

図4.6-12 電源電圧を変化させたときの制御応答の比較

第5章 誘導機の2次抵抗値変動に強い 高速トルク制御系の実現

第5章 誘導機の2次抵抗値変動に強い高速トルク制御系の実現

§5-1 本章の課題と構成

本章では、誘導電動機の高速トルク制御系の2次抵抗値変動に対するロバスト性の向上について主に論じる。

いわゆる、すべり周波数制御型ベクトル制御は、誘導電動機発生トルクの高速制御を実現するものとして実用に供されている。しかし、その原理の説明に解りにくい部分があるように思われる。また、この制御は、2次抵抗値に変動があるとトルク制御特性が劣化することが知られている。従って、2次抵抗値の変動に対してロバストな（トルク制御特性の劣化が少ない）制御系の実現が望まれている。

本章の課題は、誘導電動機の実出力トルクを高速制御するための十分条件を明確に示すとともに、2次抵抗値変動に対してトルク制御特性をロバスト化する制御方法を実現し、その有効性を検証することである。

これらを示すため本章の構成は以下になっている。

§5-2では、誘導電動機の高速トルク制御に関する研究動向を紹介し、上記課題の研究が必要であることを明らかにする。

§5-3では、本章の議論の基礎となる座標系の定義と誘導電動機の2軸モデルを整理して示す。

§5-4では、すべり周波数制御型ベクトル制御についての従来からの説明において不足していたと著者の考える部分を【定理5.4.1】として証明する。なお、説明の都合上、従来からの説明も整理して述べる。

§5-5では、1次電圧とすべり周波数を制御するベクトル制御（これを電圧型ベクトル制御と呼ぶ。区別のため従来の1次電流とすべり周波数を制御するものを電流型ベクトル制御と呼ぶ。）の制御則を導出する。次に、電圧型ベクトル制御と電流型ベクトル制御の各々の制御特性が、2次抵抗値の変動に対してどの様に変化するかを実験およびシミュレーション結果により比較する。これにより、電圧型ベクトル制御の優越性を明らかにする。

§5-6では、2次抵抗値変動があっても発生トルクに制御誤差が生じないようにするためトルクフィードバックを実現する。このため、磁束の変動がなければ同期ワットトルクにより瞬時トルクを検出できることを明らかにする。次に、

それを利用してトルクフィードバック制御系を実現し、その有効性をシミュレーション結果および試作機の実験結果により検証する。

§5-7では、二次巻線鎖交磁束を推定する全次元離散時間オブザーバを設計し、巻線型誘導電動機を利用した予備試験により二次巻線鎖交磁束の検出が可能なることを確認する。次に、それを利用したトルク・磁束フィードバック制御系をDSPを用いて実現する。さらに、シミュレーションおよび実験結果により、本制御によりトルク制御特性が2次抵抗値変動に対して極めてロバストになることを明らかにする。

§5-8では、本章の各節の研究の成果をまとめる。

§5-9には、誘導機の高速トルク制御に関する参考文献を示す。

§5-2 研究の動向

誘導電動機の高速トルク制御法としてのベクトル制御の始まりは、1969年のHasse [AZ-1]、および、1971年のBlaschke [AZ-2]であるとされている [CZ-1]。わが国では、1970年後半にはベクトル制御の基礎研究が完了し [ZA-7.8.10-13]、1980年初めにかけては実用期に入った [TO-2], [FU-4], [HI-1]。しかし、1983年 [BZ-1]、および、1989年 [CZ-1] の2回にわたり電気学会全国大会のシンポジウムに取り上げられたことから分かるように、研究者・技術者の注目を集めており、現在もおお改の努力が続けられている。

ベクトル制御に関する問題点のひとつは、原理の説明にある。すなわち、制御の目的と結果の区別があいまいで、説明を読み終わった後でなんとなくだまされた気分になる。それは著者だけではないらしい [YS-10]。ただし、従来の説明が誤っていると考えているわけではない。もう少し丁寧な説明が必要であると考えているのである。従って、本論文 §5-4では、著者が説明不足であるところを補足する。

