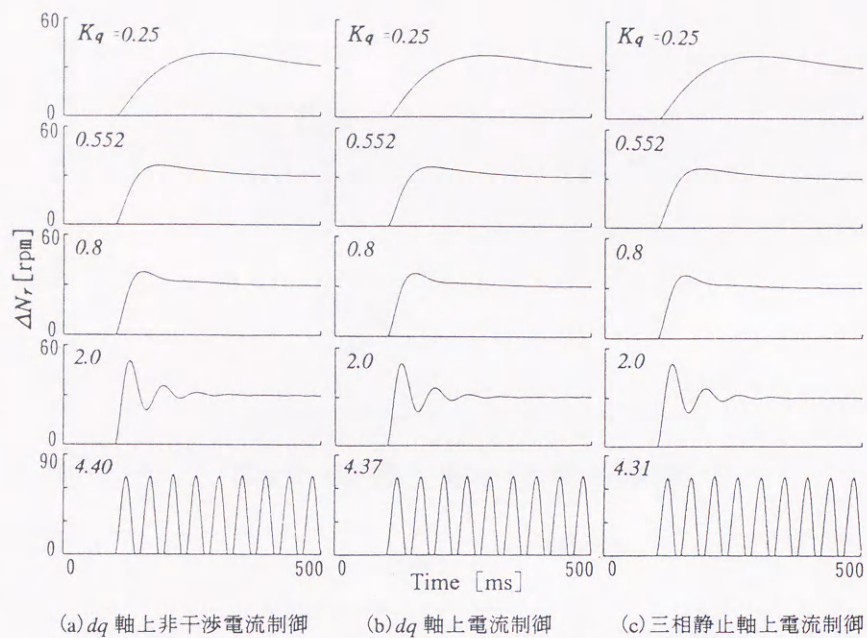


(b) dq 軸上電流制御

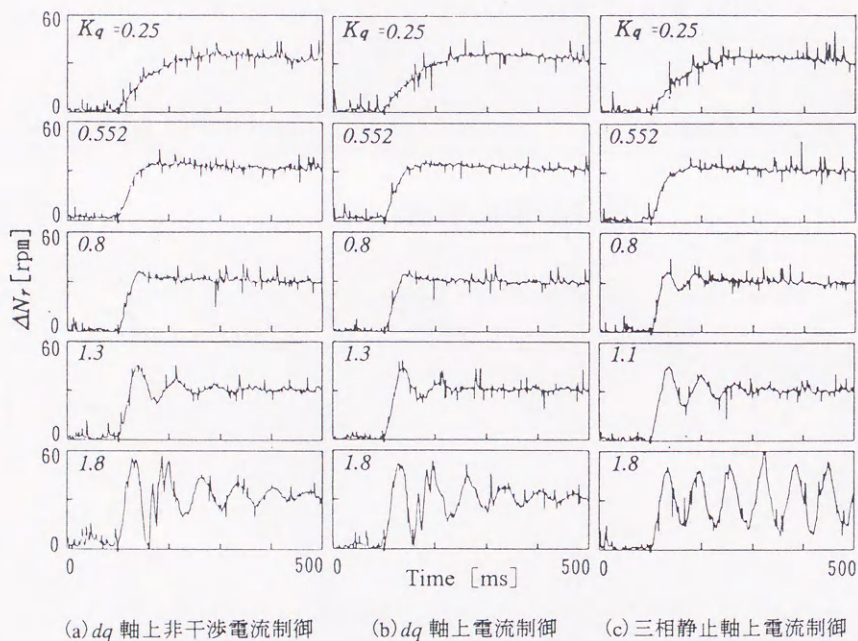


(c) 三相静止軸上電流制御

第 3.8 図 速度制御器の比例ゲイン Kq に対する極と零点の軌跡

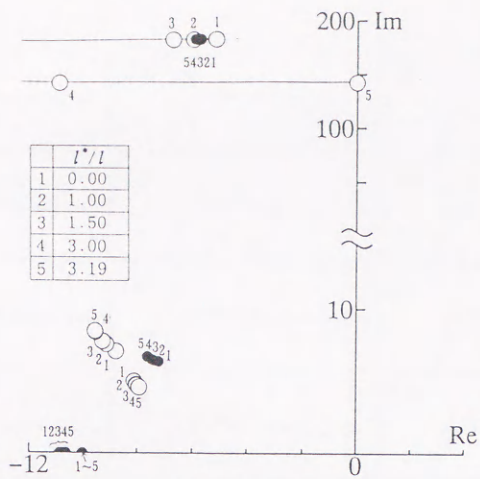


(i) 計算波形

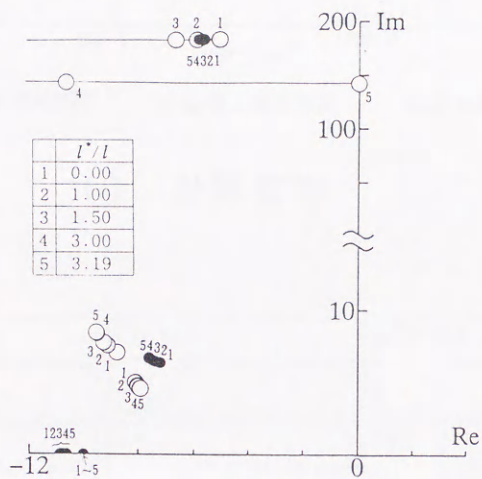


(ii) 実測波形

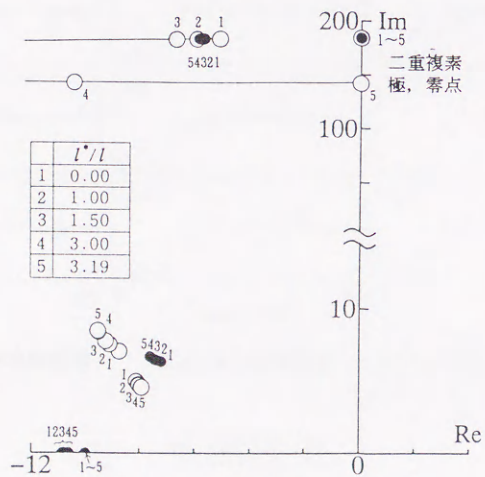
第 3.9 図 速度制御器の比例ゲイン K_q に対する速度のステップ応答



(a) dq 軸上非干渉電流制御

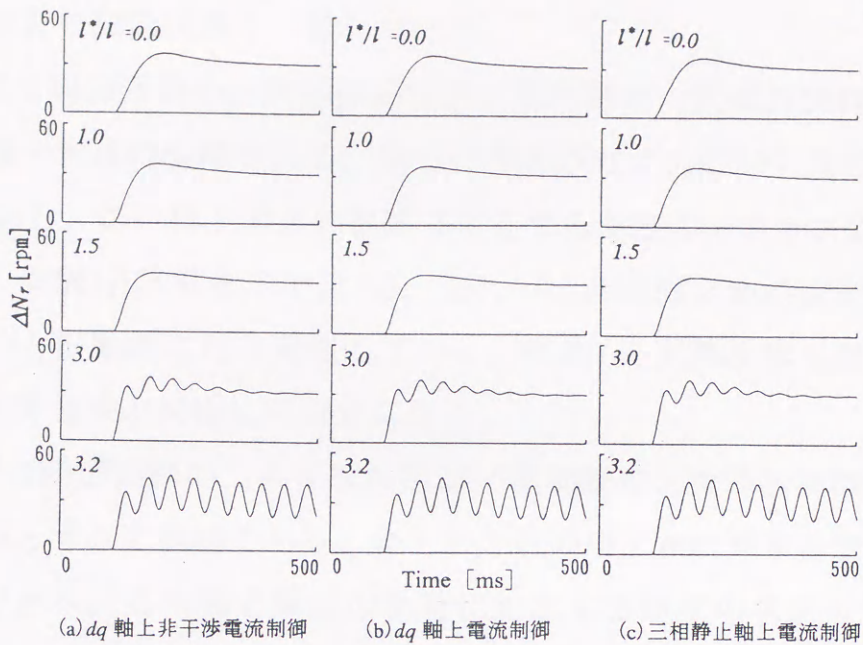


(b) dq 軸上電流制御

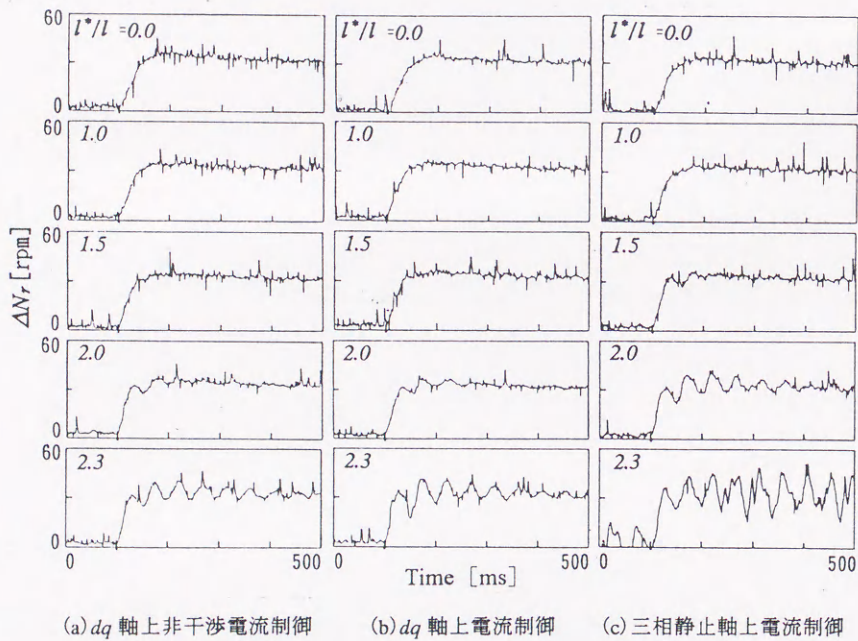


(c) 三相静止軸上電流制御

第 3.10 図 I^*/I に対する極と零点の軌跡



(i) 計算波形



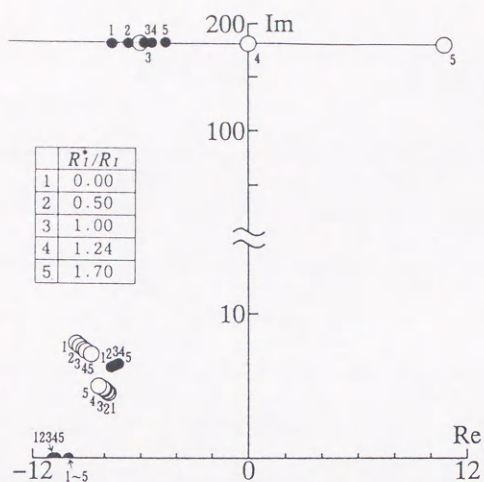
(ii) 実測波形

第 3.1 1 図 I^*/I に対する速度のステップ応答

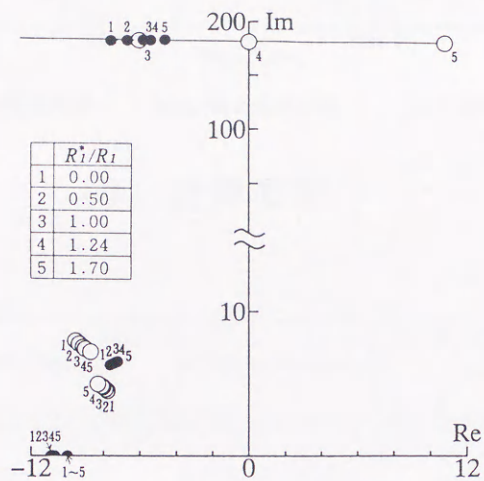
いるが、両者の傾向は良く一致している。

第3.12図は制御回路の一次抵抗設定値／電動機の一次抵抗実際値 (R_1^*/R_1) に対する極と零点の軌跡である。全ての方式の R_1^*/R_1 に対する安定な範囲が $0\sim 1.24$ である。この極と零点の軌跡に対応する速度のステップ応答を第3.13図に示す。同図(i)計算波形では(a), (b), (c)共に R_1^*/R_1 の安定な範囲の上限を越えると振動的になり発散していく。同図(ii)実測波形も R_1^*/R_1 が大きくなると計算結果と同様に不安定になる。

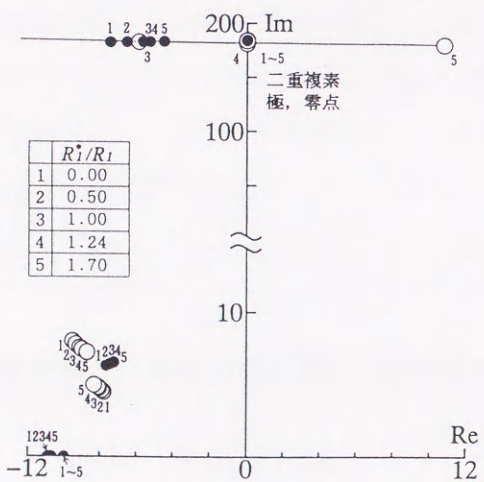
第3.14図は制御回路の二次抵抗設定値／電動機の二次抵抗実際値 (R_2^*/R_2) に対する極と零点の軌跡である。全ての方式の R_2^*/R_2 に対する安定な範囲が $0.25\sim 2.3$ である。この極と零点の軌跡に対応する速度のステップ応答を第3.15図に示す。同図(i)計算波形では(a), (b), (c)共に R_2^*/R_2 の安定な範囲の上限を越えると振動的になり発散していく。同図(ii)実測波形も R_2^*/R_2 が大きくなると計算結果と同様に振動的になる。