従来のベクトル制御は1次電流の制御に基づくものであったのに対して、1981年ころには、1次電圧の制御も可能であるという提案が数多くなされた [OK-1,2,4,8], [YS-1~7], [MI-3,4], [LW-3,4], [ZA-4]。しかし、この当時には、電圧制御の優越性を示す実験データは少なく、2次抵抗値 R_2 の変動に対して2次巻線鎖交磁束 Φ_2 の大きさが、電流制御に比べ、変化しにくいというもののだけであった [OK-3,4]。著者らは、それが誘導電動機制御系の外部特性（トルク特性、速

度特性など)にどのような影響を及ぼすかは、いまだ明確ではないと考えた。そこで、電圧制御の提案者の一人である大西の協力を得て、電圧制御と電流制御の詳細な比較試験を行い、電圧制御の優越性を示す詳細なデータを報告した(著者の発表文献[B-10,11,12],[A-7])。その内容は、本論文§5-5にまとめてある。

しかし、電圧制御にしても発生トルクのフィードバック機構を有していないから、 R_2 の変動により発生トルクの制御誤差が生じることを避けられない。このようなトルク制御誤差を低減する方法は、次の2種類に大別できる。ひとつは、 R_2 の変化そのものを同定するものであり、[ZA-2]、[LW-2]、[MI-5,6]、[OK-6,7]、[YA-4]、[HI-3] および [CZ-2] などの報告がある。他のひとつは、発生トルクを推定しそれをフィードバックすることによりトルク制御特性のロバスト化を図るものである。

後者に属するものとしては、発生トルクの推定方法の違いにより次の3種類が提案されている。

- (1) 1次鎖交磁束の検出によるもの [TI-1~6]、[CZ-3]
- (2) 同期ワットトルクの検出によるもの(著者文献[B-15],[D-21,23])
- (3) 2次鎖交磁束オブザーバを利用するもの [HY-3~10]、および、
著者文献[B-19,21,22]

(2) および (3) に関する著者らの研究成果は、本論文のそれぞれ§5-6 および §5-7 にまとめてある。なお、(2) は著者ら独自のものである。また、(3) については、堀の研究を参考にしつつ、それとは独立して著者らが後発で始めたものである。たとえば、2次鎖交磁束オブザーバの構成は、堀が低次元オブザーバを利用したのに対して、著者らは全次元オブザーバを用いた。これは、本論文の第3章と同様に予測型オブザーバ化し演算時間を補償して、より高速応答を目指したためである。両者とも DSP をオブザーバの実現に利用したが、堀の実験システムのほうが約2ヶ月早く稼働したと記憶している。ただし、 R_2 変動に対する本方式の優越性を示す実験データは、著者らが[B-19]により若干早く報告できたと考えている。

§5-3 誘導機の2軸モデル

ここでは、後で示す制御則の導出の基礎となる座標系の定義と、誘導機の2軸モデルを示す。

[1] 座標系の定義と回転行列

誘導機の磁束、電流、電圧などを、その回転軸と垂直な平面で考えることにする。その平面上に、図5.3-1に示す2つの座標系を定義する。

- a b 座標系 : a 軸が1次巻線の a 相の方向に固定されており動かないものとする。
- d q 座標系 : d 軸が a 軸と、図5.3-1に示すように θ の角をなすものとする。この θ は時間とともに変化してもよい。

1次電源の角周波数を ω_0 とするとき

$$\theta = \omega_0 t \quad (3.1)$$

とする。すなわち、この場合には、d q 座標系は、a b 座標系に対して角速度 ω_0 で回転する。

次に、回転行列 $C(\theta)$ を次のように定義する。

$$C(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

この行列 $C(\theta)$ は、次の2通りの意味を持つ。

- (1) 座標変換: d q 座標から a b 座標への変換

図5.3-1に示すように、1つのベクトル \mathbf{x} の座標を2つの座標系で表現すれば、その間には次の関係がある。

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} = C(\theta) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

(2) ベクトルの回転: θ の正方向へ回転

図5.3-2 のようにベクトル x を θ だけ正方向に回転したベクトルを x' とすれば

$$x' = C(\theta)x \quad (3.4)$$

後で使用するため、次の2つの行列を定義しておく。

$$I \equiv C(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$J \equiv C\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