(a) dq 軸上非干渉電流制御

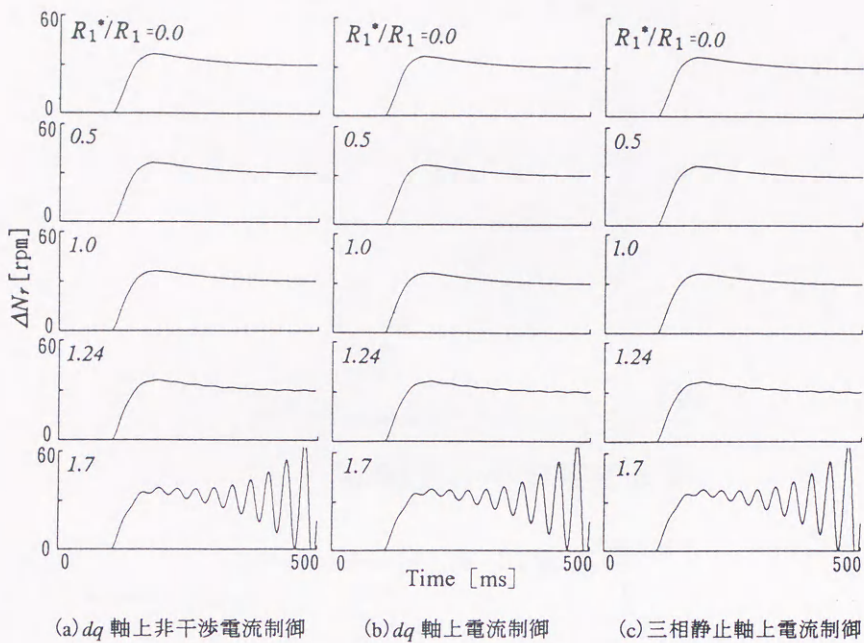


(b) dq 軸上電流制御

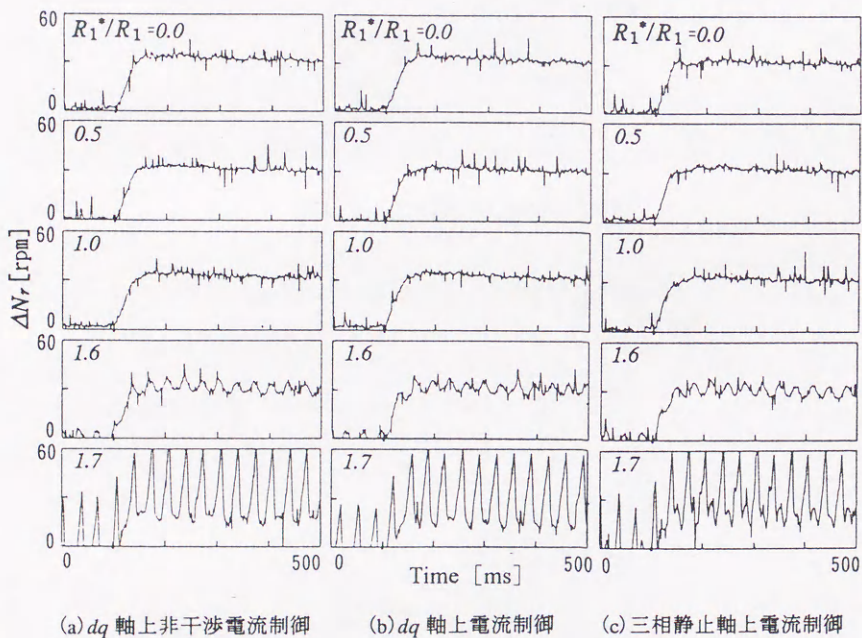


(c) 三相静止軸上電流制御

第 3.1 2 図 R_i^*/R_1 に対する極と零点の軌跡

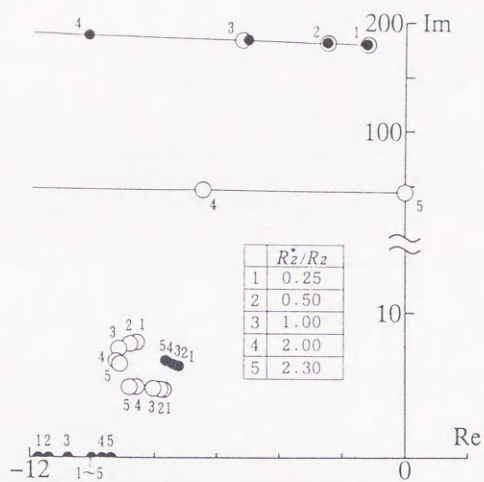


(i) 計算波形

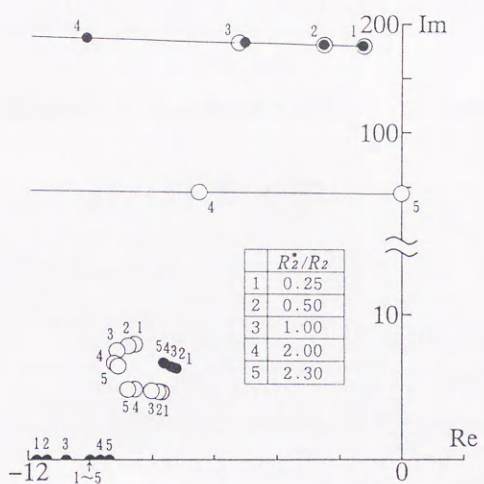


(ii) 実測波形

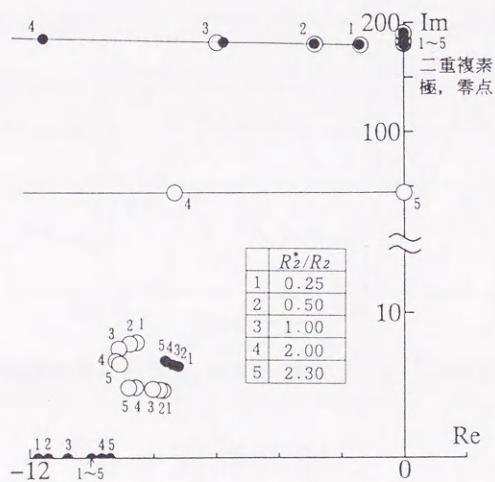
第3.13図 R_1^*/R_1 に対する速度のステップ応答



(a) dq 軸上非干渉電流制御

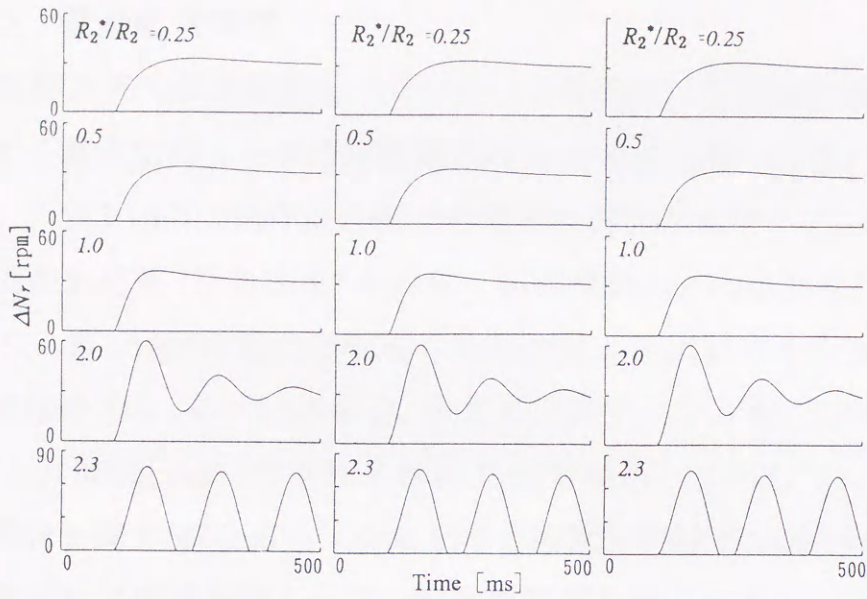


(b) dq 軸上電流制御



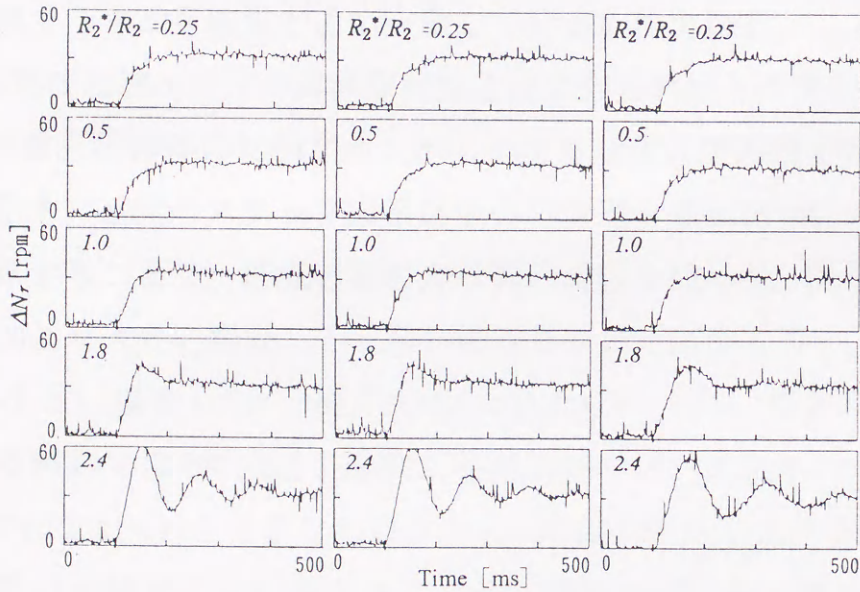
(c) 三相静止軸上電流制御

第 3.1 4 図 R_2^*/R_2 に対する極と零点の軌跡



(a) dq 軸上非干渉電流制御 (b) dq 軸上電流制御 (c) 三相静止軸上電流制御

(i) 計算波形



(a) dq 軸上非干渉電流制御 (b) dq 軸上電流制御 (c) 三相静止軸上電流制御

(ii) 実測波形

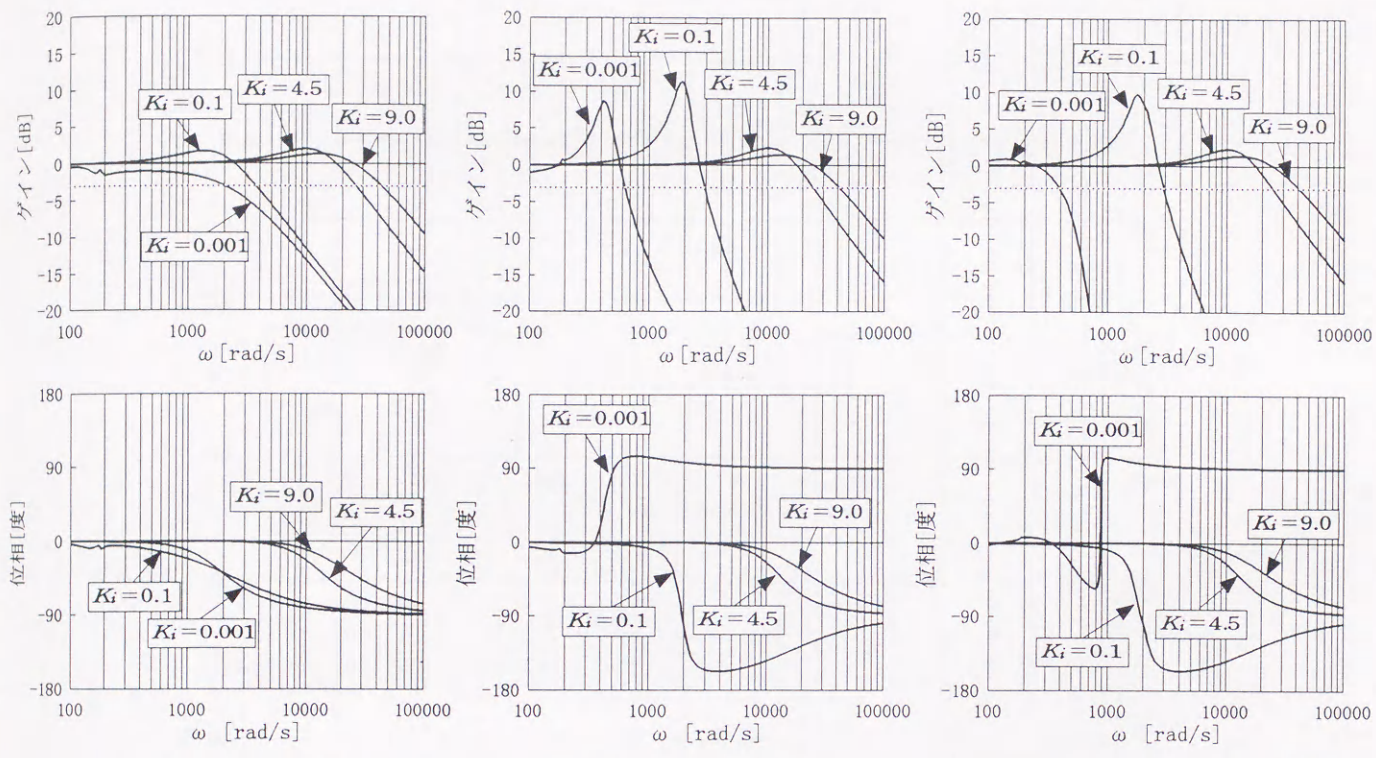
第3.15図 R_2^*/R_2 に対する速度のステップ応答

〈3.2.2〉 電流応答特性

各電流制御方式の伝達関数 i_{iq}/i_{iq}^* のボード線図が、電流制御器の比例ゲイン K_i に対する電流制御ループの周波数応答の方式間の違いを検討するために計算された。第3.16図に動作点近傍での電流制御器の比例ゲイン K_i に対する q 軸電流の周波数応答(計算結果)を示す。伝達関数 i_{iq}/i_{iq}^* は付録5の(付5.3)式で表される。第3.16図は電流制御器の比例ゲイン K_i に対する伝達関数 i_{iq}/i_{iq}^* のボード線図を示す。 $K_i=4.5$ の場合、全ての方式でバンド幅は25000[rad/s]、 $K_i=0.1$ の場合、3000[rad/s]でそれぞれ同じ値である。しかし、 $K_i=0.001$ の場合 dq 軸上電流制御で600[rad/s]、 dq 軸上非干渉電流制御で2000[rad/s]になる。非干渉制御回路が電流制御ループの周波数応答を改善することは明らかである。

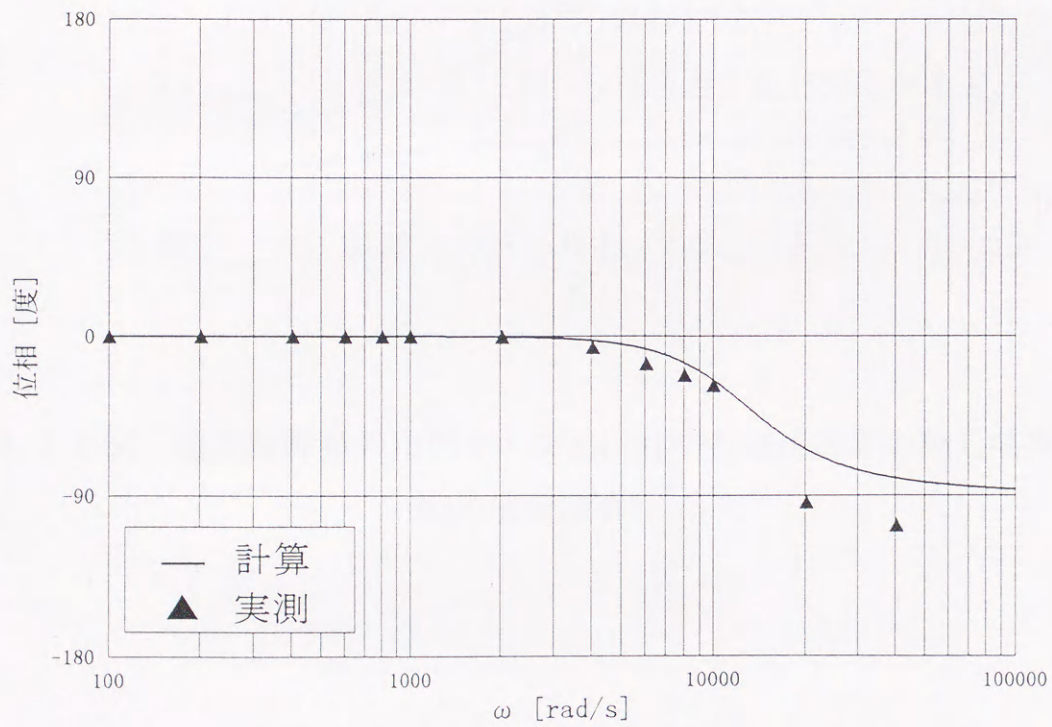
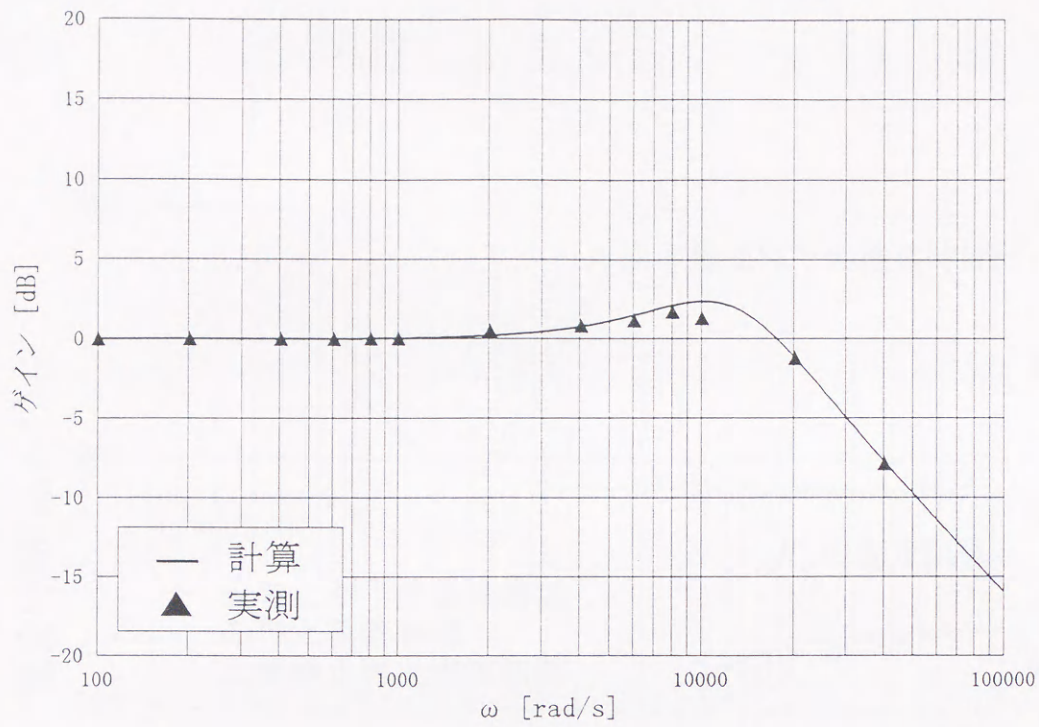
次に第3.16図の計算結果を確認するために、第3.17図に動作点近傍での dq 軸上電流制御器の比例ゲイン $K_i=4.5$ での q 軸電流の周波数応答(実験結果)を示す。実線で示す計算結果とよく一致しているのが分かる。

次に、各電流制御ループの周波数特性と速度応答特性との関係を検討した。第3.18図に電流制御器の比例ゲイン K_i に対する速度応答の整定時間と K_q の安定限界を示す。速度のステップ応答波形の行き過ぎ量が25[%]のときの整定時間を計算することで、速度応答の方式間の比較を行った。図中で示すとおり、 K_i が1.0より大きい場合、方式間の優位さがはっきりしない。しかし、 K_i が0.1より小さい場合(バンド幅が3000[rad/s]以下)では、整定時間が dq 軸上非干渉電流制御では190[ms]< dq 軸上電流制御では195[ms]<三相静止軸上電流制御では208[ms]となることが分かる。図面は紙面の都合で省略したが、速度推定器の比例ゲイン K_w を大きくすると整定時間が短くなり、小さくなると長くなる。しかし、電流方式間の優位さに関しては第3.18図で示した結果と同じになる。

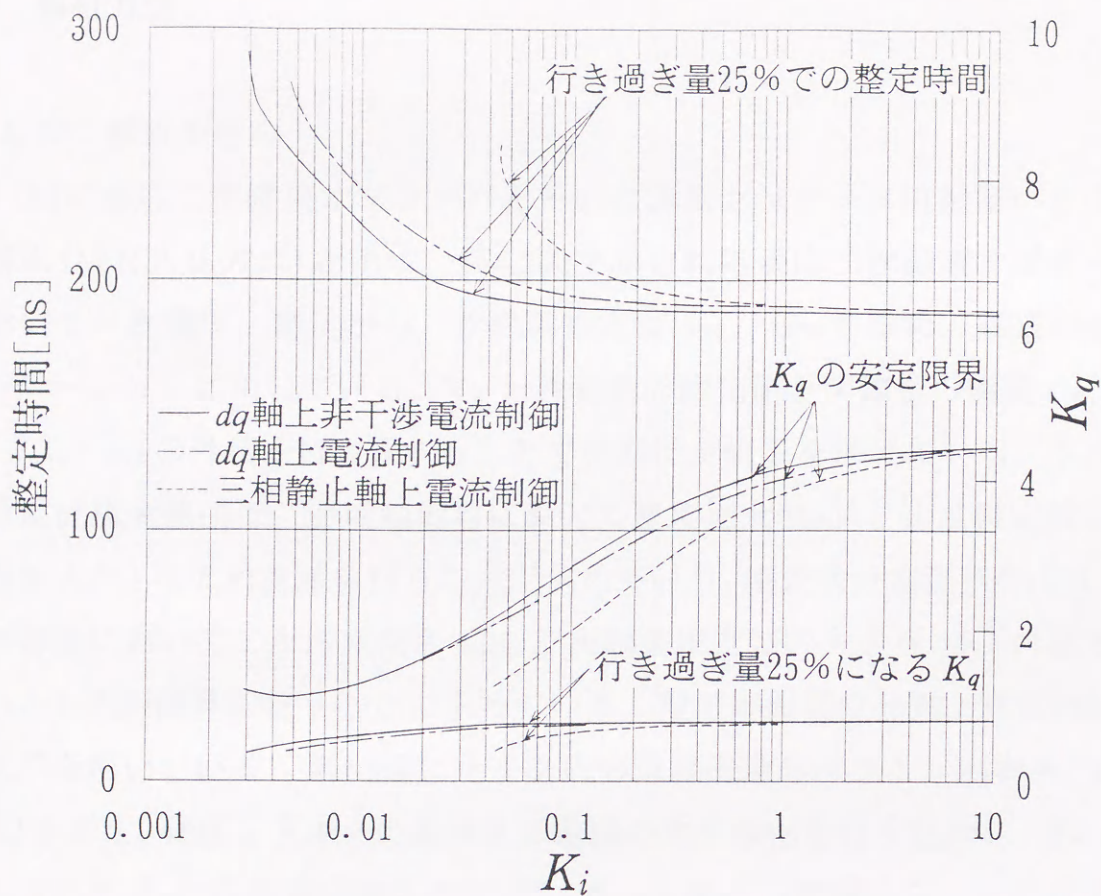


(a) dq 軸上非干渉電流制御 (b) dq 軸上電流制御 (c) 三相静止軸上電流制御

第 3.1 6 図 動作点近傍での電流制御器の比例ゲイン K_i に対する q 軸電流の周波数応答 (計算結果)



第 3.1 7 図 動作点近傍での dq 軸上電流制御器の比例ゲイン $K_i=4.5$ での q 軸電流の周波数応答 (実験結果)



第3.18図 電流制御器の比例ゲイン K_i に対する速度応答の整定時間と K_q の安定限界

第4章

適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系の低速運転時の安定性解析

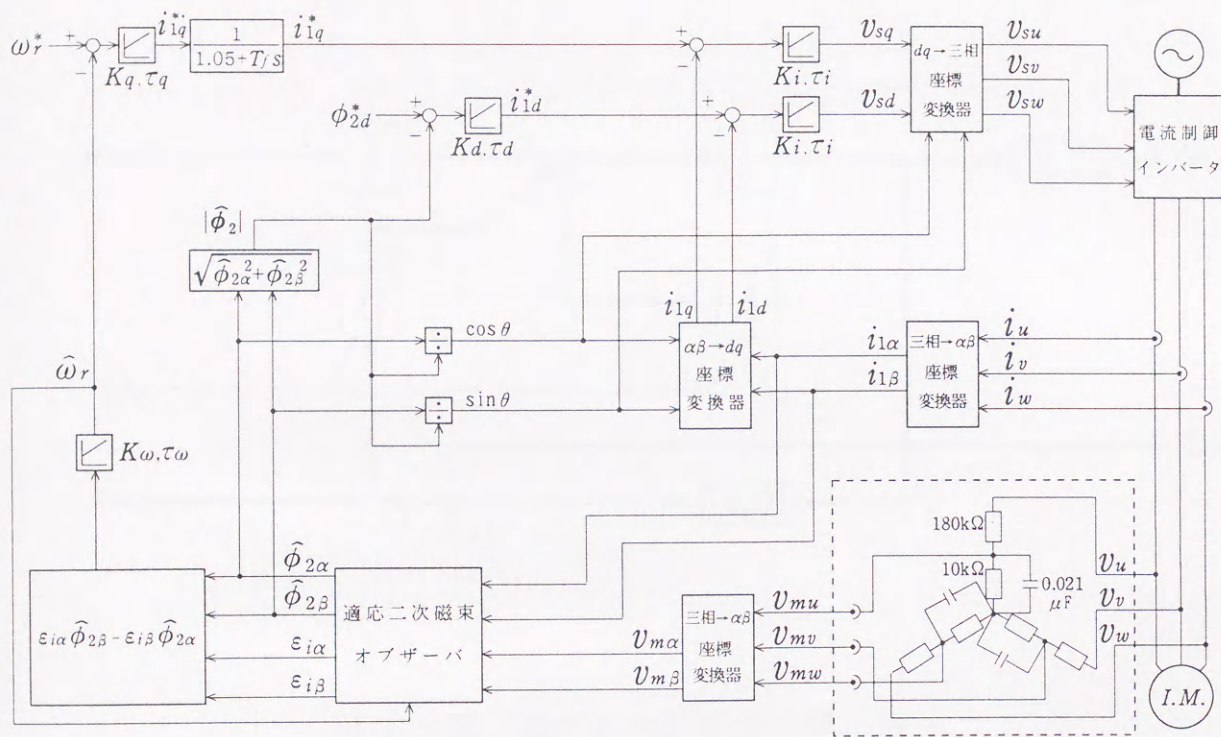
4.1 解析方法

<4.1.1> 解析モデル

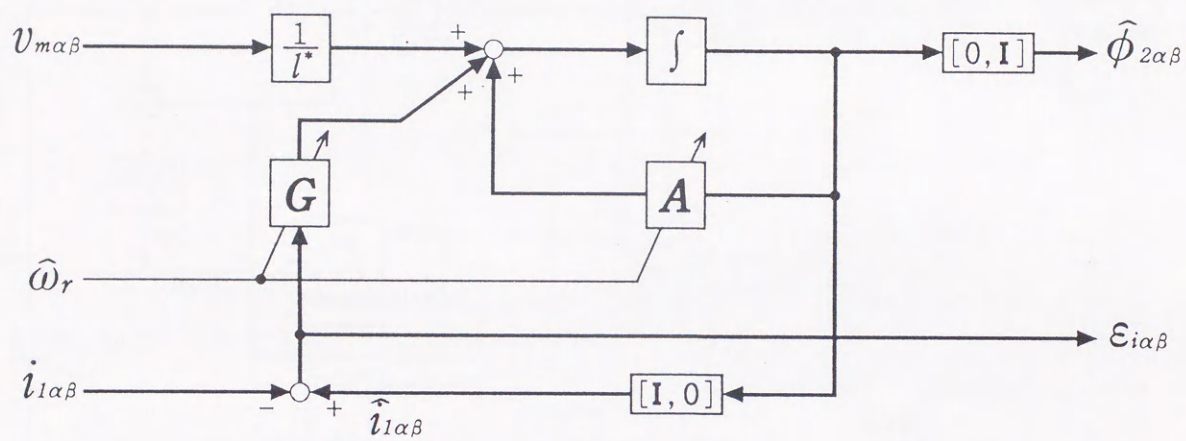
第4.1図に適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系(MRAS方式)を示す。第4.2図で示される適応二次磁束オブザーバにおいて一次電圧、電流から二次磁束推定値 $\hat{\phi}_{2\alpha}$, $\hat{\phi}_{2\beta}$ を求め、磁束のオリエンテーションに用いている。又、一次電流の推定値と実際値の偏差 $\varepsilon_{i\alpha}$, $\varepsilon_{i\beta}$ と $\hat{\phi}_{2\alpha}$, $\hat{\phi}_{2\beta}$ の外積をPI演算することで速度推定値 $\hat{\omega}_r$ を求めている。トルク成分電流指令値 i_{iq}^* は、速度制御器において速度指令値 ω_r^* と速度推定値 $\hat{\omega}_r$ の偏差を入力としたPI演算を行うことで求めている。磁束成分電流指令 i_{id}^* は、磁束制御器において二次磁束指令 ϕ_{2d}^* と二次磁束推定値の大きさ $|\hat{\phi}_2|$ の偏差を入力としたPI演算を行うことで求めている。電流制御器は dq 軸上電流PI制御方式⁽⁶⁸⁾を用いている。第4.3図にトルク成分電流帰還形ベクトル制御系(従来方式)を示す。磁束とトルクに寄与する電流の非干渉化を行うために、第4.4図で示される $\hat{\phi}_{2d}$, \hat{i}_{1q} 演算回路内部において一次電圧、電流からトルク成分電流演算値 \hat{i}_{1q} と二次磁束演算値 $\hat{\phi}_{2d}$ を求めている。速度推定値 $\hat{\omega}_r$ は i_{iq}^* と \hat{i}_{1q} の偏差を入力とするPI演算により求められ、すべり角周波数指令 ω_s^* と加算されて回転磁界の角速度 ω_ϕ となる。磁束成分電流指令 i_{id}^* は、磁束制御器において二次磁束指令 ϕ_{2d}^* と二次磁束演算値 $\hat{\phi}_{2d}$ の偏差を入力としたPI演算を行うことで求めている。その他の構成はMRAS方式と同じである。

<4.1.2> 一次電圧検出部の式

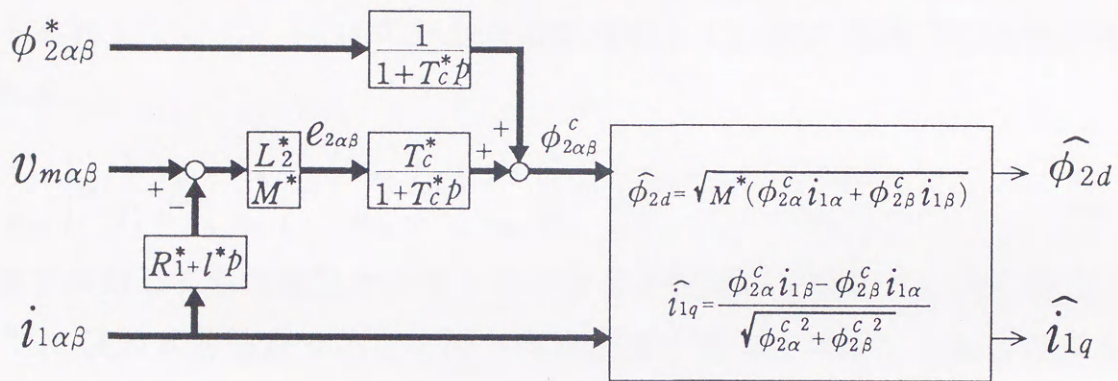
第4.1図の適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系(MRAS方式)及び第4.3図のトルク成分電流帰還形ベクトル制



第 4.1 図 適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス
直接形ベクトル制御系 (MRAS 方式)



第 4.2 図 適応二次磁束オブザーバ



第 4.4 图 $\hat{\phi}_{2d}$, \hat{i}_{1q} 演算回路

御系(従来方式)中において、破線で囲まれた一次電圧検出部は基本波検出用フィルタの特性、ハード面から来る検出精度の要因が大きいと思われる検出値の振幅誤差や検出値にのるオフセットを考慮すると次式で表される。

$$\begin{pmatrix} v_{m u} \\ v_{m v} \\ v_{m w} \end{pmatrix} = \frac{1}{1+T_v p} \left\{ K_a \begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{0u} \\ v_{0v} \\ v_{0w} \end{pmatrix} \right\} \quad (4.1)$$

ただし、 K_a は一次電圧検出値の振幅誤差を考慮するためのパラメータであり、振幅誤差がない場合は $K_a=1.0$ である。また、 v_{0u} , v_{0v} , v_{0w} は検出値にのるオフセットを表している。(4.1)式を dq 同期座標軸上での式に変換すると次式が得られる。

$$p \begin{pmatrix} v_{m d} \\ v_{m q} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_v} \left\{ K_a \begin{pmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{m d} \\ v_{m q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{0d} \\ v_{0q} \end{pmatrix} \right\} + \omega_\phi \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{m d} \\ v_{m q} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

これまで検討してきた速度センサレスベクトル制御系を記述した連立微分方程式⁽⁶⁸⁾に(4.2)式を追加することで一次電圧検出誤差を考慮した解析が行えるようになる。(4.2)式中に含まれる v_{0d} , v_{0q} は次式で表される。

$$v_{0d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ v_{0u} \cos \theta + v_{0v} \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + v_{0w} \cos \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \right\}$$

$$v_{0q} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ -v_{0u} \sin \theta - v_{0v} \sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) - v_{0w} \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \right\}$$

$$\theta = \int \omega_\phi dt$$

上記の v_{0d} , v_{0q} は電源周波数を持つ交流量である。従って、 v_{0d} , v_{0q} が存在する場合 $v_{m d}$ と $v_{m q}$ が定常状態において脈動するため、定常値を計算することができない。故に、平衡点近傍での線形化を行うことが不可能であり、極と零点の計算による安定性解析が行えない。そこで、 v_{0d} と v_{0q} が存在する場合と存在しない場合に分けて考える。 v_{0d} と v_{0q} が存在しない場合は、これまでの解析方法⁽⁶⁸⁾と同様に速度の伝達関数の極と零点の計算による安定性解析を行う。 v_{0d} と v_{0q} が存在する場合は、ルンゲ・クッタ・ジル法による時間領域の

シミュレーションにより安定性を検討する。

4.2 解析結果

解析に用いた誘導電動機定数及び制御回路定数を第4.1表に示す。解析する動作点は、低速運転時の例として速度指令 $\omega_r^* = 0$ [rpm]、滑り $S = 2.7$ [%] の場合を挙げ、高速運転時の例として $\omega_r^* = 855$ [rpm]、 $S = 2.7$ [%] の場合をあげる。

制御回路の一次抵抗設定値/電動機の一次抵抗実際値 (R_1^*/R_1)、制御回路の二次抵抗設定値/電動機の二次抵抗実際値 (R_2^*/R_2)、一次電圧検出値の振幅誤差 K_a 、一次電圧の基本波検出用フィルタの一次遅れ時定数 T_v については、オフセット $v_{0d} = v_{0q} = 0$ と仮定し計算された速度の伝達関数の極と零点の計算により安定性を検討した。

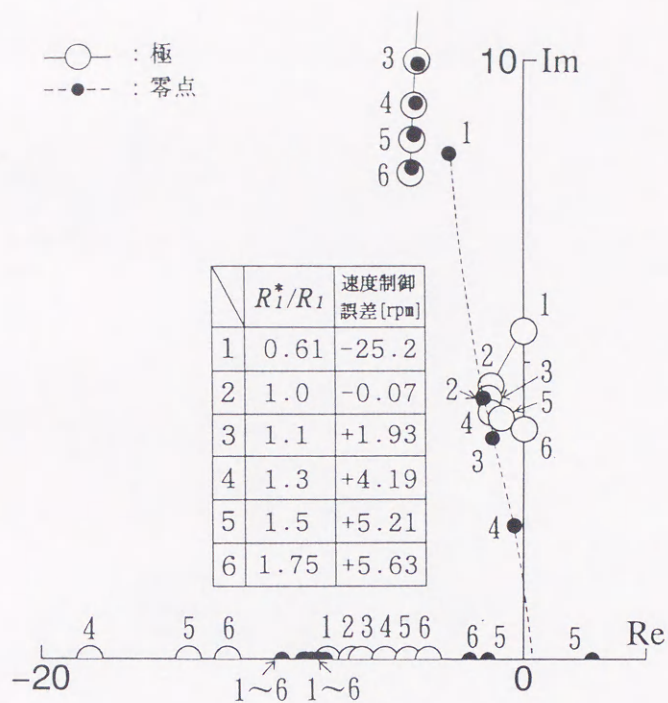
第4.5図に低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での R_1^*/R_1 に対する極と零点の軌跡を示す。ここでのMRAS方式における適応二次磁束オブザーバは観測対象である誘導機と同じ収束速度になるように設計されている。同図(a)MRAS方式の場合、系が安定である R_1^*/R_1 の範囲が $0.61 \sim 1.75$ 、同図(b)従来方式の場合 $0.3 \sim 1.23$ である。MRAS方式の方が従来方式に比べ少し安定な範囲が広い。

第4.6図に高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での R_1^*/R_1 に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRAS方式の場合、系が安定である R_1^*/R_1 の範囲が $0 \sim 2.5$ 、同図(b)従来方式の場合は $0 \sim 1.18$ である。MRAS方式の方が従来方式に比べ安定な範囲が広い。また、第4.5図、第4.6図中の表で示してある定常状態での速度制御誤差 ($\omega_r - \omega_r^*$) は、MRAS方式、従来方式の両者において低速運転時の方が高速運転時よりも大きい。また、MRAS方式の方が従来方式よりも同じ R_1^*/R_1 に対して速度制御誤差が大きい。

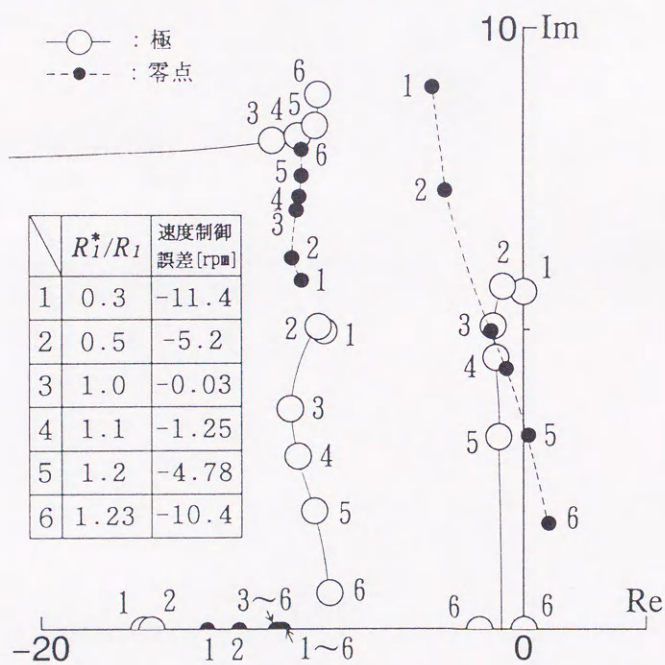
第4.7図に低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での R_2^*/R_2 に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRAS方式の場合、系が安定である R_2^*/R_2 の範囲が $0.25 \sim$

第4.1表 誘導電動機定数及び制御回路定数

誘導電動機定数	制御回路定数
$P_o=1.5$ [kW]	$K_v=15$
$V=180$ [V]	$K_i=4.5$
$f=60$ [Hz]	$K_q=0.552$
$P=4$ [極]	$K_\omega=20$
$R_1=0.532$ [Ω]	$K_d=3.3$
$R_2=0.537$ [Ω]	$\tau_i=0.0001$ [s]
$L_1=0.0794$ [H]	$\tau_q=0.1$ [s]
$L_2=0.0794$ [H]	$\tau_\omega=0.1$ [s]
$M=0.0773$ [H]	$\tau_d=0.01551$ [s]
$J=0.03128$ [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]	$\tau_f=0.005$ [s]
(負荷機を含む)	$\phi_{2d}^*=0.464$ [Wb]
	$T_c^*=0.148$ [s]

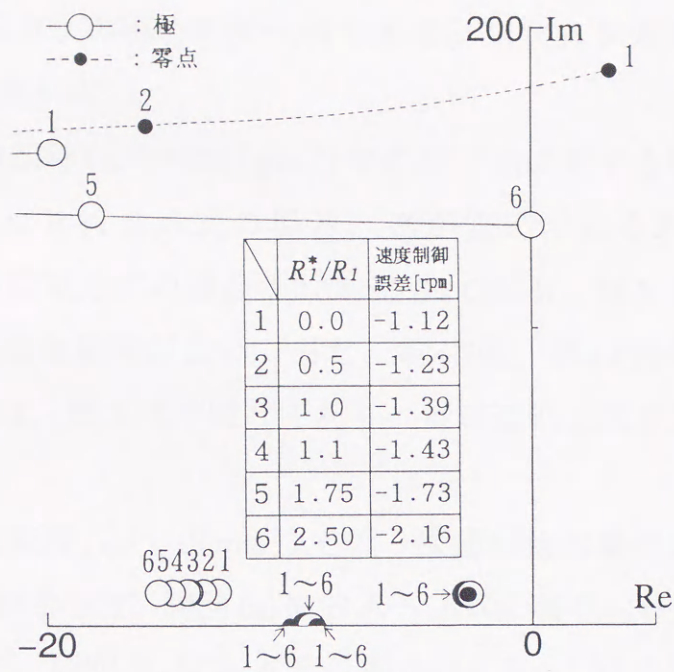


(a) MRAS 方式

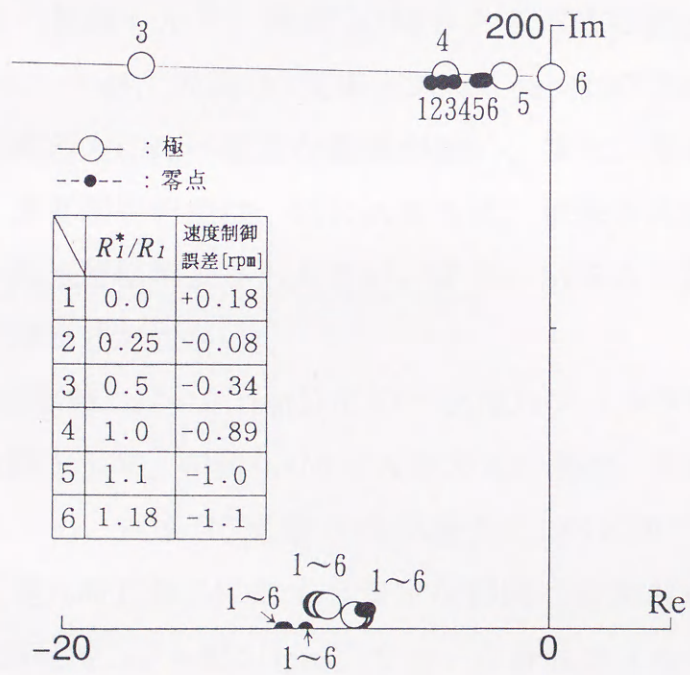


(b) 従来方式

第 4.5 図 低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での R_i^*/R_i に対する極と零点の軌跡



(a) MRAS 方式



(b) 従来方式

第 4.6 図 高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での R_1^*/R_1 に対する極と零点の軌跡

3.15, 同図 (b) 従来方式の場合0.25~2.5である。MRAS方式の方が従来方式に比べ安定な範囲が広い。

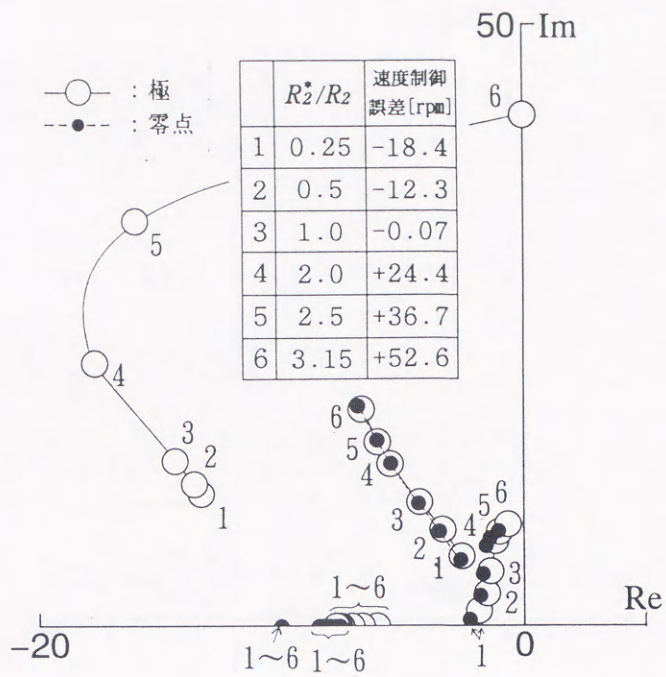
第4.8図に高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での R_2^* / R_2 に対する極と零点の軌跡を示す。同図 (a) MRAS方式の場合, 系が安定である R_2^* / R_2 の範囲が0.25~2.97, 同図 (b) 従来方式の場合は0.34~2.32である。MRAS方式の方が従来方式に比べ安定な範囲が広い。また, 第4.7図, 第4.8図中の表で示してある速度制御誤差は, 両方式で同じであり, 低速運転と高速運転とでほぼ等しい。

第4.9図に低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での一次電圧検出値の振幅誤差 K_a に対する極と零点の軌跡を示す。同図 (a) MRAS方式の場合, 系が安定である K_a の範囲が0.72~1.29, 同図 (b) 従来方式の場合は0.76~1.37である。低速運転時での振幅誤差 K_a に対する安定な範囲は両者でほぼ等しい。

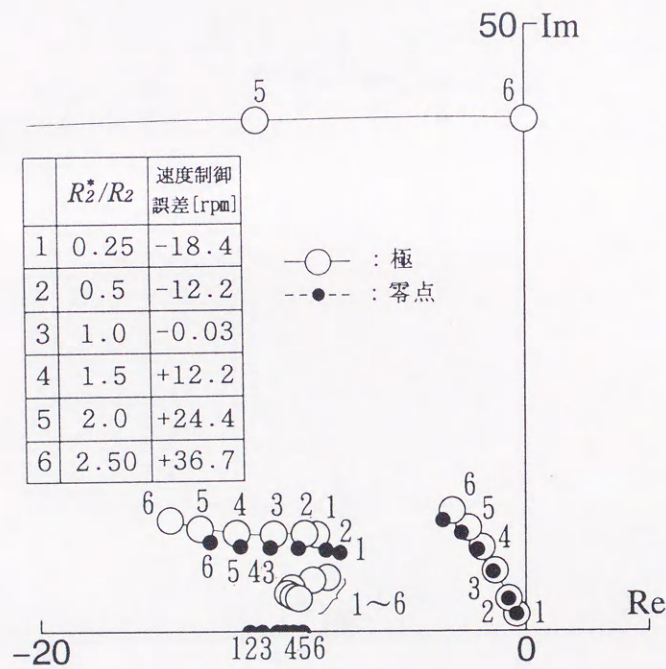
第4.10図に高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での一次電圧検出値の振幅誤差 K_a に対する極と零点の軌跡を示す。同図 (a) MRAS方式の場合, 系が安定である K_a の範囲が0.47~1.45, 同図 (b) 従来方式は0.86~3.07である。MRAS方式の方が従来方式の方に比べ安定な範囲が狭い。また, 第4.9図, 第4.10図の表で示してある速度制御誤差は, MRAS方式, 従来方式の両者において低速運転時の方が高速運転時よりも大きい。また, MRAS方式の方が従来方式に比べ速度制御誤差が大きい。

第4.11図に低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での一次遅れフィルタの時定数 T_v に対する極と零点の軌跡を示す。同図 (a) MRAS方式の場合, 系が安定である T_v の上限は 2.52×10^{-2} [s], 同図 (b) 従来方式の場合は 1.85×10^{-2} [s] である。低速運転時での一次遅れ時定数 T_v に対する安定な範囲は従来方式の方が広い。

第4.12図に高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での一次遅れフィルタの時定数 T_v に対する極と零点の軌跡を示す。同図 (a) MRAS方式の場合, 系が安定である T_v の上限は 1.78×10^{-3} [s], 同図 (b) 従来方式は 6.27×10^{-2} [s] である。MRAS方式の方が従来方式の方に比べ安定な範囲が狭い。また, 第4.11図, 第4.12図中の表で示してある速度制御誤差は, MRAS方式, 従来方式の両