〔注意〕 J はベクトルを $\frac{\pi}{2}$ だけ正方向に回転させる。ちょうど複素座標系の j と同じ作用をする。

$C(\theta)$ および J の性質

$$C(\theta)^{-1} = C(\theta)^T \quad (3.7)$$

$$J^{-1} = J^T = -J \quad (3.8)$$

$$J \cdot J = I \quad (3.9)$$

任意の2次元ベクトル x に対して

$$x^T J x = 0 \quad (3.10)$$

〔注意〕式(3.7)と(3.8)から、 $C(\theta)$ と J はそれぞれユニタリ行列である。従って、これらにより座標変換してもベクトルの大きさは変化しない。また、電力も変化しない。

[2] 誘導機の2軸モデル

次に、 a b 座標系と d q 座標系における誘導機の2軸モデルを示す。なお、下記においては、誘導機の極対数は1とし、

i_1 : 1次電流、 v_1 : 1次電圧、

i_2 : 2次電流、

ω_r : 回転子回転速度、 ω_0 : 1次側電源各周波数、

$P = \frac{d}{dt}$: 微分演算子

をそれぞれ表わす。また、2次巻線鎖交磁束 Φ_2 は次のように定義される。

$$\Phi_2 \equiv M i_1 + L_2 i_2 \quad (3.11)$$

[2-1] a b 座標系における誘導機の2軸モデル

a b 座標系における電圧および電流は

$$v_1 = \begin{bmatrix} v_{1a} \\ v_{1b} \end{bmatrix}, \quad i_1 = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix}, \quad i_2 = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

このとき、1次側と2次側の電圧・電流方程式は次式で与えられる。

$$v_1 = (R_1 + L_1 P) i_1 + M P i_2 \quad (3.13)$$

$$0 = M P \dot{i}_1 - \omega_r M J \dot{i}_1 + (R_2 + L_2 P) \dot{i}_2 - \omega_r L_2 J \dot{i}_2 \quad (3.14)$$

2次電流の代わりに2次鎖交磁束により表現するために、式(3.11) を使って式(3.13), (3.14) から \dot{i}_2 を消去すれば、

$$v_1 = (R_1 + L_1 P) \dot{i}_1 + \frac{M}{L_2} P \Phi_2 \quad (3.15)$$

$$0 = -\frac{M R_2}{L_2} \dot{i}_1 + P \Phi_2 + \frac{R_2}{L_2} \Phi_2 - \omega_r J \Phi_2 \quad (3.16)$$

ただし、もれインダクタンス L_σ は、

$$L_\sigma = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} \quad (3.17)$$

式(3.15), (3.16) から、状態方程式は、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = A_{ab} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I/L_\sigma \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad (3.18)$$

ただし、

$$A_{ab} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_\sigma} \left(R_1 + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 R_2 \right) I & \frac{M}{L_2 L_\sigma} \left(\frac{R_2}{L_2} I - \omega_r J \right) \\ \frac{M R_2}{L_2} I & -\frac{R_2}{L_2} I + \omega_r J \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

[2-2] d q 座標系における誘導機の2軸モデル

d q 座標系における電圧および電流は

$$v_1 = \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix}, \quad i_1 = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix}, \quad i_2 = \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

このとき、1次側と2次側の電圧・電流方程式は次式で与えられる。

$$v_1 = (R_1 + L_1 P) \dot{i}_1 + \omega_0 L_1 J \dot{i}_1 + M P \dot{i}_2 + \omega_0 M J \dot{i}_2 \quad (3.21)$$

$$0 = M P \dot{i}_1 + (\omega_0 - \omega_r) M J \dot{i}_1 + (R_2 + L_2 P) \dot{i}_2 + (\omega_0 - \omega_r) L_2 J \dot{i}_2 \quad (3.22)$$

2次電流の代わりに2次鎖交磁束により表現するために、式(3.11) を使って式(3.21), (3.22) から \dot{i}_2 を消去すれば、

$$v_1 = (R_1 + L_1 P) \dot{i}_1 + \omega_0 L_\sigma J \dot{i}_1 + \frac{M}{L_2} P \Phi_2 + \omega_0 \frac{M}{L_2} J \Phi_2 \quad (3.23)$$

$$0 = -\frac{M R_2}{L_2} \dot{i}_1 + P \Phi_2 + \frac{R_2}{L_2} \Phi_2 + (\omega_0 - \omega_r) J \Phi_2 \quad (3.24)$$

式(3.23), (3.24) から、状態方程式は、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = A_{dq} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I/L_\sigma \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad (3.25)$$