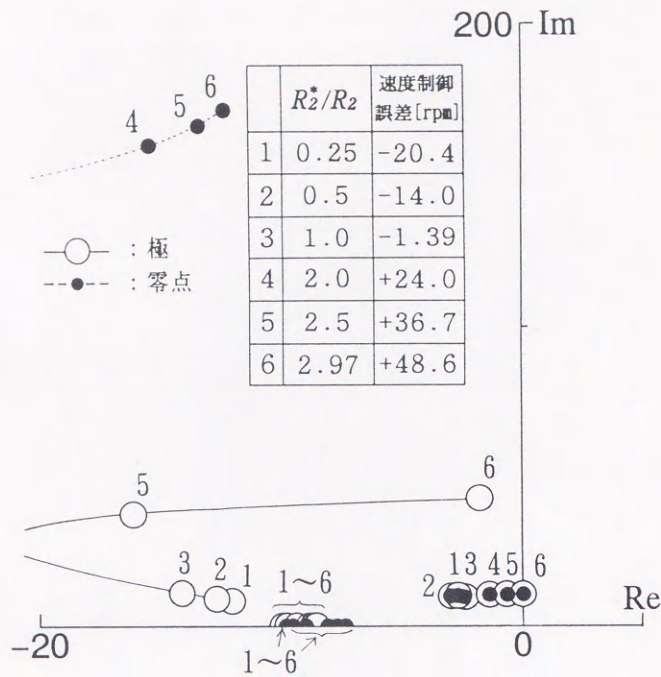


(a) MRAS 方式

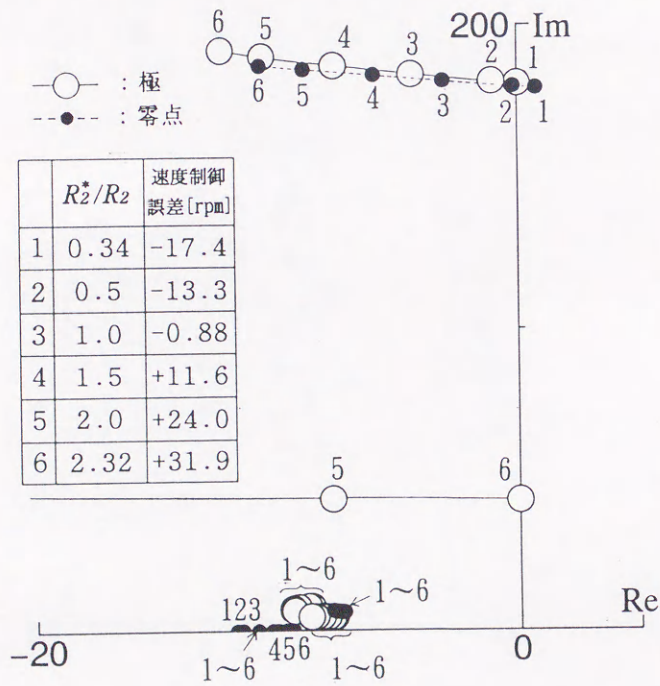


(b) 従来方式

第 4.7 図 低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での R_2^*/R_2 に対する極と零点の軌跡

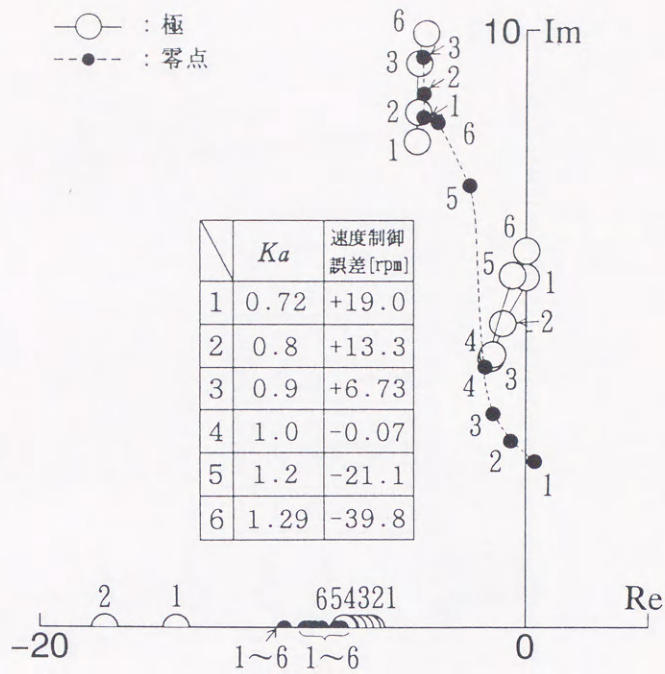


(a) MRAS 方式

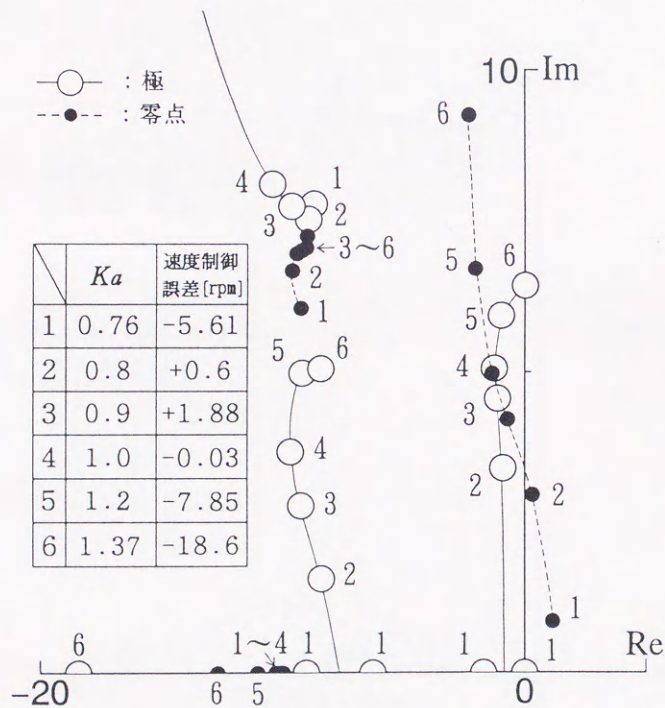


(b) 従来方式

第4.8図 高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での R_2^*/R_2 に対する極と零点の軌跡

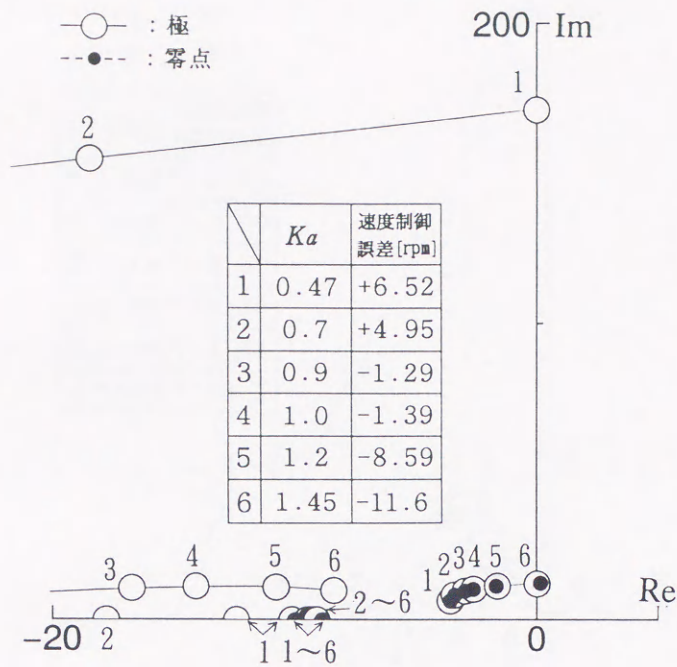


(a) MRAS 方式

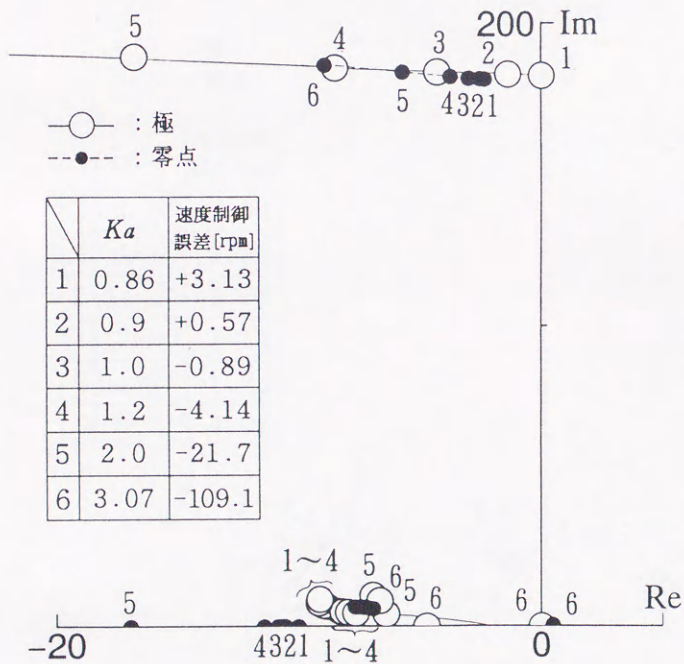


(b) 従来方式

第 4.9 図 低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での一次電圧検出値の振幅誤差 Ka に対する極と零点の軌跡

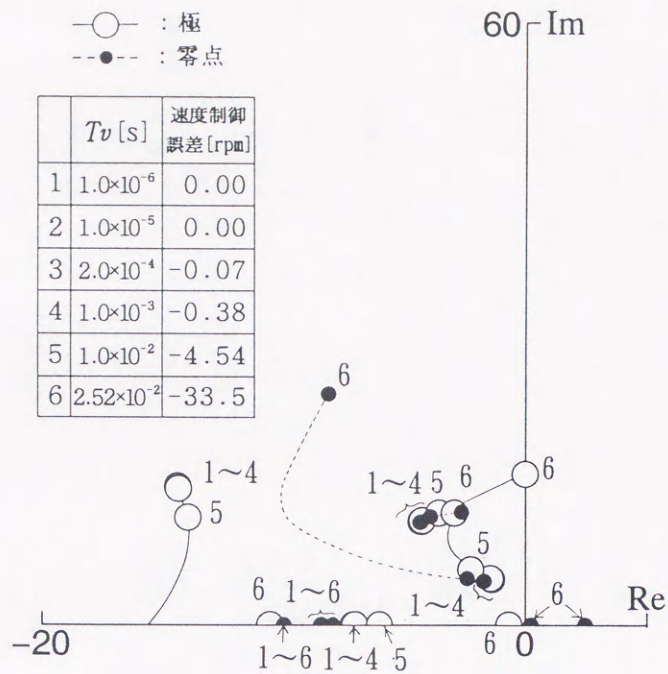


(a) MRAS 方式

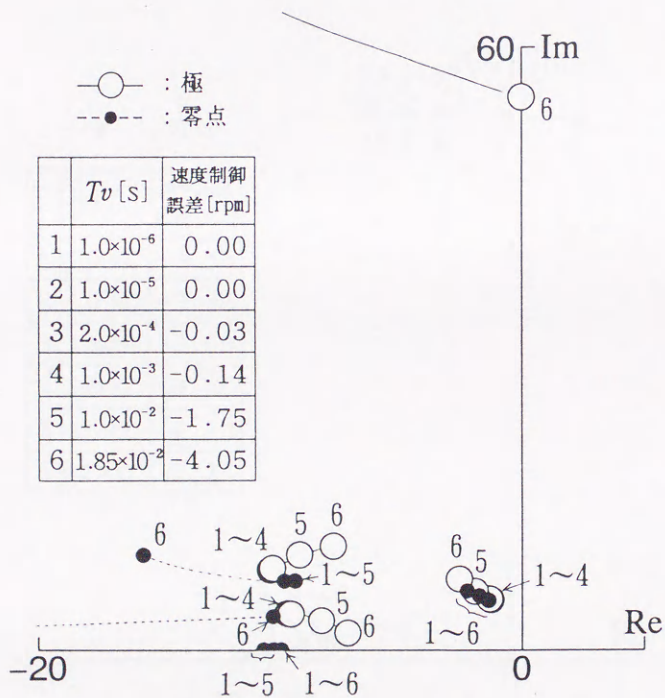


(b) 従来方式

第 4.10 図 高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での一次電圧検出値の振幅誤差 K_a に対する極と零点の軌跡

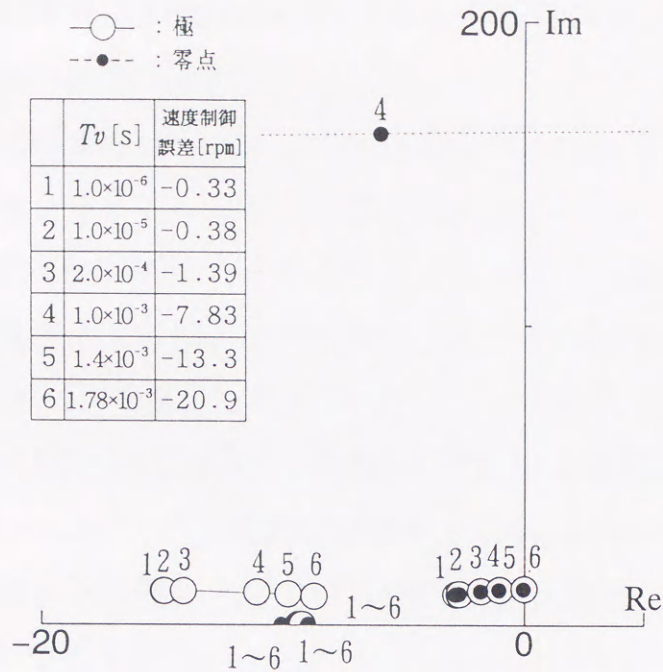


(a) MRAS 方式

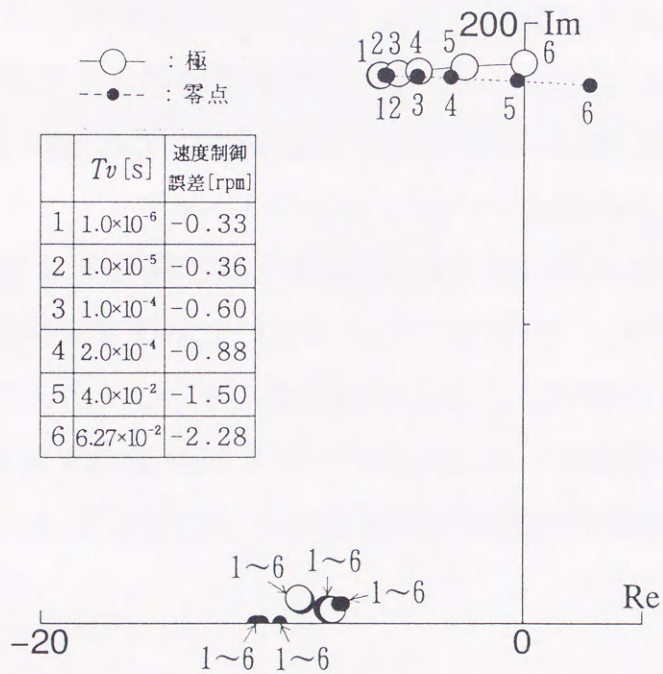


(b) 従来方式

第 4.1 1 図 低速運転時 ($\omega_r^* = 0$ [rpm]) での一次遅れフィルタの時定数 Tv に対する極と零点の軌跡



(a) MRAS 方式



(b) 従来方式

第4.1.2図 高速運転時 ($\omega_r^* = 855$ [rpm]) での一次遅れフィルタの時定数 Tv に対する極と零点の軌跡

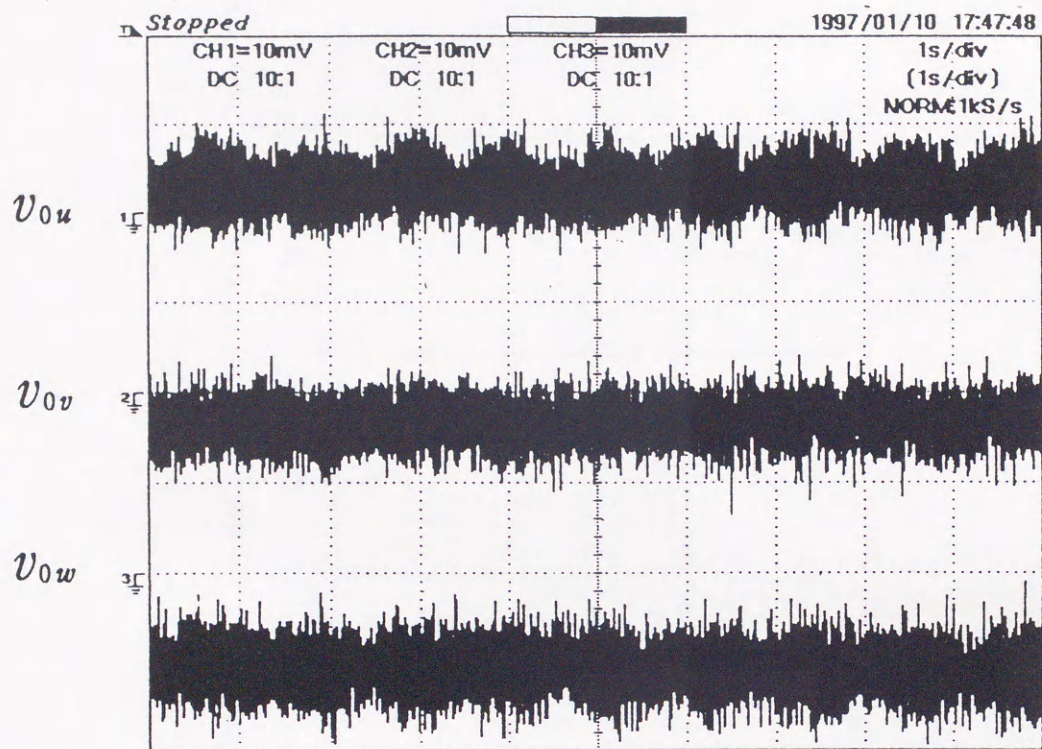
者において高速運転時の方が低速運転時よりも大きい。また、MRAS方式の方が従来方式に比べ速度制御誤差が小さい。

一次電圧検出値にのるオフセットに対する検討は、ルンゲ・クッタ・ジル法による時間領域のシミュレーションを用いて行う。

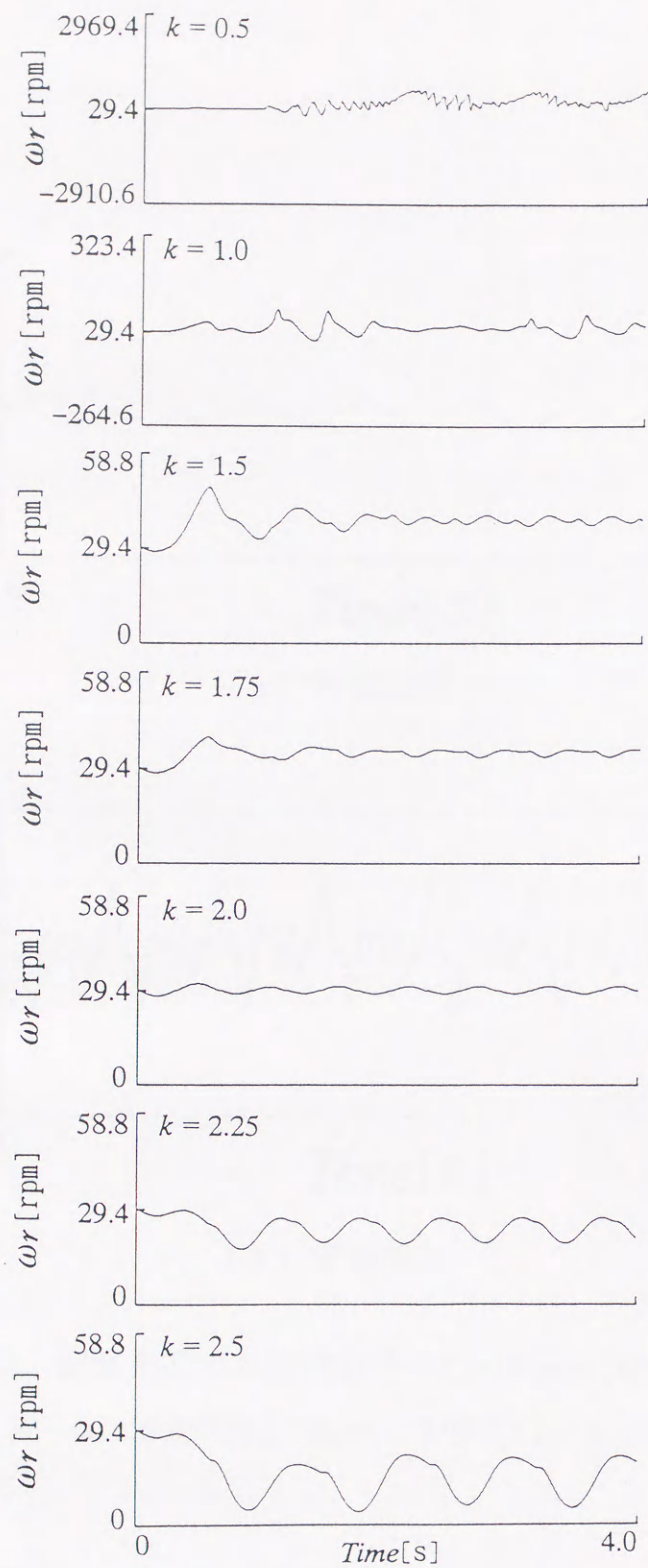
第4.13図に一次電圧検出値にのるオフセットを示す。これらは一次電圧検出回路における絶縁アンプの出力を主電源を入れず制御回路のみを立ち上げた状態 ($v_u = v_v = v_w = 0.0$) で測定したものである。この時の読み取り値は、 $v_{mu} = 0.057[\text{v}]$, $v_{mv} = -0.076[\text{v}]$, $v_{mw} = -0.19[\text{v}]$ である。制御回路だけ立ち上げた状態では(4.1)式において時間微分演算子 $p = 0$, $v_u = v_v = v_w = 0$ となり、読み取り値がオフセットに等しくなる。この読み取り値を一次電圧検出値にのるオフセットとし解析を行う。

第4.14図にMRAS方式での速度指令 $\omega_r^* = 30[\text{rpm}]$ 時の実速度 ω_r (計算波形)を示す。同図中で示してある k は適応二次磁束オブザーバの極設定のためのパラメータである。 k を決定することにより、適応二次磁束オブザーバの収束速度が観測対象である誘導電動機の k 倍になるように設定することができる^{(95), (96)}。 $k = 0.5, 1.0, 1.5, 1.75, 2.0, 2.25, 2.5$ の場合において、一次電圧検出値にのるオフセットを $v_{0u} = 0.057[\text{v}]$, $v_{0v} = -0.076[\text{v}]$, $v_{0w} = -0.19[\text{v}]$ と仮定して、実速度 ω_r を計算した。離散的な k の値に対してしか計算を行っていないので、明確な安定領域は示すことができない。しかし、 $k = 1.0 \sim 2.25$ の付近が安定領域であり、 $k = 2.0$ が最適値であることが確かめられた。

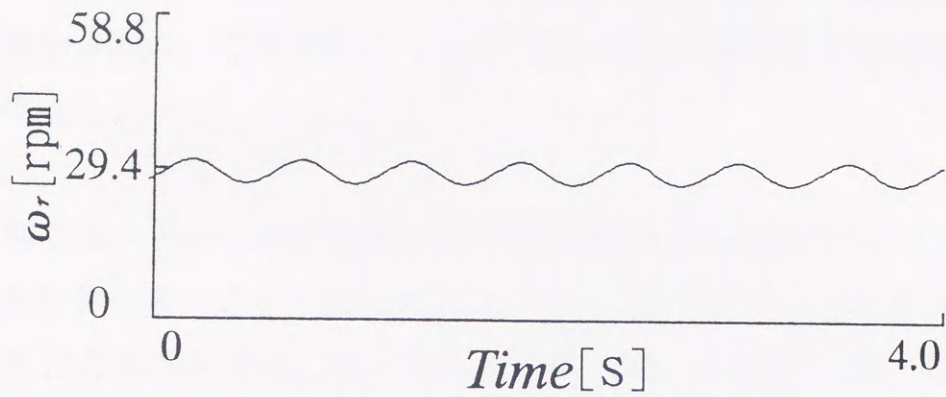
第4.15図に従来方式での速度指令 $\omega_r^* = 30[\text{rpm}]$ 時の実速度 ω_r (実測波形)を示す。(a) 計算波形、(b) 実験波形ともに実速度が周期的な脈動を生じている。



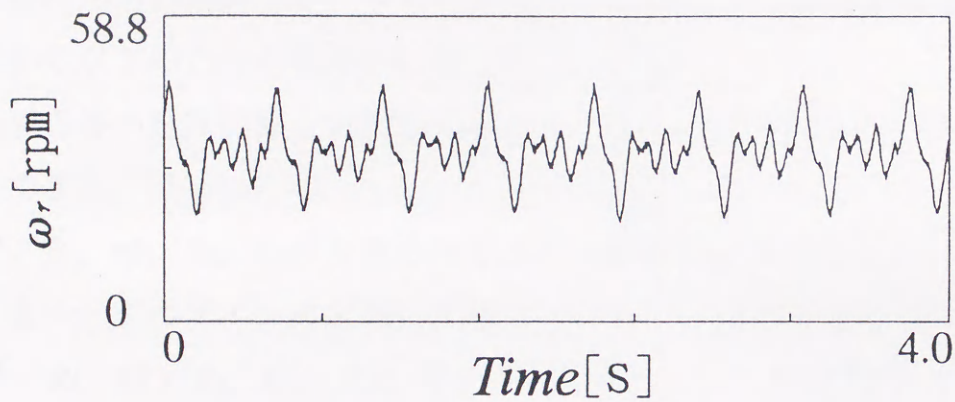
第 4.1 3 図 一次電圧検出値にのるオフセット



第4.1.4図 MRAS方式での速度指令 $\omega_r^* = 30[\text{rpm}]$ 時の実速度 ω_r
 (計算波形, オフセット: $v_{0u} = 0.057[\text{v}]$, $v_{0v} = -0.076[\text{v}]$, $v_{0w} = -0.19[\text{v}]$)



(a) 計算波形



(b) 実測波形

第 4.1 5 図 従来方式での速度指令 $\omega_r^* = 30[\text{rpm}]$ 時の実速度 ω_r
 (オフセット : $v_{0x} = 0.057[\text{v}]$, $v_{0y} = -0.076[\text{v}]$, $v_{0w} = -0.19[\text{v}]$)

第5章 結論

本論文では、速度センサレスベクトル制御系の電流制御ループに関する安定性改善を目的に、電流制御ループを考慮した安定性解析と電流制御方式の検討を行った。

第2章では、トルク成分電流および二次磁束の演算値をフィードバックする速度センサレスベクトル制御系においてその微小変化分をとることにより線形化微分方程式を導出した。そして、 R_1^*/R_1 , R_2^*/R_2 , K_{pi} , K_q のパラメータを変化させたときの極と零点の軌跡を描き、安定性について検討した。また、速度指令をステップ変化させたときの過渡応答波形を計算するとともに、実験波形との検討した。さらに速度センサ付きとの比較も行った。以上の解析から以下のことが明らかになった。

- (1) 過渡応答の計算波形と実測波形がよく一致しており解析法の妥当性が確認できた。
- (2) R_1^*/R_1 , R_2^*/R_2 , K_q が大きくなるほど不安定になりやすい。
- (3) 電流ループのゲイン K_{pi} に関しては小さいほど不安定になりやすい。
- (4) R_1^*/R_1 , R_2^*/R_2 , K_{pi} , K_q のパラメータ変化のいずれに対しても速度センサレスの方が速度センサ付きに比較して不安定になりやすい。

第3章では、トルク成分電流及び二次磁束の演算値をフィードバックする速度センサレスベクトル制御系の安定性に対する dq 軸上電流制御の影響を検討するために線形化モデルを導出した。そして、速度に対する伝達関数を計算し、回転速度 N_r , 電流制御の比例ゲイン K_i , 速度制御の比例ゲイン K_q , l^*/l , R_1^*/R_1 , R_2^*/R_2 のパラメータを変化させた場合の極と零点の軌跡を描き安定性について検討した。また、速度のステップ応答を計算し、実測波形との検討を行った。以上の解析から供試機に関しては次のことが明らかになった。

- (5) 安定性から見た回転速度 N に対する上限は、 dq 軸上で電流制御することにより三相静止軸上電流制御よりも約20%程度増加する。
- (6) dq 軸上電流制御を用いた場合系が安定である電流制御器の比例ゲイン K_i の下限が三相静止軸上電流制御を用いた場合の約1/100になる。
- (7) 電流制御器の遮断角速度が3000[rad/s]以下になって速度応答に差がでてき dq 軸上非干渉電流制御 $< dq$ 軸上電流制御 $<$ 三相静止軸上電流制御の順で整定時間が長くなる。
- (8) I^*/I , R_1^*/R_1 , R_2^*/R_2 の影響は、上記3方式でほぼ同じである。
- (9) 過渡応答の解析波形と実測波形の照合により解析法の妥当性が確認できた。

第4章では、適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御(MRAS方式)と誘導電動機トルク電流帰還形速度センサレスベクトル制御(従来方式)との安定性の比較を行った。

- (10) 両方式ともに高速よりも低速において、一次抵抗変動 R_1^*/R_1 、一次電圧検出値の振幅誤差 K_a に対する安定領域が狭い。
- (11) MRAS方式は従来方式よりも R_1^*/R_1 , R_2^*/R_2 に対する安定領域が広く、振幅誤差 K_a に対する安定領域が狭い。
- (12) 相電圧の基本波検出用一次遅れフィルタの時定数 T_v に対する安定領域は、低速ではMRAS方式の方が広く、高速では従来方式の方が広い。
- (13) MRAS方式の振幅誤差 K_a に対する低速での速度制御誤差は、従来方式に比べ極端に大きい。
- (14) MRAS方式では、一次電圧検出値にのるオフセットに対して適応二次磁束オブザーバの極設定パラメータ $k = 1.0 \sim 2.25$ 付近が安定であり、 $k = 2.0$ の場合が最も影響が小さくなる。
- (15) 従来方式において、オフセットが実速度に周期的な脈動を生じさせることを、実験及び解析において確認した。

謝 辞

本研究は鹿児島大学工学部電気電子工学科，篠原勝次教授のご指導のもとで修士課程，博士後期課程における研究成果をまとめたものである。本研究の遂行にあたって終始，的確，懇切なるご指導，ご鞭撻を頂き，改めて深甚な感謝を申し上げます。また，本論文をまとめるにあたってご指導，ご鞭撻を頂きました同工学科の吉田宏教授，高田等教授，住吉文夫教授に深く感謝申し上げます。

本論文に関して有益なご意見，ご検討頂きました鹿児島大学電気電子工学科飯盛憲一助教授，山本吉朗助手に深く感謝いたします。計算，実験等に直接ご協力頂きました都城工業高等専門学校電気工学科永野孝助教授，鹿児島大学大学院博士前期課程一年有馬裕樹氏に感謝いたします。装置製作にご協力頂きました鹿児島大学池田稔技官に厚く御礼を申し上げます。

文 献

- (1) 野中：「応用電気工学全書 1 電気機器(I)」森北出版(1973)
- (2) 難波江・金・高橋・中村・山田：「電気学会大学講座 電気機器学」電気学会(1985)
- (3) 野中：「パワーエレクトロニクスの回顧と展望－総論」昭62電気学会全大 S.8-1(1987)
- (4) 原島：「特集 最近の回転機 回転機の制御(エレクトロニクス制御)」電学誌, 96, 394(1976)
- (5) B.Mokrytzki : "The Controlled Slip Static Inverter Drive" *IEEE Trans. Industri. Gen. Applic.*, **IGA-4**, 312(1968)
- (6) 吉田・岩金・中西・松本・千々岩：「サイリスタインバータの運転方法について」昭45電気四学会九州支部連大 No.237(1970)
- (7) F.Blasche : "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen" Siemens, **Z.45**, 757(1971)
- (8) 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, **38**, 588(1974)
- (9) 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」電学論B, **106**, 69(1986)
- (10) P.L.Jansen and R.D.Lorenz : "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **30**, 101(1994)
- (11) P.L.Jansen, R.D.Lorenz and D.W.Novotny : "Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **30**, 945(1994)
- (12) L.Kreindler, J.C.Moreira, A.Testa and T.A.Lipo: "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic" *IEEE Trans.*

Industr. Applic., **30**, 441 (1994)

- (13) S.Kim and S.Sul : "Maximum Torque Control of an Induction Machine in Field Weakening Region" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **31**, 787 (1995)
- (14) 野口・山田・近藤・高橋 : 「一次抵抗と二次抵抗の変動にロバストな誘導電動機の高速度トルク制御法」 *電学論D*, **115**, 1115 (1995)
- (15) T.Noguchi, S.Kondo and I.Takahashi: "Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **33**, 35 (1997)
- (16) 岩崎・松井 : 「DSPによる誘導電動機二次時定数同定機能を有するベクトル制御システム」 *電学論D*, **108**, 845 (1988)
- (17) 嶋根・田中・多田隈 : 「ニューラルネットワークを用いた誘導電動機のベクトル制御」 *電学論D*, **113**, 1154 (1993)
- (18) M.Sumner and G.M.Asher : "Autocommissioning for Voltage-referenced Voltage-fed Vector-controlled Induction Motor Drives" *IEE Proc.B*, **140**, 187 (1993)
- (19) 寺嶋・足利・片岡・中野・野村・原 : 「誘導機の低慣性化制御」 *電学論D*, **115**, 121 (1995)
- (20) 木下・橋井 : 「センサレスベクトル制御インバータ」 *電学誌*, **108**, 142 (1988)
- (21) 金他 : 「誘導機速度センサレスベクトル制御適用の現状と課題」 平3電気学会全大 S.9 (1991)
- (22) K.Rajashekara, A.Kawamura and K.Matsuse : "Sensorless Control of AC Motor Drives -Speed and Position Sensorless Operation-" IEEE PRESS (1996)
- (23) 金 : 「解説 誘導機のセンサレスベクトル制御」 *電学誌*, **112**, 167 (1992)
- (24) 大谷・渡辺・高崎・高田 : 「ベクトル制御による誘導電動機の高速度センサレスドライブ」 *電学論D*, **107**, 199 (1987)
- (25) 大谷・渡邊 : 「速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータ

- の影響について」電気学会半導体電力変換研資 SPC-88-46(1988)
- (26) 大谷：「速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化」電学論D, **110**, 497(1990)
- (27) T.Ohtani, N.Takada and K.Tanaka : "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **28**, 157(1992)
- (28) 石田・岩田：「回転子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御法」電学論B, **103**, 48(1983)
- (29) 石田・岩田：「回転子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御システムの過渡特性」電学論B, **106**, 69(1986)
- (30) 中野・堀江・松尾・岩田：「瞬時滑り周波数に基づく速度推定法による誘導電動機のベクトル制御システム」電学論D, **107**, 650(1987)
- (31) 東・永松・常広：「電流形PWMインバータによる誘導機の速度センサレス制御法」電学論D, **112**, 38(1992)
- (32) 根葉・梅原・野中：「速度・電流推定機による正弦波出力電流制PWM電流形インバータ駆動誘導機の滑り周波数制御」電学論D, **113**, 333(1993)
- (33) T.Kim and A.Kawamura : "Sensorless Slip Frequency Estimation of Induction Motor in the Very Low Speed Region" 電学論D, **116**, 652(1996)
- (34) S.Shinnaka : "A New Hybrid Vector Control for Induction Motor without Speed and Position Sensors" PCC-Nagaoka'97, Vol.2, 541(1997)
- (35) 奥山・藤本・松井・久保田：「誘導電動機の世界・電圧センサレスベクトル制御法」電学論D, **107**, 191(1987)
- (36) 奥山・藤本・藤井：「速度・電圧センサレスベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償」電学論D, **110**, 477(1990)
- (37) 関根・津田・深尾：「高速誘導機の速度センサレスベクトル制御」電気学会半導体電力変換研究会資 SPC-89-6(1989)
- (38) 山村・岩崎・桜井・常広：「定数推定機構を付加した誘導機のPGレスベクトル制御」電学論D, **111**, 373(1991)

- (39) A.Gastli・岩崎・松井：「二次磁束制御方式誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御法」電学論D, **113**, 87(1993)
- (40) 山村・相場・常広：「誘導電動機の一次磁束制御法について」電学論D, **113**, 859(1993)
- (41) 岡村・湯浅・宗進・鈴木：「電動機定数測定機能付速度センサレスベクトルインバータの開発」電気学会回転機研究会資 RM-94-62(1994)
- (42) 杉本・矢野・玉井：「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御」電学論D, **108**, 306(1988)
- (43) T.M.Rowan, R.J.Kerkman and D.Leggate : "A Simple On-Line Adaption for Indirect Filed Orientation of an Induction Machine" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **27**, 720(1991)
- (44) R.J.Kerkman, B.J.Seibel, T.M.Rowan and D.W.Schlegel : "A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **32**, 585(1996)
- (45) 久保田・尾崎・松瀬・中野：「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機の世界速度センサレス直接形ベクトル制御」電学論D, **111**, 954(1991)
- (46) 久保田・松瀬・中野：「適応二次磁束オブザーバによる速度センサレス誘導電動機ベクトル制御系の外乱トルク補償」電学論D, **111**, 899(1991)
- (47) 久保田・松瀬：「適応二次磁束オブザーバによる誘導電動機の回転速度と二次抵抗の同時推定」電学論D, **112**, 901(1992)
- (48) H.Kubota and K.Matsuse : "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **30**, 1219(1994)
- (49) 久保田・吉原・松瀬：「速度センサレスベクトル制御誘導電動機の一次電圧オフセット補償による低速域の特性改善」電学論D, **115**, 952(1995)
- (50) 楊・金：「MRASによる一次抵抗同定機能付き誘導機世界速度センサレスベクトル制御」電学論D, **111**, 945(1991)

- (51) 楊・金 : 「誘導機速度センサレスベクトル制御における同一次元適応オブザーバの収束性について」 電学論D, **112**, 1047(1992)
- (52) 山田・小玉・足利・松田 : 「速度センサレス制御INVを搭載した試作EVの実験結果報告」 平6 半導体電力変換研究会資 SPC-94-106(1994)
- (53) 井手・狭間・辻・小黑 : 「一次電圧誤差補償オブザーバを有する誘導電動機速度センサレスベクトル制御」 電学論D, **116**, 835(1996)
- (54) H.Tajima and Y.Hori : "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **29**, 175(1993)
- (55) F.Peng and T.Fukao : "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **30**, 1234(1994)
- (56) M.G.Simões and B.K.Bose : "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **31**, 620(1995)
- (57) P.L.Jansen and R.D.Lorenz : "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **31**, 240(1995)
- (58) P.L.Jansen and R.D.Lorenz : "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **32**, 1380(1996)
- (59) R.Blasco-Giménez, G.M.Asher, M.Sumner and K.J.Bradley: "Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives. Part 1: Stability Analysis for the Closed Loop Drive" *IEE Proc.-Electr., Power Appl.*, **143**, 113(1996)
- (60) R.Blasco-Giménez, G.M.Asher, M.Sumner and K.J.Bradley: "Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives. Part 2: Online Parameter Tuning and Dynamic Performance Studies" *IEE Proc.-Electr., Power Appl.*, **143**, 123(1996)

- (61) R.Blasco-Giménez, G.M.Asher, M.Sumner and K.J.Bradley: "Performance of FFT-Rotor Slot Harmonic Speed Detector for Sensorless Induction Motor Drives" *IEE Proc.-Electr., Power Appl.*, **143**, 258 (1996)
- (62) 辻・李・泉・山田: 「オブザーバ理論による制御電圧源駆動誘導電動機ベクトル制御の一般化式」 *電学論D*, **116**, 934 (1996)
- (63) B.J.Brunsbach and G.Henneberger: "Einsatz eines Kalman-Filters zum feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine ohne mechanische Sensoren" *Archiv für Elektrotechnik*, **73**, 325 (1990)
- (64) Y.Kim, S.Sul and M.Park: "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **30**, 1225 (1994)
- (65) 辻・山田・泉・小山: 「制御電流源駆動誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の安定性解析」 *電学論D*, **112**, 844 (1992)
- (66) K.Shinohara, T.Nagano and K.Ohyama: "Stability Analysis of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor" *IPEC-Yokohama'95*, 1016 (1995)
- (67) 篠原・永野・大山: 「誘導電動機速度センサレスベクトル制御系における電流制御ループを考慮した安定性解析」 *電学論D*, **116**, 337 (1996)
- (68) K.Ohyama and K.Shinohara: "Stability Improvement of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor" *PED'97*, 649 (1997)
- (69) R.D.Lorenz and D.B.Lawson: "Performance of feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **23**, 597 (1987)
- (70) T.M.Rowan, R.J.Kerkman and T.A.Lipo: "Operation of Naturally Sampled Current Regulator in the Transition Mode" *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **23**, 586 (1987)
- (71) 長瀬・武藤・筒井: 「誘導電動機ベクトル制御における電流制御系の一設計法」 *電学論D*, **107**, 1491 (1987)
- (72) 黒澤: 「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実際構成

- II. 高性能ベクトル制御システムの実際構成」電学論D, 117, 538(1997)
- (73) 杉本・小山・玉井：「ACサーボシステムの理論と設計の実際」 p.111
総合電子出版社(1990)
- (74) 大山・篠原・永野：「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御の過渡特性」平5電気学会産業応用部門全大 No.T-23(1993)
- (75) 篠原・大山・渡邊・永野：「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御の過渡特性」平5電気関係学会九州支部連大 No.433(1993)
- (76) 篠原・大山・永野：「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御の安定性へのパラメータの影響」電気学会回転機研究会資 RM-93-82(1993)
- (77) 篠原・大山・渡邊・永野：「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御の安定性について」平6電気学会全国大会 No.642(1994)
- (78) 篠原・大山・永野：「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御の安定性について」平6電気学会産業応用部門全大 No.57(1994)
- (79) 篠原・大山・永野：「誘導機の世界速度センサレスベクトル制御の安定性について」平6電気関係学会九州支部連大 No.427(1994)
- (80) 篠原・大山・永野：「誘導機の世界速度センサレスベクトル制御の過渡特性へのパラメータの影響」平7電気学会全大 No.827(1995)
- (81) 大山・篠原：「誘導電動機の世界ベクトル制御における電流ループに対する検討」平7電気関係学会九州支部連大 No.865(1995)
- (82) 大山・篠原：「速度センサレスベクトル制御系の過渡特性に対する一次二次抵抗の影響」平8電気学会全大 No.907(1996)
- (83) 大山・篠原：「適応二次磁束オブザーバに基づく速度センサレスベクトル制御系の定常特性及び安定性への一次二次抵抗の影響」平8電気学会産業応用部門全大 No.108(1996)
- (84) 大山・篠原：「同期座標軸上電流制御ループを用いた速度センサレスベクトル制御系の線形化モデル」鹿児島大学工学部研究報告, 38, 33(1996)
- (85) 大山・篠原：「非干渉制御dq軸上電流PI制御での速度センサレスベクトル制御系の安定性」平8電気関係学会九州支部連大 No.935(1996)