ただし、

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_\sigma} \left[R_1 + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 R_2 \right] I - \omega_0 J & \frac{M}{L_2 L_\sigma} \left[\frac{R_2}{L_2} I - \omega_r J \right] \\ \frac{MR_2}{L_2} I & -\frac{R_2}{L_2} I + \omega_r J - \omega_0 J \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

【注意】式(3.26)は、式(3.19)の対角要素に $-\omega_0 J$ を追加した形式となっている。

〔2-3〕誘導機の発生トルク

ここでも、簡単のため誘導機の極対数は 1 とする。誘導機の発生トルク T_q の計算式は、a b 座標系および d q 座標系で同じ形式となり、

$$T_q = M i_1^T J i_2 \quad (3.27)$$

$$= \frac{M}{L_2} i_1^T J \Phi_2 \quad (3.28)$$

$$= -i_2^T J \Phi_2 \quad (3.29)$$

以上により、誘導機の 2 軸モデルとトルク計算式を示した。

§5-4 電流制御型すべり周波数ベクトル制御（電流型ベクトル制御）

〔1〕概要の説明

ここでは、いわゆる、すべり周波数型ベクトル制御について、従来からの説明において不明確であった部分を補足し数学的に疑義のないように整理しておく。ただし、すべり周波数ベクトル制御は、すでに、実システムに数多く利用されて

いることから分かるように、電流制御型インバータで駆動される誘導電動機の出力トルクを高速に制御する方法として有効である。

図5.4-1 は、すべり周波数型ベクトル制御の論理の組立を図示したものである。同図において、従来の説明は一点鎖線から下である。同図中の破線の部分が示されていないから説明が不十分であると考えられる。それを以下に詳しく述べる。

従来のすべり周波数ベクトル制御の説明では、2 次巻線鎖交磁束の q 軸成分 $\Phi_{2q} = 0$ がどのように実現されるのかが不明確である。たとえば、従来からの説明は、次のようになっている。

「誘導電動機を d q 座標系で考えた場合、2 次巻線鎖交磁束の q 軸成分 Φ_{2q} が 0 であれば、1 次電流を式(4.22) および (4.19) のように、かつ、すべり周波数を式(4.20) のように制御することにより、誘導電動機の発生トルクを指令値に高速に追従させることができる。」

ここで問題とするのは、下線部を引いた部分である。この説明では、下線部分がどのようなメカニズムで達成されるのかが述べられていない。確かに、【補題 5.4.1】で証明するように、すべり周波数を 2 次巻線鎖交磁束の実値 Φ_{2d} を使って（式(4.10) のように）決めれば、2 次巻線鎖交磁束の q 軸成分 Φ_{2q} は 0 になる。しかし、実際に使われるすべり周波数の制御則（式(4.20)）では、実値 Φ_{2d} を指令値 Φ_{2d}^* に換えている。したがって、このような置き換えを行ってもよいことを証明しておかなければならない。しかし、それはあまり見かけない。本節では、これを【定理 5.4.1】として証明する。なお、従来は、この点をはっきりさせていながら、起動時には、2 次巻線鎖交磁束を確立させるため特別な制御則を利用しなければならないという解釈が行われている。実は、この定理で証明するように、指令値 Φ_{2d}^* を使ってすべり周波数を決めても、トルク指令値 T_q^* が 0 であれば、 Φ_{2q} は時定数 L_2/R_2 で 0 に収束し、 Φ_{2d} は時定数 L_2/R_2 で指令値 Φ_{2d}^* に収束する。従って、起動時に $T_q^* = 0$ としておけば特別な制御則を用いなくても、2 次巻線鎖交磁束を確立させることができる。

〔2〕制御問題の設定

いわゆる、すべり周波数制御型ベクトル制御の中に、電流制御型インバータで駆動される誘導電動機の出力トルクの高速度制御法がある。このような制御を本文では、電流型ベクトル制御と呼ぶことにする。その制御則を導出するために、