- (86) 大山・篠原：「低速運転時における一次電圧検出誤差の速度センサレスベクトル制御系への影響」平9電気学会全大 No.994(1997)
- (87) 大山・篠原：「適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系の低速運転時の安定性」平9電気学会産業応用部門全大 No.93(1997)
- (88) 大山・篠原：「適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系の低速運転時の安定性について」鹿児島大学工学部研究報告, 39, 43(1997)
- (89) 大山・篠原・有馬：「DSPを用いた速度センサレスベクトル制御系へのサンプリング時間の影響」平9電気関係学会九州支部連大 No.1008(1997)
- (90) 大山・篠原・有馬：「速度センサレスベクトル制御系の安定性に対する電流制御ループ周波数応答の影響」平9電気関係学会九州支部連大 No.1009(1997)
- (91) 大山・篠原：「DSPを用いた誘導電動機速度センサレスベクトル制御」平9計測自動学会九州支部連大 No.316(1997)
- (92) K.Ohyama and K.Shinohara : "Stability Analysis of Direct Field Oriented Control System of Induction Motor without Speed Sensor Using Adaptive Rotor Flux Observer" ICEM'98 Conference (to be published)
- (93) 篠原・山本：「電流制御形PWMインバータ駆動永久磁石形ACサーボモータの特性解析」電学論D, 110, 1081(1990)
- (94) 高橋・有本：「回路網とシステム理論」p.126 コロナ社(1977)
- (95) 原島・近藤・橋本・大野・井上：「誘導機の高性能トルク制御のための離散時間オブザーバの設計」平元電気学会産業応用部門全大 No.159(1989)
- (96) 久保田・松瀬：「誘導電動機のパラメータ適応二次磁束オブザーバの提案とその安定性」電学論D, 111, 188(1991)

付録

1. 速度センサレスにおけるA, B

A =

K_1	K_2	$\frac{R_2 M}{K_0}$	$-K_3$	MK_{15}	0	0	i_{1q0}	$\frac{L_2 K_v K_{pt}}{K_0}$
$-K_2$	K_1	K_3	$\frac{R_2 M}{K_0}$	$-MK_{16}$	0	0	$-i_{1d0}$	0
K_4	$-K_5$	$-\frac{R_2 L_1}{K_0}$	K_6	$-L_1 K_{15}$	0	0	i_{2q0}	$-\frac{MK_v K_{pt}}{K_0}$
K_5	K_4	$-K_6$	$-\frac{R_2 L_1}{K_0}$	$L_1 K_{16}$	0	0	$-i_{2d0}$	0
$-K_{11} i_{2q0}$	$K_{11} i_{2d0}$	$K_{11} i_{1q0}$	$-K_{11} i_{1d0}$	0	0	0	0	0
K_{12}	K_{13}	$-\frac{l^* R_2 M}{K_0}$	K_{14}	$-l^* MK_{15}$	$-\frac{1}{T_c^*}$	ω_{*0}	ϕ_{2q0}^z	$K_v K_{pt} - \frac{l^* L_2 K_v K_{pt}}{K_0}$
$-K_{13}$	K_{12}	$-K_{14}$	$-\frac{l^* R_2 M}{K_0}$	$l^* MK_{16}$	$-\omega_{*0}$	$-\frac{1}{T_c^*}$	$-\phi_{2d0}^z$	0
K_{18}	K_{19}	K_{20}	K_{21}	K_{41}	K_{22}	K_{23}	K_{24}	K_{25}
K_{29}	K_{30}	K_{31}	K_{32}	K_{42}	K_{33}	K_{34}	0	K_{36}
$-K_q K_{18}$	$-K_q K_{19}$	$-K_q K_{20}$	$-K_q K_{21}$	K_{40}	$-K_q K_{22}$	$-K_q K_{23}$	K_{43}	$-K_q K_{25}$
K_{10}	0	0	0	0	0	0	0	$-K_{10}$
0	K_{10}	0	0	0	0	0	0	0
K_{47}	K_{48}	K_{49}	K_{50}	K_{51}	K_{52}	K_{53}	K_{54}	K_{55}
K_{61}	K_{62}	K_{63}	K_{64}	K_{65}	K_{66}	K_{67}	K_{68}	K_{69}
1	0	0	0	0	0	0	$-C_{q0}$	-1
0	-1	0	0	0	0	0	C_{d0}	0

*

$K_9 i_{1q0}$	$-\frac{L_2 K_v}{K_0}$	0	0	0	0	0
$-K_9 i_{1d0} + \frac{L_2 K_v K_{pt}}{K_0}$	0	$-\frac{L_2 K_v}{K_0}$	0	0	0	0
$K_9 i_{2q0}$	$\frac{MK_v}{K_0}$	0	0	0	0	0
$-K_9 i_{2d0} - \frac{MK_v K_{pt}}{K_0}$	0	$\frac{MK_v}{K_0}$	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0
$K_q \phi_{2q0}^z$	$-K_v + \frac{l^* L_2 K_v}{K_0}$	0	0	0	0	0
K_{17}	0	$-K_v + \frac{l^* L_2 K_v}{K_0}$	0	0	0	0
K_{26}	K_{27}	K_{28}	0	0	0	0
K_{37}	K_{38}	K_{39}	0	0	0	0
$-K_q K_{26}$	$-K_q K_{27}$	$-K_q K_{28}$	0	0	0	0
0	0	0	-1	0	0	0
$-K_{10}$	0	0	0	-1	0	0
K_{56}	K_{57}	K_{58}	0	0	0	K_{59}
K_{70}	K_{71}	K_{72}	0	0	K_{73}	0
$-C_{q0} K_9$	0	0	0	0	0	$-\omega_{*0}$
$1 + C_{d0} K_9$	0	0	0	0	ω_{*0}	0

$$\omega_{\phi 0} = \hat{\omega}_{r0} + K_9 i_{q0}^*$$

$$\omega_{s0} = \hat{\omega}_{r0} + K_9 i_{1q0}^* - \frac{P}{2} \omega_{r0}$$

$$v_{1d0} = K_v K_{pi} (i_{1d0}^* - i_{1d0}) - K_v A_{d0}$$

$$v_{1q0} = K_v K_{pi} (i_{1q0}^* - i_{1q0}) - K_v A_{q0}$$

$$K_0 = L_1 L_2 - M^2$$

$$K_1 = -\frac{L_2}{K_0} (R_1 + K_v K_{pi})$$

$$K_2 = \frac{1}{K_0} (L_1 L_2 \omega_{\phi 0} - M^2 \omega_{s0})$$

$$K_3 = -\frac{P}{2K_0} L_2 M \omega_{r0}$$

$$K_4 = \frac{M}{K_0} (R_1 + K_v K_{pi})$$

$$K_5 = \frac{P}{2K_0} L_1 M \omega_{r0}$$

$$K_6 = \frac{1}{K_0} (-M^2 \omega_{\phi 0} + L_1 L_2 \omega_{s0})$$

$$K_7 = \frac{K_\omega}{1 + K_\omega K_q}$$

$$K_8 = \frac{K_\omega K_q}{1 + K_\omega K_q}$$

$$K_9 = \frac{M^* R_2^*}{L_2^* \phi_{2d}^*}$$

$$K_{10} = \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}}$$

$$K_{11} = \frac{1}{J} \frac{P}{2} M$$

$$K_{12} = -K_v K_{\rho_i} - R_1^* - l^* K_1$$

$$K_{13} = l^* (\omega_{\phi_0} - K_2)$$

$$K_{14} = -\frac{l^* P}{K_0} \frac{L_2 M \omega_{r_0}}{2}$$

$$K_{15} = \frac{P}{2K_0} (M i_{1q_0} + L_2 i_{2q_0})$$

$$K_{16} = \frac{P}{2K_0} (M i_{1d_0} + L_2 i_{2d_0})$$

$$g_0 = (p \phi_{2d}^c)_0 \phi_{2d_0}^c + (p \phi_{2q}^c)_0 \phi_{2q_0}^c$$

$$g_1 = K_d \frac{\sqrt{M^*}}{2}$$

$$g_2 = \phi_{2d_0}^{c^2} + \phi_{2q_0}^{c^2}$$

$$g_3 = (p \phi_{2d}^c)_0 i_{1q_0} + \phi_{2q_0}^c (p i_{1q})_0 - (p \phi_{2q}^c)_0 i_{1d_0} - \phi_{2d_0}^c (p i_{1d})_0$$

$$g_4 = g_0 (\phi_{2d_0}^c i_{1q_0} - \phi_{2q_0}^c i_{1d_0})$$

$$(p i_{1d})_0 = \frac{1}{K_0} \left\{ -L_2 R_1 i_{1d_0} + (L_1 L_2 \omega_{\phi_0} - M^2 \omega_{s_0}) i_{1q_0} + R_2 M i_{2d_0} + \frac{P}{2} L_2 M \omega_{r_0} i_{2q_0} + L_2 v_{1d_0} \right\}$$

$$(p i_{1q})_0 = \frac{1}{K_0} \left\{ (-L_1 L_2 \omega_{\phi_0} + M^2 \omega_{s_0}) i_{1d_0} - R_1 L_2 i_{1q_0} - \frac{P}{2} L_2 M \omega_{r_0} i_{2d_0} + R_2 M i_{2q_0} + L_2 v_{1q_0} \right\}$$

$$(p \phi_{2d}^c)_0 = \frac{1}{T_c^*} \phi_{2d}^* + v_{1d_0} - R_1^* i_{1d_0} - l^* (p i_{1d})_0 + l^* \omega_{\phi_0} i_{1q_0} + \omega_{\phi_0} \phi_{2q_0}^c - \frac{1}{T_c^*} \phi_{2d_0}^c$$

$$(p \phi_{2q}^c)_0 = v_{1q_0} - R_1^* i_{1q_0} - l^* (p i_{1q})_0 - l^* \omega_{\phi_0} i_{1d_0} - \omega_{\phi_0} \phi_{2d_0}^c - \frac{1}{T_c^*} \phi_{2q_0}^c$$

$$(p \hat{i}_{1q_0})_0 = g_3 g_2^{-\frac{1}{2}} - g_4 g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$(p \hat{\omega}_r)_0 = K_7 \left\{ - (p \hat{i}_{1q})_0 + \frac{1}{\tau_\omega} (i_{1q_0}^* - \hat{i}_{1q_0}) + \frac{K_q}{\tau_q} \left(\frac{P}{2} \omega_{r_0}^* - \hat{\omega}_{r_0} \right) \right\}$$

$$(p i_{1q}^*)_0 = \frac{1}{1 + K_\omega K_q} \left\{ K_\omega K_q (p \hat{i}_{1q})_0 - \frac{K_\omega K_q}{\tau_\omega} (i_{1q_0}^* - \hat{i}_{1q_0}) + \frac{K_q}{\tau_q} \left(\frac{P}{2} \omega_{r_0}^* - \hat{\omega}_{r_0} \right) \right\}$$

$$g_5 = \phi_{2d0}^2 i_{1q0} - \phi_{2d0}^c \phi_{2q0}^c i_{1d0}$$

$$g_6 = \phi_{2d0}^c \phi_{2q0}^c i_{1q0} - \phi_{2q0}^2 i_{1d0}$$

$$g_7 = \left\{ -(\rho \phi_{2q}^c)_0 - \phi_{2q0}^c K_1 - \phi_{2d0}^c K_2 + i_{1q0} K_{12} + i_{1d0} K_{13} \right\} g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_8 = \left\{ (\rho \phi_{2d}^c)_0 - \phi_{2q0}^c K_2 + \phi_{2d0}^c K_1 + i_{1q0} K_{13} - i_{1d0} K_{12} \right\} g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_9 = \left[-\phi_{2q0}^c \frac{R_2 M}{K_0} + \phi_{2d0}^c K_3 - i_{1q0} \frac{l^*}{K_0} R_2 M + i_{1d0} K_{14} \right] g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{10} = \left[\phi_{2q0}^c K_3 + \phi_{2d0}^c \frac{R_2 M}{K_0} + i_{1q0} K_{14} + i_{1d0} \frac{l^*}{K_0} R_2 M \right] g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{11} = \left(-\phi_{2q0}^c M K_{15} - \phi_{2d0}^c M K_{16} - i_{1q0} l^* K_{15} - i_{1d0} l^* M K_{16} \right) g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{12} = \left\{ (\rho i_{1q})_0 - i_{1q0} \frac{1}{T_c^*} + i_{1d0} \omega_{\neq 0} \right\} g_2^{-\frac{1}{2}} - g_3 g_2^{-\frac{3}{2}} \phi_{2d0}^c$$

$$g_{13} = \left\{ -(\rho i_{1d})_0 + i_{1q0} \omega_{\neq 0} + i_{1d0} \frac{1}{T_c^*} \right\} g_2^{-\frac{1}{2}} - g_3 g_2^{-\frac{3}{2}} \phi_{2q0}^c$$

$$g_{15} = \left\{ -\phi_{2q0}^c \frac{L_2 K_v K_{\rho i}}{K_0} + i_{1q0} \left[1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right] K_v K_{\rho i} \right\} g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{16} = \left\{ \phi_{2d0}^c \frac{L_2 K_v K_{\rho i}}{K_0} - i_{1d0} \left[1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right] K_v K_{\rho i} \right\} g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{17} = \left\{ \phi_{2q0}^c \frac{L_2 K_v}{K_0} - i_{1q0} K_v \left[1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right] \right\} g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{18} = \left\{ -\phi_{2d0}^c \frac{L_2 K_v}{K_0} + i_{1d0} \left[1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right] K_v \right\} g_2^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{19} = -\left\{ g_5 K_{12} - g_6 K_{13} - \phi_{2d0}^c \phi_{2q0}^c (\rho \phi_{2d}^c)_0 - \phi_{2q0}^2 (\rho \phi_{2q}^c)_0 \right\} g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{20} = -\left\{ g_5 K_{13} + g_6 K_{12} + \phi_{2d0}^2 (\rho \phi_{2d}^c)_0 + \phi_{2d0}^c \phi_{2q0}^c (\rho \phi_{2q}^c)_0 \right\} g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{21} = \left[g_5 \frac{l^*}{K_0} R_2 M + g_6 K_{14} \right] g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{22} = -\left[g_5 K_{14} - g_6 \frac{l^*}{K_0} R_2 M \right] g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{23} = -l^* M (-g_5 K_{15} + g_6 K_{16}) g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{24} = -g_2^{-\frac{3}{2}} \left(2 \phi_{2d0}^c i_{1q0} (p \phi_{2d}^c)_0 - \phi_{2q0}^c i_{1d0} (p \phi_{2d}^c)_0 + \phi_{2q0}^c i_{1q0} (p \phi_{2q}^c)_0 - \frac{1}{T_c^*} g_5 - g_6 \omega_{*0} \right) + 3g_2^{-\frac{5}{2}} \phi_{2d0}^c g_4$$

$$g_{25} = -g_2^{-\frac{3}{2}} \left(-\phi_{2d0}^c i_{1d0} (p \phi_{2d}^c)_0 + \phi_{2q0}^c i_{1q0} (p \phi_{2q}^c)_0 - 2 \phi_{2q0}^c i_{1d0} (p \phi_{2q}^c)_0 + g_5 \omega_{*0} - \frac{1}{T_c^*} g_6 \right) + 3g_2^{-\frac{5}{2}} \phi_{2q0}^c g_4$$

$$g_{27} = g_5 - \left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right) K_v K_{pi} g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{28} = -g_6 - \left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right) K_v K_{pi} g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{29} = g_5 K_v \left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right) g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{30} = g_6 K_v \left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2 \right) g_2^{-\frac{3}{2}}$$

$$g_{31} = \phi_{2d0}^c i_{1q0} - \phi_{2q0}^c i_{1d0}$$

$$g_{32} = -g_2^{-\frac{1}{2}} i_{1q0} - g_{31} g_2^{-\frac{3}{2}} \phi_{2d0}^c$$

$$g_{33} = g_2^{-\frac{1}{2}} i_{1d0} + g_{31} g_2^{-\frac{3}{2}} \phi_{2q0}^c$$

$$g_{34} = \phi_{2d0}^c i_{1d0} - \phi_{2q0}^c i_{1q0}$$

$$g_{35} = (p \phi_{2d}^c)_0 i_{1d0} + \phi_{2d0}^c (p i_{1d})_0 + (p \phi_{2q}^c)_0 i_{1q0} + \phi_{2q0}^c (p i_{1q})_0$$

$$g_{36} = g_1 g_{34}^{-\frac{1}{2}}$$

$$g_{37} = K_{12} i_{1d0} + K_1 \phi_{2d0}^c - K_{13} i_{1q0} - K_2 \phi_{2q0}^c + (p \phi_{2d}^c)_0$$

$$g_{38} = K_{13} i_{1d0} + K_2 \phi_{2d0}^c + K_{12} i_{1q0} + K_1 \phi_{2q0}^c + (p \phi_{2q}^c)_0$$

$$g_{39} = -\frac{l^*}{K_0} R_2 M i_{1d0} + \frac{R_2 M}{K_0} \phi_{2d0}^c - K_{14} i_{1q0} + K_3 \phi_{2q0}^c$$

$$g_{40} = K_{14} i_{1d0} - K_3 \phi_{2d0}^c - \frac{l^*}{K_0} R_2 M i_{1q0} + \frac{R_2 M}{K_0} \phi_{2q0}^c$$

$$g_{41} = -l^* M K_{15} i_{1d0} + M K_{15} \phi_{2d0}^c + l^* M K_{16} i_{1q0} - M K_{16} \phi_{2q0}^c$$

$$g_{42} = -\frac{1}{T_c^*} i_{1d0} - \omega_{\phi 0} i_{1q0} + (p i_{1d})_0$$

$$g_{43} = \omega_{\phi 0} i_{1d0} - \frac{1}{T_c^*} i_{1q0} + (p i_{1q})_0$$

$$g_{45} = \left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2\right) K_v K_{pi} i_{1d0} + \frac{L_2 K_v K_{pi}}{K_0} \phi_{2d0}^c$$

$$g_{46} = \left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2\right) K_v K_{pi} i_{1q0} + \frac{L_2 K_v K_{pi}}{K_0} \phi_{2q0}^c$$

$$g_{47} = -\left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2\right) K_v i_{1d0} - \frac{L_2 K_v}{K_0} \phi_{2d0}^c$$

$$g_{48} = -\left(1 - \frac{l^*}{K_0} L_2\right) K_v i_{1q0} - \frac{L_2 K_v}{K_0} \phi_{2q0}^c$$

$$K_{18} = K_7 \left\{ -(g_7 + g_{19}) + g_2 - \frac{1}{2} \frac{\phi_{2q0}^c}{\tau_\omega} \right\}$$

$$K_{19} = -K_7 \left(g_8 + g_{20} + g_2 - \frac{1}{2} \frac{\phi_{2d0}^c}{\tau_\omega} \right)$$

$$K_{20} = -K_7 (g_9 + g_{21})$$

$$K_{21} = -K_7 (g_{10} + g_{22})$$

$$K_{22} = -K_7 \left(g_{12} + g_{24} + \frac{g_{32}}{\tau_\omega} \right)$$

$$K_{23} = -K_7 \left(g_{13} + g_{23} + \frac{g_{33}}{\tau_\omega} \right)$$

$$K_{24} = -K_7 \frac{K_q}{\tau_q}$$

$$K_{25} = -K_7 (g_{15} + g_{27})$$

$$K_{26} = K_7 \left(-g_{16} - g_{28} + \frac{1}{\tau_\omega} \right)$$

$$K_{27} = -K_7 (g_{17} + g_{29})$$

$$K_{28} = -K_7(g_{18} + g_{30})$$

$$K_{29} = -g_1 \left(g_{34}^{-\frac{1}{2}} g_{37} - \frac{1}{2} g_{34}^{-\frac{1}{2}} g_{35} \phi_{2d0}^c + \frac{1}{\tau_d} g_{34}^{-\frac{1}{2}} \phi_{2d0}^c \right)$$

$$K_{30} = -g_1 \left(g_{34}^{-\frac{1}{2}} g_{38} - \frac{1}{2} g_{34}^{-\frac{1}{2}} g_{35} \phi_{2q0}^c + \frac{1}{\tau_d} g_{34}^{-\frac{1}{2}} \phi_{2q0}^c \right)$$

$$K_{31} = -g_{36} g_{45}$$

$$K_{32} = -g_{36} g_{40}$$

$$K_{33} = -g_1 \left(g_{34}^{-\frac{1}{2}} g_{42} - \frac{1}{2} g_{34}^{-\frac{3}{2}} g_{35} i_{1d0} + \frac{1}{\tau_d} g_{34}^{-\frac{1}{2}} i_{1d0} \right)$$

$$K_{34} = -g_1 \left(g_{34}^{-\frac{1}{2}} g_{43} - \frac{1}{2} g_{34}^{-\frac{3}{2}} g_{35} i_{1q0} + \frac{1}{\tau_d} g_{34}^{-\frac{1}{2}} i_{1q0} \right)$$

$$K_{36} = -g_{36} g_{45}$$

$$K_{37} = -g_{36} g_{46}$$

$$K_{38} = -g_{36} g_{47}$$

$$K_{39} = -g_{36} g_{48}$$

$$K_{40} = K_8(g_{11} + g_{23})$$

$$K_{41} = -K_7(g_{11} + g_{23})$$

$$K_{42} = -g_{36} g_{41}$$

$$K_{43} = -\frac{1}{1 + K_w K_q} \frac{K_q}{\tau_q}$$

$$K_{44} = \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} C_{d0}$$

$$K_{45} = \frac{K_{pi}}{\tau_{pi}} C_{q0}$$

$$K_{46} = K_{10}(i_{1q0}^* - i_{1q0}) + 2 \omega_{\phi 0} A_{d0}$$

$$K_{47} = K_{45}(K_{18} - K_9 K_q K_{18})$$

$$\begin{aligned}
K_{48} &= K_{10}(-\omega_{\phi 0} + C_{q0}K_{19} - C_{q0}K_9K_qK_{19}) \\
K_{49} &= K_{45}(K_{20} - K_9K_qK_{20}) \\
K_{50} &= K_{45}(K_{21} - K_9K_qK_{21}) \\
K_{51} &= K_{45}(K_{41} + K_9K_{40}) \\
K_{52} &= K_{45}(K_{22} - K_9K_qK_{22}) \\
K_{53} &= K_{45}(K_{23} - K_9K_qK_{23}) \\
K_{54} &= K_{46} + K_{45}(K_{24} - K_9K_{43}) \\
K_{55} &= K_{45}(K_{25} - K_9K_qK_{25}) \\
K_{56} &= K_{46}K_9 + K_{45}(K_{26} - K_9K_qK_{26}) + K_{10}\omega_{\phi 0} \\
K_{57} &= \omega_{\phi 0}^2 + K_{45}(K_{27} - K_9K_qK_{27}) \\
K_{58} &= K_{45}(K_{28} - K_9K_qK_{28}) \\
K_{59} &= K_{10}\{(p\hat{\omega}_r)_0 + K_9(pi_{1q}^*)_0\} \\
K_{60} &= -K_{10}(i_{1d0}^* - i_{1d0}) + 2\omega_{\phi 0}A_{q0} \\
K_{61} &= K_{10}(\omega_{\phi 0} + C_{d0}K_{18} - C_{d0}K_9K_qK_{18}) \\
K_{62} &= K_{44}(K_{19} - K_9K_qK_{19}) \\
K_{63} &= K_{44}(K_{20} - K_9K_qK_{20}) \\
K_{64} &= K_{44}(K_{21} - K_9K_qK_{21}) \\
K_{65} &= K_{44}(K_{41} + K_9K_{40}) \\
K_{66} &= K_{44}(K_{22} - K_9K_qK_{22}) \\
K_{67} &= K_{44}(K_{23} - K_9K_qK_{23}) \\
K_{68} &= K_{60} + K_{44}(K_{24} + K_9 + K_{43}) \\
K_{69} &= K_{44}(K_{25} - K_9K_qK_{25}) - K_{10}\omega_{\phi 0} \\
K_{70} &= K_{60}K_9 + K_{10}(K_{26} - K_9K_qK_{26}) \\
K_{71} &= K_{44}(K_{27} - K_9K_qK_{27})
\end{aligned}$$

$$K_{72} = \omega_{\phi 0}^2 + K_{44}(K_{28} - K_9 K_q K_{28})$$

$$K_{73} = K_{10} \{ (p\omega_r)_0 + K_9 (pi_{1q}^*)_0 \}$$

$$B^T = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_8 \frac{P}{2} \left(p + \frac{1}{\tau_q} \right) & K_7 \frac{P}{2} \left(p + \frac{1}{\tau_q} \right) & 0 \\ \hline \end{array} *$$

$$* \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 0 & 0 & K_{45} K_7 \frac{P}{2} (K_w + K_9) \left(p + \frac{1}{\tau_q} \right) & -K_{44} K_q \frac{P}{2} (K_w + K_9) \left(p + \frac{1}{\tau_q} \right) & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$$

2. 速度センサ付きにおけるA, B

$$A = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline K_1 & K_2 & \frac{R_2 M}{K_0} & -K_3 & L_2 K_{80} & K_9 i_{1d0} \\ \hline -K_2 & K_1 & K_3 & \frac{R_2 M}{K_0} & -L_2 K_{81} & -K_9 i_{1d0} + \frac{L_2 K_s K_{pi}}{K_0} \\ \hline K_4 & -K_5 & -\frac{R_2 L_1}{K_0} & K_6 & -MK_{80} & K_9 i_{2d0} \\ \hline K_5 & K_4 & -K_6 & -\frac{R_2 L_1}{K_0} & MK_{81} & -K_9 i_{2d0} + \frac{MK_s K_{pi}}{K_0} \\ \hline -K_{11} i_{2d0} & K_{11} i_{2d0} & K_{11} i_{1d0} & -K_{11} i_{1d0} & 0 & 0 \\ \hline K_4 i_{2d0} K_{11} \frac{P}{2} & K_4 i_{2d0} K_{11} \frac{P}{2} & -K_4 i_{1d0} K_{11} \frac{P}{2} & K_4 i_{1d0} K_{11} \frac{P}{2} & -\frac{K_4 P}{\tau_d 2} & 0 \\ \hline K_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & K_{10} & 0 & 0 & 0 & -K_{10} \\ \hline K_{82} & K_{83} & K_{84} & K_{85} & K_{86} & K_{87} \\ \hline K_{89} & K_{90} & K_{91} & K_{92} & K_{93} & K_{94} \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 & -C_{q0} \frac{P}{2} & -C_{q0} K_9 \\ \hline 0 & -1 & 0 & 0 & C_{d0} \frac{P}{2} & 1 + C_{d0} K_9 \\ \hline \end{array} *$$

$$* \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline -\frac{L_2 K_s}{K_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & -\frac{L_2 K_s}{K_0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \frac{MK_s}{K_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & \frac{MK_s}{K_0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ \hline \omega_{*0}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_{88} \\ \hline 0 & \omega_{*0}^2 & 0 & 0 & K_{88} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{*0} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_{*0} & 0 \\ \hline \end{array}$$

$$\omega_{\phi 0} = \frac{P}{2} \omega_{r0} + K_9 i_{1q0}^*$$

$$\omega_{s0} = K_9 i_{1q0}^*$$

$$(p\omega_r)_0 = K_{11}(i_{1q0} i_{2d0} - i_{1d0} i_{2q0}) - \frac{1}{J} T_L$$

$$(pi_{1q}^*)_0 = -\frac{K_q P}{\tau_q} \frac{P}{2} \omega_{r0} - K_q \frac{P}{2} (p\omega_r)_0 + \frac{K_q P}{\tau_q} \frac{P}{2} \omega_{r0}^*$$

$K_1 \sim K_{60}$ は付録 1 と共通

$$h = K_{10} K_{11} \frac{P}{2} (1 - K_9 K_q)$$

$$K_{80} = \frac{P}{2} \frac{L_1 i_{1q0} + M i_{2q0}}{K_0}$$

$$K_{81} = \frac{P}{2} \frac{L_1 i_{1d0} + M i_{2d0}}{K_0}$$

$$K_{82} = -h i_{2q0} C_{q0}$$

$$K_{83} = -K_{10} \omega_{\phi 0} + h i_{2d0} C_{q0}$$

$$K_{84} = h i_{1q0} C_{q0}$$

$$K_{85} = -h i_{1d0} C_{q0}$$

$$K_{86} = K_{12} - K_{10} K_9 \frac{K_q}{\tau_q} C_{q0} \frac{P}{2}$$

$$K_{87} = \frac{K_{10}}{\tau_{pi}} \omega_{\phi 0} + K_{46} K_9$$

$$K_{88} = K_{10} \left\{ \frac{P}{2} (p\omega_r)_0 + K_9 (pi_{1q0}^*)_0 \right\}$$

$$K_{89} = K_{10} \omega_{\phi 0} - h i_{2q0} C_{d0}$$

$$K_{90} = h i_{2d0} C_{d0}$$

$$K_{91} = h i_{1q0} C_{d0}$$

$$K_{92} = -h i_{1d0} C_{d0}$$

$$K_{93} = K_{14} - K_{10} K_9 \frac{K_q}{\tau_d} C_{d0} \frac{P}{2}$$

$$K_{94} = K_{60} K_9$$

$$B^T = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_q \frac{P}{2} \left(P + \frac{1}{\tau_d} \right) & 0 & 0 & * \\ \hline \end{array}$$

$$* \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline K_{10} K_9 C_{q0} K_q \frac{P}{2} \left(p + \frac{1}{\tau_q} \right) & K_{10} K_9 C_{d0} K_q \frac{P}{2} \left(p + \frac{1}{\tau_q} \right) & 0 & 0 \\ \hline \end{array}$$

3. dq 軸上電流制御を用いた速度センサレスにおける連立微分方程式

$$p i_{1d} = \frac{1}{\Delta} \{ -L_2 R_1 i_{1d} + (\omega_\phi L_1 L_2 - \omega_s M^2) i_{1q} + R_2 M i_{2d} + (\omega_\phi L_2 M - \omega_s L_2 M) i_{2q} + L_2 v_{1d} \} \quad (\text{付3.1})$$

$$p i_{1q} = \frac{1}{\Delta} \{ (-\omega_\phi L_1 L_2 + \omega_s M^2) i_{1d} - R_1 L_2 i_{1q} + (-\omega_\phi L_2 M + \omega_s L_2 M) i_{2d} + R_2 M i_{2q} + L_2 v_{1q} \} \quad (\text{付3.2})$$

$$p i_{2d} = \frac{1}{\Delta} \{ R_1 M i_{1d} + (-\omega_\phi L_1 M + \omega_s L_1 M) i_{1q} - R_2 L_1 i_{2d} + (-\omega_\phi M^2 + \omega_s L_1 L_2) i_{2q} - M v_{1d} \} \quad (\text{付3.3})$$

$$p i_{2q} = \frac{1}{\Delta} \{ (\omega_\phi L_1 M - \omega_s L_1 M) i_{1d} + R_1 M i_{1q} + (\omega_\phi M^2 - \omega_s L_1 L_2) i_{2d} - R_2 L_1 i_{2q} - M v_{1q} \} \quad (\text{付3.4})$$

$$p \omega_r = \frac{1}{J} \left\{ \frac{P}{2} M (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) - T_L \right\} \quad (\text{付3.5})$$

$$p \phi_{2d}^c = \frac{1}{T_c^*} \left\{ \phi_{2d}^* + \frac{L_2^*}{M^*} T_c^* (v_{1d} - R_1^* i_{1d} - l^* p i_{1d} + \omega_\phi l^* i_{1q}) + T_c^* \omega_\phi \phi_{2q}^c - \phi_{2d}^c \right\} \quad (\text{付3.6})$$

$$p \phi_{2q}^c = \frac{1}{T_c^*} \left\{ \frac{L_2^*}{M^*} T_c^* (v_{1q} - R_1^* i_{1q} - l^* p i_{1q} - \omega_\phi l^* i_{1d}) - T_c^* \omega_\phi \phi_{2d}^c - \phi_{2q}^c \right\} \quad (\text{付3.7})$$

$$p\hat{\omega}_r = K_\omega \left\{ \frac{1}{T_f} (i_{1q}^{*'} - 1.05 i_{1q}^*) - p\hat{i}_{1q} \right\} + \frac{K_\omega}{\tau_\omega} (i_{1q}^* - \hat{i}_{1q}) \quad (\text{付3.8})$$

$$pi_{1q}^{*'} = -K_\omega K_q \left\{ \frac{1}{T_f} (i_{1q}^{*'} - 1.05 i_{1q}^*) - p\hat{i}_{1q} \right\} - \frac{K_\omega K_q}{\tau_\omega} (i_{1q}^* - \hat{i}_{1q}) + \frac{K_q P}{2} p\omega_r^* + \frac{K_q}{\tau_q} \left(\frac{P}{2} \omega_r^* - \hat{\omega}_r \right) \quad (\text{付3.9})$$

$$pi_{1q}^* = \frac{1}{T_f} (i_{1q}^{*'} - 1.05 i_{1q}^*) \quad (\text{付3.10})$$

$$pi_{1d}^* = K_d (p\phi_{2d}^* - p\hat{\phi}_{2d}) + \frac{K_d}{\tau_d} (\phi_{2d}^* - \hat{\phi}_{2d}) \quad (\text{付3.11})$$

$$pv_{sd} = K_i (pi_{1d}^* - pi_{1d}) + \frac{K_i}{\tau_i} (i_{1d}^* - i_{1d}) - \frac{l^*}{K_v} (i_{1d} p\omega_\phi + \omega_\phi pi_{1d}) \quad (\text{付3.12})$$

$$pv_{sq} = K_i (pi_{1q}^* - pi_{1q}) + \frac{K_i}{\tau_i} (i_{1q}^* - i_{1q}) + \left\{ \frac{l^*}{K_v} (i_{1d} p\omega_\phi + \omega_\phi pi_{1d}) + \frac{M^* \phi_{2d}^*}{L_2^* K_v} p\omega_\phi \right\} \quad (\text{付3.13})$$

ただし,

$$l^* = L_1^* - \frac{M^{*2}}{L_2^*}$$

$$\Delta = L_1 L_2 - M^2$$

$$\omega_\phi = \hat{\omega}_r + \frac{M^* R_2^*}{L_2^* \phi_{2d}^*} i_{1q}^*$$

$$\omega_s = \omega_\phi - \frac{P}{2} \omega_r$$

$$v_{1d} = K_v v_{sd}$$

$$v_{1q} = K_v v_{sq}$$

$$\phi_{2d} = \sqrt{M^* (\phi_{2d}^c i_{1d} + \phi_{2q}^c i_{1q})}$$

$$\hat{i}_{1q} = \frac{\phi_{2d}^c i_{1d} - \phi_{2q}^c i_{1q}}{\sqrt{\phi_{2d}^{c2} + \phi_{2q}^{c2}}}$$

4. 速度指令 $\Delta\omega_r^*$ に対する速度 $\Delta\omega_r$ の伝達関数

(付3.1) ~ (付3.13) 式の微小変化分をとると, 次式が得られる

$$p\Delta x = A\Delta x + B\Delta\omega_r^* \quad (\text{付4.1})$$

$$\Delta\omega_r^* = C_1\Delta x \quad (\text{付4.2})$$

行列 A , B , C_1 と状態変数 Δx は、付録6で示す。速度に対する伝達関数は次式で表される。

$$\frac{\Delta\omega_r(s)}{\Delta\omega_r^*(s)} = \frac{d_4}{s^4} \cdot \frac{\det(sI - A_4^*)}{\det(sI - A)} \quad (\text{付4.3})$$

ただし、

$$A_4^* = A - \frac{1}{d_4} BC_1 A^4, \quad d_4 = C_1 A^3 B$$

5. トルク成分電流指令 Δi_{iq}^* に対するトルク成分電流 Δi_{iq} の伝達関数

最初に、速度指令 $\Delta\omega_r^*$ に対するトルク成分電流 Δi_{iq} の伝達関数を導出する。

$$\frac{\Delta i_{iq}}{\Delta\omega_r^*} = \frac{d_3}{s^3} \cdot \frac{\det(sI - A_3^*)}{\det(sI - A)} \quad (\text{付5.1})$$

ただし、

$$A_3^* = A - \frac{1}{d_3} BC_2 A^3, \quad d_3 = C_2 A^2 B$$

行列 C_2 は付録6で示す。次に、速度指令 $\Delta\omega_r^*$ に対するトルク成分電流 Δi_{iq} の伝達関数を導出する。

$$\frac{\Delta i_{iq}^*}{\Delta\omega_r^*} = \frac{d_2}{s^2} \cdot \frac{\det(sI - A_2^*)}{\det(sI - A)} \quad (\text{付5.2})$$

ただし、

$$A_2^* = A - \frac{1}{d_2} BC_3 A, \quad d_2 = C_3 AB$$

行列 C_3 は付録6で示す。(付5.1)式を(付5.2)式で割ると、トルク成分電流指令 Δi_{iq}^* に対するトルク成分電流 Δi_{iq} の伝達関数が得られる。

$$\frac{\Delta i_{iq}}{\Delta i_{iq}^*} = \frac{d_3}{d_2 s} \cdot \frac{\det(sI - A_3^*)}{\det(sI - A_2^*)} \quad (\text{付5.3})$$

6. dq軸上電流制御を用いた速度センサレスにおけるA, B

A =

$-\frac{R_1}{l}$	g^{04}	g^{07}	g^{08}	$g^{01}M\phi_{2q0}$	0	0	i_{1q0}
$-g^{04}$	$-\frac{R_1}{l}$	$-g^{08}$	g^{03}	$-g^{01}M\phi_{2d0}$	0	0	$-i_{1d0}$
$\frac{R_1M}{L_2l}$	$-\frac{L_1g^{08}}{L_2}$	$-\frac{L_1R_2}{L_2l}$	$a_{3,4}$	$-g^{01}M\phi_{2q0}$	0	0	i_{2q0}
$\frac{L_1g^{08}}{L_2}$	$\frac{R_1M}{L_2l}$	$-a_{3,4}$	$-\frac{L_1R_2}{L_2l}$	$g^{01}L_1\phi_{2d0}$	0	0	$-i_{2d0}$
$-\frac{PM}{2J}i_{2q0}$	$\frac{PM}{2J}i_{2d0}$	$\frac{PM}{2J}i_{1q0}$	$-\frac{PM}{2J}i_{1d0}$	0	0	0	0
g^{05}	$-\frac{M}{L_2}g^{06}$	g^{09}	$-g^{06}$	$a_{6,5}$	$-\frac{1}{T_c^*}$	ω_{*0}	$\phi_{\dot{2}q0}$
$\frac{M}{L_2}g^{06}$	g^{05}	g^{06}	g^{09}	$a_{7,5}$	$-\omega_{*0}$	$-\frac{1}{T_c^*}$	$-\phi_{\dot{2}d0}$
$a_{8,1}$	$a_{8,2}$	$-K_\omega(g_5+g_{14})$	$-K_\omega(g_6+g_{15})$	$-K_\omega(g_7+g_{16})$	$a_{8,6}$	$a_{8,7}$	0
$-K_q a_{8,1}$	$-K_q a_{8,2}$	$K_q K_\omega(g_5+g_{14})$	$K_q K_\omega(g_6+g_{15})$	$K_q K_\omega(g_7+g_{16})$	$-K_q a_{8,6}$	$-K_q a_{8,7}$	$-\frac{K_q}{\tau_q}$
0	0	0	0	0	0	0	0
$g^{30}\left(g_{21}+\frac{\phi_{2d0}^c}{\tau_d}\right)$	$g^{30}\left(g_{22}+\frac{\phi_{2d0}^c}{\tau_d}\right)$	$g^{30}g^{23}$	$g^{30}g^{24}$	$g^{30}g^{25}$	$g^{30}\left(g_{26}+\frac{i_{1d0}}{\tau_d}\right)$	$g^{30}\left(g_{27}+\frac{i_{1q0}}{\tau_d}\right)$	0
$a_{12,1}$	$a_{12,2}$	$a_{12,3}$	$a_{12,4}$	$a_{12,5}$	$a_{12,6}$	$a_{12,7}$	$a_{12,8}$
$a_{13,1}$	$a_{13,2}$	$a_{13,3}$	$a_{13,4}$	$a_{13,5}$	$a_{13,6}$	$a_{13,7}$	$a_{13,8}$