以下の事項を仮定する。

《仮定1》1次電流 i_1 はその指令値 i_1^* 通りに正確かつ高速に制御できる。

《仮定2》インバータ角周波数 ω_0 も正確かつ高速に制御できる。

《仮定3》電動機定数 R_1 、 R_2 、 L_1 、 L_2 、 M の値は正確に知られているものとする。

このとき、制御問題を、次のようにいうことができる。

『どのように i_1 、 ω_0 を制御すれば、誘導電動機の出力トルクを高速に制御できるか?』

〔3〕高速トルク制御のための2次巻線鎖交磁束制御の十分条件

ここでは、d q座標系で2次巻線鎖交磁束の方向をd軸に対して常に一定に保つことができれば、1次電流 i_1 の角周波数 ω_0 を制御して発生トルクを高速に制御できることを示す。

これを示すためには、まず、d q座標軸の定義と1次電流 i_1 、および、2次巻線鎖交磁束 Φ_2 の位置関係を明確にしておく必要がある。すなわち、図5.4-2において、d軸の方向 θ_0 は、制御器が定めるものとする。したがって、 θ_0 とその時間微分 ω_0 は正確に制御できる。

【注意】2次巻線鎖交磁束の方向をd軸方向とするのではない。制御の結果として、2次巻線鎖交磁束が制御器の定めたd軸方向になるのである。2次巻線鎖交磁束の方向をd軸とするためには、それを検出しなければならない。しかし、すべり周波数ベクトル制御では、2次巻線鎖交磁束の検出をしないのだから、その方向をd軸というのは不合理である。

また、1次電流 i_1 のd軸からの角度 θ_1 も、1次電流制御が正確であると仮定したから、制御器が正確に定めることができる。これに対して、2次巻線鎖交磁束が Φ_2 のd軸となす角度 θ_2 は、 i_1 と ω_0 を入力した結果として誘導電動機の動的特性により決まる。したがって、 θ_2 は制御器から直接入力することができない。

次に、2次巻線鎖交磁束と発生トルクの関係調べておく。2次巻線鎖交磁束は、d q座標系での状態方程式(3.25)の2行目から、

$$\frac{d}{dt}\Phi_2 = -\frac{R_2}{L_2}\Phi_2 - (\omega_0 - \omega_r)J\Phi_2 + \frac{MR_2}{L_2}i_1 \quad (4.1)$$

また、発生トルクは、式(3.28)から、

$$T_g = \frac{M}{L_2}i_1^T J\Phi_2 \quad (4.2)$$

上式で、 $i_1^T J\Phi_2$ は i_1 と Φ_2 のベクトル積 (Φ_2 を $\pi/2$ 回転させたものと i_1 との内積) である。よって、上式から、直ちに、 i_1 のうちの Φ_2 と直交する成分により T_g を制御できることが分かる。2次巻線鎖交磁束と発生トルクの関係調べるため、式(4.1)を i_1 について解いて、式(4.2)に代入すれば、

$$T_g = \frac{1}{R_2} \left[(\omega_0 - \omega_r)\Phi_2^T \Phi_2 + \left(\frac{d}{dt}\Phi_2 \right)^T J\Phi_2 \right] \quad (4.3)$$

なお、上式右辺第2項は Φ_2 のd軸に対する回転速度を $\omega_2 = \frac{d}{dt}\theta_2$ とすれば、

$$\left(\frac{d}{dt}\Phi_2 \right)^T J\Phi_2 = \omega_2 \Phi_2^T \Phi_2 \quad (4.4)$$

式(4.4)を式(4.3)に代入して、

$$T_g = \frac{1}{R_2} (\omega_0 - \omega_r + \omega_2) \Phi_2^T \Phi_2 \quad (4.5)$$

上式から、発生トルク T_g の大きさは、 $(\omega_0 - \omega_r + \omega_2)$ 、あるいは、2次巻線鎖交磁束の大きさの2乗 $\Phi_2^T \Phi_2$ を変えることにより、調整することができる。

そこで、 i_1 を制御して $\Phi_2^T \Phi_2$ をどの程度の早さで変化させることができる

かを検討する。このために、 $\Phi_2^T \Phi_2$ を時間微分して、式(4.1) を使えば、

$$\frac{d}{dt} \left[\Phi_2^T \Phi_2 \right] = -\frac{2R_2}{L_2} \left[\Phi_2^T \Phi_2 \right] + \frac{2MR_2}{L_2} \Phi_2^T i_1 \quad (4.6)$$