*

*

0	$g_{1i_{1q0}}$	0	$\frac{K_v}{l}$	0
0	$-g_{1i_{1d0}}$	0	0	$\frac{K_v}{l}$
0	$g_{1i_{2q0}}$	0	$-\frac{MK_v}{L_2l}$	0
0	$-g_{1i_{2d0}}$	0	0	$-\frac{MK_v}{L_2l}$
0	0	0	0	0
0	$g_{1\phi_{\dot{2}q0}}$	0	$\frac{L_2^*}{M^*}\left(1-\frac{l^*}{l}\right)K_v$	0
0	$-g_{1\phi_{\dot{2}d0}}$	0	0	$\frac{L_2^*}{M^*}\left(1-\frac{l^*}{l}\right)K_v$
$\frac{K_\omega}{T_f}$	$a_{8,10}$	0	$-K_\omega(g_{10}+g_{19})$	$-K_\omega(g_{11}+g_{20})$
$-K_q a_{8,9}$	$-K_q a_{8,10}$	0	$K_q K_\omega(g_{10}+g_{19})$	$K_q K_\omega(g_{11}+g_{20})$
$\frac{1}{T_f}$	$-\frac{1.05}{T_f}$	0	0	0
0	0	0	$g^{30}g^{28}$	$g^{30}g^{29}$
$a_{12,9}$	$a_{12,10}$	$\frac{K_l}{\tau_l}$	$a_{12,12}$	$a_{12,13}$
$a_{13,9}$	$a_{13,10}$	0	$a_{13,12}$	$a_{13,13}$

$$\omega_{\phi 0} = \hat{\omega}_{r0} + \frac{M^* R_2^*}{L_2^* \phi_{2d}^*} \dot{i}_{1q0}^*$$

$$\omega_{s0} = \omega_{\phi 0} - \frac{P}{2} \omega_{r0}$$

$$\hat{\phi}_{2d0} = \sqrt{M^* (\phi_{2d0}^c \dot{i}_{1d0} + \phi_{2q0}^c \dot{i}_{1q0})}$$

$$\phi_{2d0} = M \dot{i}_{1d0} + L_2 \dot{i}_{2d0}$$

$$\phi_{2q0} = M \dot{i}_{1q0} + L_2 \dot{i}_{2q0}$$

$$|\phi_{20}^c| = \sqrt{\phi_{2d0}^{c2} + \phi_{2q0}^{c2}}$$

$$\hat{\dot{i}}_{1q0} = \frac{\phi_{2d0}^c \dot{i}_{1q0} - \phi_{2q0}^c \dot{i}_{1d0}}{|\phi_{20}^c|}$$

$$g_{00} = \left(1 - \frac{l^*}{l}\right) \frac{L_2^*}{M^*} K_v$$

$$g_{01} = \frac{P}{2L_2 l}$$

$$g_{02} = \phi_{2q0}^c \dot{i}_{1d0} - \phi_{2d0}^c \dot{i}_{1q0}$$

$$g_{03} = \phi_{2d0}^c \dot{i}_{1d0} - \phi_{2q0}^c \dot{i}_{1q0}$$

$$g_{04} = \omega_{\phi 0} + \frac{PM^2 \omega_{r0}}{2L_2 l}$$

$$g_{05} = \left(\frac{l^* R_1}{l} - R_1^*\right) \frac{L_2^*}{M^*}$$

$$g_{06} = \frac{L_2^*}{M^*} \frac{PM l^* \omega_{r0}}{2l}$$

$$g_{07} = \frac{R_2 M}{L_2 l}$$

$$g_{08} = \frac{PM}{2l} \omega_{r0}$$

$$g_{09} = -\frac{L_2^*}{M^*} \frac{R_2 M l^*}{L_2 l}$$

$$g_1 = \frac{M^* R_2^*}{L_2^* \phi_{2d}^*}$$

$$g_2 = \frac{K_\omega}{1 + K_\omega K_q}$$

$$g_3 = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} \left(\frac{R_1 \phi_{2q0}^c}{l} - g_{04} \phi_{2d0}^c + g_{05} i_{1q0} - \frac{M g_{06} i_{1d0}}{L_2} \right)$$

$$g_4 = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} \left(-g_{04} \phi_{2q0}^c - \frac{R_1 \phi_{2d0}^c}{l} - \frac{M g_{06} i_{1q0}}{L_2} - g_{05} i_{1d0} \right)$$

$$g_5 = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} (-g_{07} \phi_{2q0}^c - g_{08} \phi_{2d0}^c + g_{09} i_{1q0} - g_{06} i_{1d0})$$

$$g_6 = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} (-g_{08} \phi_{2q0}^c + g_{07} \phi_{2d0}^c - g_{06} i_{1q0} - g_{09} i_{1d0})$$

$$g_7 = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} \left\{ -M g_{01} (\phi_{2q0}^c \phi_{2q0} + \phi_{2d0}^c \phi_{2d0}) - \frac{g_{03} g_{06}}{L_2} \right\}$$

$$g_8 = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} \left(i_{1d0} \omega_{\phi 0} - \frac{i_{1q0}}{T_c^*} \right)$$

$$g_9 = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} \left(i_{1q0} \omega_{\phi 0} + \frac{i_{1d0}}{T_c^*} \right)$$

$$g_{10} = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} \left(-\frac{K_v \phi_{2q0}^c}{l} + g_{00} i_{1q0} \right)$$

$$g_{11} = \frac{1}{|\phi_{20}^c|} \left(\frac{K_v \phi_{2d0}^c}{l} - g_{00} i_{1d0} \right)$$

$$g_{12} = \frac{g_{02}}{|\phi_{20}^c|^3} \left(g_{05} \phi_{2d0}^c + \frac{M g_{06} \phi_{2q0}^c}{L_2} \right)$$

$$g_{13} = \frac{g_{02}}{|\phi_{20}^c|^3} \left(-\frac{M g_{06} \phi_{2d0}^c}{L_2} + g_{05} \phi_{2q0}^c \right)$$

$$g_{14} = \frac{g_{02}}{|\phi_{20}^c|^3} (g_{09} \phi_{2d0}^c + g_{06} \phi_{2q0}^c)$$

$$g_{15} = \frac{g_{02}}{|\phi_{20}^c|^3} (g_{06} \phi_{2d0}^c + g_{09} \phi_{2q0}^c)$$

$$g_{16} = \frac{g_{02} g_{06}}{|\phi_{20}^c|^3 L_2 \omega_{r0}} (-\phi_{2q0}^c \phi_{2d0}^c + \phi_{2d0}^c \phi_{2q0}^c)$$

$$g_{17} = \frac{-g_{02}}{|\phi_{20}^c|^3} \left(\frac{\phi_{2d0}^c}{T_c^*} + \omega_{\phi 0} \phi_{2q0}^c \right)$$

$$g_{18} = \frac{g_{02}}{|\phi_{20}^c|^3} \left(\omega_{\phi 0} \phi_{2d0}^c - \frac{\phi_{2q0}^c}{T_c^*} \right)$$

$$g_{19} = \frac{g_{00} g_{02} \phi_{2d0}^c}{|\phi_{20}^c|^3}$$

$$g_{20} = \frac{g_{00} g_{02} \phi_{2q0}^c}{|\phi_{20}^c|^3}$$

$$g_{21} = -\frac{R_1 \phi_{2d0}^c}{l} - g_{04} \phi_{2q0}^c + g_{05} i_{1d0} + \frac{M g_{06} i_{1q0}}{L_2}$$

$$g_{22} = g_{04} \phi_{2d0}^c - \frac{R_1 \phi_{2q0}^c}{l} - \frac{M g_{06} i_{1d0}}{L_2} + g_{05} i_{1q0}$$

$$g_{23} = g_{07} \phi_{2d0}^c - g_{08} \phi_{2q0}^c + g_{09} i_{1d0} + g_{06} i_{1q0}$$

$$g_{24} = g_{08} \phi_{2d0}^c + g_{07} \phi_{2q0}^c - g_{06} i_{1d0} + g_{09} i_{1q0}$$

$$g_{25} = M g_{01} (\phi_{2d0}^c \phi_{2q0}^c - \phi_{2q0}^c \phi_{2d0}^c) - \frac{g_{02} g_{06}}{L_2 \omega_{r0}}$$

$$g_{26} = -\frac{i_{1d0}}{T_c^*} - \omega_{\phi 0} i_{1q0}$$

$$g_{27} = \omega_{\phi 0} i_{1d0} - \frac{i_{1q0}}{T_c^*}$$

$$g_{28} = \frac{K_v \phi_{2d0}^c}{l} + g_{00} i_{1d0}$$

$$g_{29} = \frac{K_v \phi_{2q0}^c}{l} + g_{00} i_{1q0}$$

$$g_{30} = -\frac{K_d}{2} \sqrt{\frac{M^*}{g_{03}}}$$

$$g_{31} = l^* i_{1d0} + \frac{M^* \phi_{2d}^*}{L_2^*}$$

$$a_{3,4} = \omega_{\phi 0} - \frac{PL_1 \omega_{r0}}{2l}$$

$$a_{6,5} = -\frac{L_2^* l^* g_{01} M \phi_{2q0}}{M^*}$$

$$a_{7,5} = \frac{L_2^* l^* g_{01} M \phi_{2d0}}{M^*}$$

$$a_{8,1} = -K_\omega (g_3 + g_{12}) + \frac{K_\omega \phi_{2q0}^c}{\tau_\omega |\phi_{20}^c|}$$

$$a_{8,2} = -K_\omega (g_4 + g_{13}) - \frac{K_\omega \phi_{2d0}^c}{\tau_\omega |\phi_{20}^c|}$$

$$a_{8,6} = -K_\omega (g_8 + g_{17}) - \frac{K_\omega \left(\frac{i_{1q0}}{|\phi_{20}^c|} + \frac{g_{02} \phi_{2d0}^c}{|\phi_{20}^c|} \right)}{\tau_\omega}$$

$$a_{8,7} = -K_\omega (g_9 + g_{18}) - \frac{K_\omega \left(-\frac{i_{1d0}}{|\phi_{20}^c|} + \frac{g_{02} \phi_{2q0}^c}{|\phi_{20}^c|} \right)}{\tau_\omega}$$

$$a_{8,10} = K_\omega \left(\frac{1}{\tau_\omega} - \frac{1.001}{T_f} \right)$$

$$a_{12,1} = -K_i a_{1,1} + K_i a_{11,1} - \frac{K_i}{\tau_i} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} a_{1,2} - l^* i_{1q0} a_{8,1})$$

$$a_{12,2} = -K_i a_{1,2} + K_i a_{11,2} + \frac{1}{K_v} (-l^* \omega_{\phi 0} a_{1,1} - l^* i_{1q0} a_{8,2})$$

$$a_{12,3} = -K_i a_{1,3} + K_i a_{11,3} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} a_{1,4} - l^* i_{1q0} a_{8,3})$$

$$a_{12,4} = -K_i a_{1,4} + K_i a_{11,4} + \frac{1}{K_v} (-l^* \omega_{\phi 0} a_{1,3} - l^* i_{1q0} a_{8,4})$$

$$a_{12,5} = -K_i g_{01} M \phi_{2q0} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} g_{01} M \phi_{2d0} - l^* i_{1q0} a_{8,5})$$

$$a_{12,6} = K_i a_{11,6} - \frac{1}{K_v} l^* i_{1q0} a_{8,6}$$

$$a_{12,7} = K_i a_{11,7} - \frac{1}{K_v} l^* i_{1q0} a_{8,7}$$

$$a_{12,8} = -K_i i_{1q0} + \frac{1}{K_v} l^* \omega_{\phi 0} i_{1d0}$$

$$a_{12,9} = -\frac{1}{K_v} \frac{l^* i_{1q0} (K_w + g_1)}{T_f}$$

$$a_{12,10} = -K_i g_1 i_{1q0} + \frac{1}{K_v} \left(l^* \omega_{\phi 0} g_1 i_{1d0} - l^* i_{1q0} a_{8,10} + \frac{1.05 l^* i_{1q0} g_1}{T_f} \right)$$

$$a_{12,12} = -\frac{K_i K_v}{l} + K a_{11,12} - \frac{1}{K_v} l^* i_{1q0} a_{8,12}$$

$$a_{12,13} = K_i a_{11,13} + \frac{1}{K_v} \left(-\frac{l^* \omega_{\phi 0}}{l} - l^* i_{1q0} a_{8,13} \right)$$

$$a_{13,1} = K_i a_{1,2} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} a_{1,1} + g_{31} a_{8,1})$$

$$a_{13,2} = K_i a_{1,1} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} a_{1,2} + g_{31} a_{8,2})$$

$$a_{13,3} = K_i a_{1,4} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} a_{1,3} + g_{31} a_{8,3})$$

$$a_{13,4} = -K_i a_{1,3} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} a_{1,4} + g_{31} a_{8,4})$$

$$a_{13,5} = K_i g_{01} M \phi_{2d0} + \frac{1}{K_v} (l^* \omega_{\phi 0} g_{01} M \phi_{2q0} + g_{31} a_{8,5})$$

$$a_{13,6} = \frac{1}{K_v} g_{31} a_{8,6}$$

$$a_{13,7} = \frac{1}{K_v} g_{31} a_{8,7}$$

$$a_{13,8} = K_i i_{1d0} + \frac{1}{K_v} l^* \omega_{\phi 0} i_{1q0}$$

$$a_{13,9} = \frac{K_i}{T_f} + \frac{1}{K_v} \frac{g_{31}(K_w + g_1)}{T_f}$$

$$a_{13,10} = \frac{K_i}{\tau_i} - \frac{1.05 K_i}{T_f} + \frac{1}{K_v} \frac{1.05 g_1 g_{31}}{T_f}$$

$$a_{13,12} = \frac{1}{K_v} \left(\frac{l^* \omega_{\phi 0} K_v}{l} + g_{31} a_{8,12} \right)$$

$$a_{13,13} = -\frac{K_i K_v}{l} + \frac{1}{K_v} g_{31} a_{8,13}$$

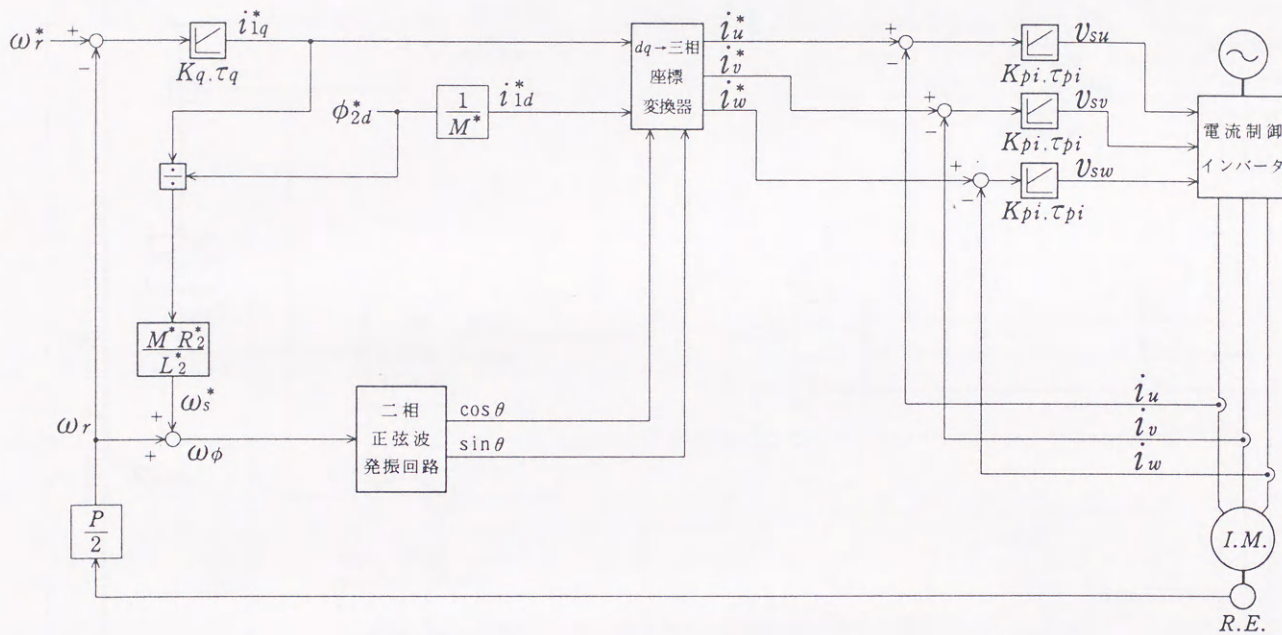
$$B^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_q \frac{P}{2} \left(P + \frac{1}{\tau_d} \right) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

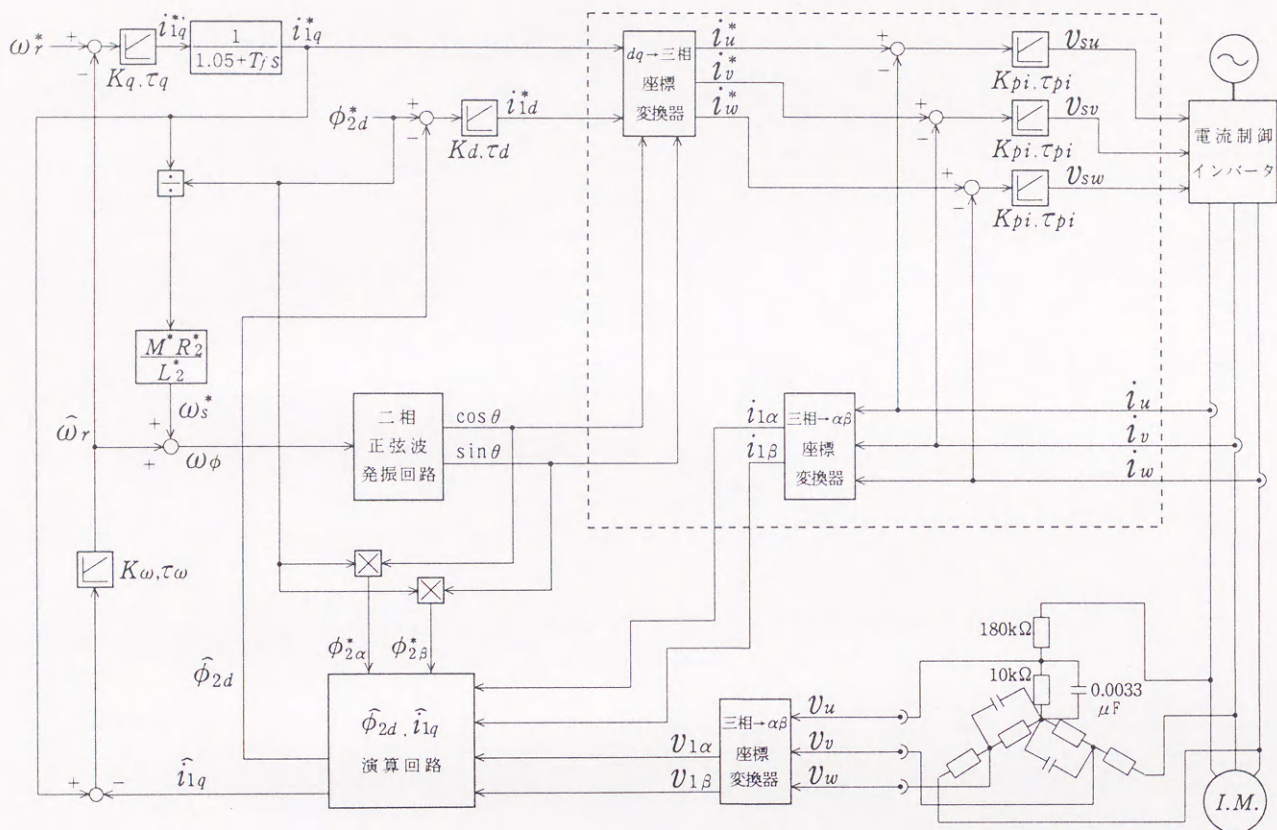
$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

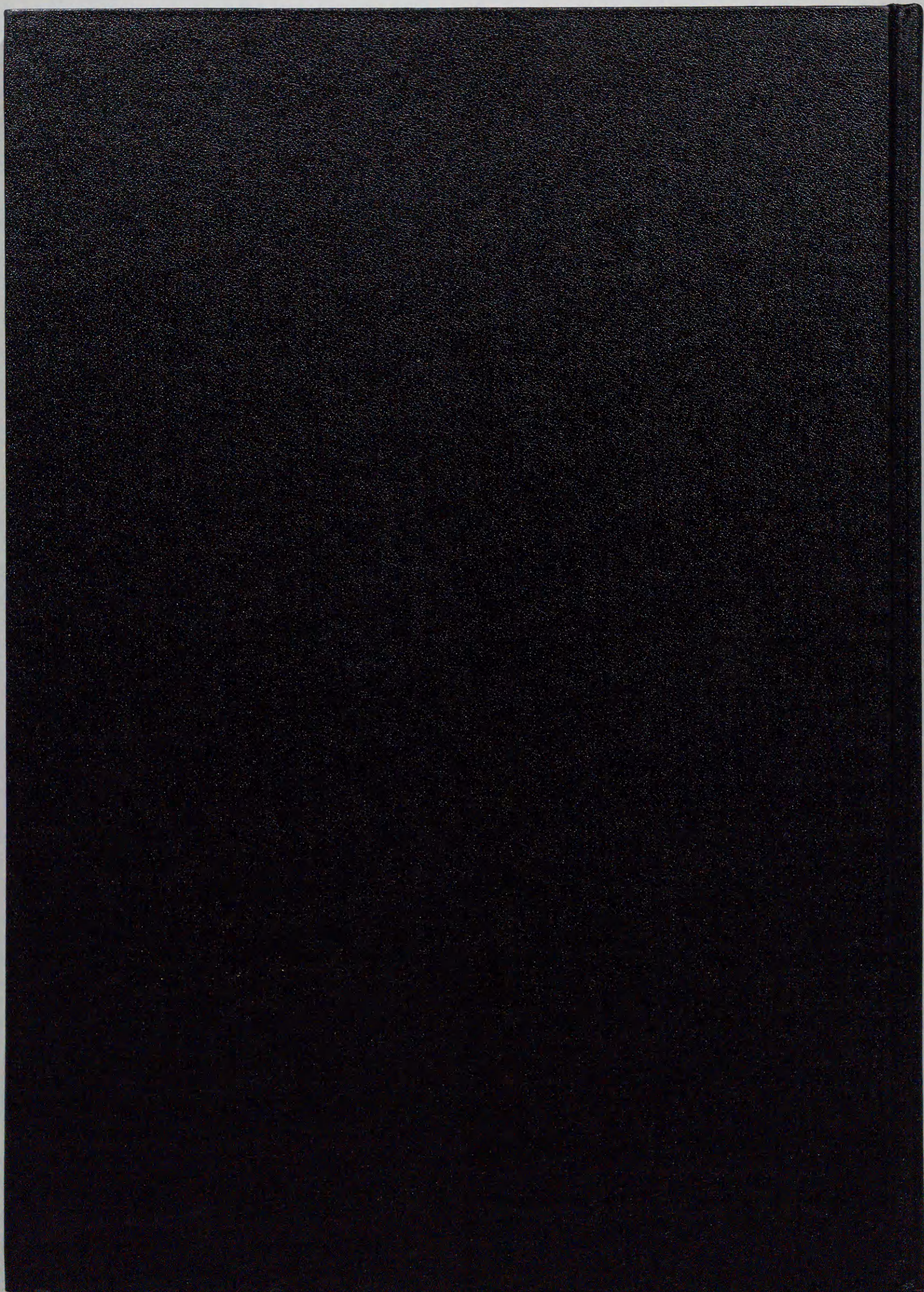
$$\Delta x = [\Delta i_{1d}, \Delta i_{1q}, \Delta i_{2d}, \Delta i_{2q}, \Delta \omega_r, \Delta \phi_{2d}^c, \Delta \phi_{2q}^c, \Delta \hat{\omega}_r, \Delta i_{1q}^{*'}, \Delta i_{1q}^*, \Delta \phi_{1d}^*, \Delta v_{sd}, \Delta v_{sd}]^T$$



付図1 誘導電動機の世界速度センサ付きベクトル制御系



付図 2 三相静止軸上電流制御ループを用いた速度センサレスベクトル制御系



Inches 1 2 3 4 5 6 7 8
cm 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19

Kodak Color Control Patches

© Kodak, 2007 TM: Kodak



Kodak Gray Scale



© Kodak, 2007 TM: Kodak

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