上式の右辺の $\Phi_2^T i_1$ は内積であるから、 i_1 のうち Φ_2 と平行な成分により大きさを調整できる。これにより $\Phi_2^T \Phi_2$ を変化させることはできるが、その変化の時定数は、2次時定数 L_2/R_2 の半分であり、かなり長い時間を要する。したがって、 $\Phi_2^T \Phi_2$ の大きさの調整によりトルク制御を行なうことは得策ではない。

これに対して、式(4.5) 右辺の ω_0 は、制御器が直接入力できる量である。しかも、式(4.6) から、 ω_0 を変化させても、 i_1 のうち Φ_2 方向成分が変わらなければ、 $\Phi_2^T \Phi_2$ の大きさは変わらない。よって、発生トルクを高速に制御するために ω_0 を使うことができる。但し、 ω_0 が変化したときに ω_2 も変わってしまうのでは困る。なお、式(4.4) から定常状態では、 $\omega_2 = 0$ である。これらのことを考慮すれば、 $\omega_2 = 0$ にする事が望ましい。確かに、もし ω_0 を変化させても常に $\omega_2 = 0$ とできるならば、式(4.5) は、

$$T_q = \frac{1}{R_2} (\omega_0 - \omega_r) \Phi_2^T \Phi_2 \quad (4.7)$$

となるから、すべり周波数に比例させて発生トルクを高速に制御することができる。(実際に、このようにする制御法は[4]に示す。)

ここで、 $\omega_2 = 0$ であることは、 θ_2 が一定であること、すなわち、 Φ_2 の方向がd軸に対して変化しないことと等しい。したがって、 Φ_2 の方向がd軸に対して変化しなければ、すべり周波数 $(\omega_0 - \omega_r)$ の変化の早さと同じ早さで発生トルクを制御することができることが分かった。なお、以上の説明から分かるように、発生トルクを制御するには θ_2 がある一定値を取ることが重要であって、特に $\theta_2 = 0$ である必要はない。ただし、 θ_2 をある一定値にすればよいのだから、それを $\theta_2 = 0$ としたほうが以下の説明がしやすくなる。

[4] 制御則の導出

ここでは、まず、2次巻線鎖交磁束 Φ_2 をd軸方向に向ける制御方法を示す。つぎに、そのようにしたうえで発生トルクおよび2次巻線鎖交磁束の大きさが設定値になるようにする制御則を導出する。

2次巻線鎖交磁束の方向がd軸方向であることは、そのq軸成分 Φ_{2q} が0であることに等しい。そのような制御方法を示すために、式(4.1) をd-q軸成分に分けて書いておく。

$$\frac{d}{dt} \Phi_{2d} = -\frac{R_2}{L_2} \Phi_{2d} + (\omega_0 - \omega_r) \Phi_{2q} + \frac{MR_2}{L_2} i_{1d} \quad (4.8)$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{2q} = -\frac{R_2}{L_2} \Phi_{2q} - (\omega_0 - \omega_r) \Phi_{2d} + \frac{MR_2}{L_2} i_{1q} \quad (4.9)$$

式(4.9) を使えば、 $\Phi_{2q} = 0$ とする方法、すなわち、すべり周波数制御型ベクトル制御で最も重要な部分を、次の補題として簡単に証明できる。

【補題5.4.1】すべり周波数制御条件

2次巻線鎖交磁束のd軸成分の実際値 Φ_{2d} が検出できるとき、常に、

$$\frac{MR_2}{L_2} i_{1q} = (\omega_0 - \omega_r) \Phi_{2d} \quad (4.10)$$

を満たすように i_{1q} 、および、d-q座標の角速度 ω_0 を制御できれば、 $\Phi_{2q} = 0$ にすることができる。すなわち、

(A) Φ_{2q} の初期値が非零ならば、時定数 L_2/R_2 で0に収束する。

(B) Φ_{2q} の初期値が零ならば、それ以降常に $\Phi_{2q} = 0$ である。

(補題5.4.1 おわり)

(証明)

式(4.10) を式(4.9) に代入すれば、

$$\frac{d}{dt}\Phi_{2q} = -\frac{R_2}{L_2}\Phi_{2q} \quad (4.11)$$

この解は、 Φ_{2q} の初期値を $\Phi_{2q}^{(0)}$ とすれば、

$$\Phi_{2q}(t) = \Phi_{2q}^{(0)} \exp\left(\frac{-t}{L_2/R_2}\right) \quad (4.12)$$

したがって、補題の (A)、(B) が証明された。 (証明終わり)

《注意》もし、 Φ_{2q} が検出できるなら、式(4.10) を

$$\frac{MR_2}{L_2}i_{1q} = (\omega_0 - \omega_r)\Phi_{2d} - K\Phi_{2q} \quad (\text{ただし、} K > 0) \quad (4.10)'$$

とすれば、上記の収束速度を早くできる。

次に、図5.4-1 の一点鎖線の下側の右側部分を説明する。すなわち、トルクおよび2次巻線鎖交磁束の設定値が、それぞれ、

$$T_q^*, \text{ および } \Phi_{2d}^* \neq 0, \quad \Phi_{2q}^* = 0$$

と与えられたとき、1次電流の指令値 i_{1d}^* 、 i_{1q}^* および、すべり周波数の指令値 $(\omega_0^* - \omega_r)$ をどのようにして決めるかを示す。ただし、これらは制御入力だから、実際値と指令値は等しく、

$$i_{1d} = i_{1d}^*, \quad i_{1q} = i_{1q}^*, \quad \omega_0 = \omega_0^* \quad (4.13)$$

なお、以下では、 $\Phi_{2q} = 0$ を仮定して、指令値を決める。(逆に、以下に求められる指令値を与えれば、実際に $\Phi_{2q} = 0$ となることは、[5]で証明する。)

まず、 i_{1d}^* の決め方を述べる。式(4.8) を再記すれば、

$$\frac{d}{dt}\Phi_{2d} = -\frac{R_2}{L_2}\Phi_{2d} + \frac{MR_2}{L_2}i_{1d} + (\omega_0 - \omega_r)\Phi_{2q} \quad (4.14)$$

これを参考にして、設定値 $\Phi_{2d}^* \neq 0$ 、 $\Phi_{2q}^* = 0$ が与えられたとき、次式を満たすように i_{1d}^* を決める。

$$\frac{d}{dt}\Phi_{2d}^* = -\frac{R_2}{L_2}\Phi_{2d}^* + \frac{MR_2}{L_2}i_{1d}^* \quad (4.15)$$

Φ_{2d} の制御誤差 ε を調べるため、式(4.15) から式(4.14) をひいて、 $i_{1d} = i_{1d}^*$ に注意すれば、

$$\frac{d}{dt}\varepsilon = -\frac{R_2}{L_2}\varepsilon - (\omega_0 - \omega_r)\Phi_{2q} \quad (4.16)$$

ただし、

$$\varepsilon = \Phi_{2d}^* - \Phi_{2d} \quad (4.17)$$

ここで、 $\Phi_{2q} = 0$ であれば、式(4.16) から、 ε は 0 に収束し、 $\Phi_{2d} = \Phi_{2d}^*$ となる。このときの発生トルクを、式(4.2) により計算すれば、

$$T_q = \frac{M}{L_2}i_{1q}^*\Phi_{2d}^* \quad (4.18)$$

したがって、 i_{1q}^* を次のように決めれば、 $T_q = T_q^*$ になる。

$$i_{1q}^* = \frac{L_2}{M} \frac{T_q^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (4.19)$$

ここで、すべり角周波数を決めるため、式(4.10)で、 $\Phi_{2d} \rightarrow \Phi_{2d}^*$ と置き換えれば、

$$\omega_0 - \omega_r = \frac{MR_2}{L_2} \frac{i_{1q}^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (4.20)$$

$$= \frac{R_2 T_q^*}{\left(\Phi_{2d}^*\right)^2} \quad (4.21)$$

《注意》実は、上のように $\Phi_{2d} \rightarrow \Phi_{2d}^*$ と置き換えると、これまで制御則の導出のために仮定していた、 $\Phi_{2q} = 0$ が【補題5.4.1】では保証できなくなる。【補題5.4.1】では、実際値 Φ_{2d} が検出できると仮定して、 $\Phi_{2q} = 0$ となるようにしている。この置き換えの妥当性は、以下に制御則をまとめた後、[5]で証明することにする。

以上導出した電流型ベクトル制御の制御則をまとめれば、次のようになる。

【電流型ベクトル制御の制御則】

トルクおよび2次巻線鎖交磁束の設定値が、それぞれ、

$$T_q^*、および、\Phi_{2d}^* \neq 0、\Phi_{2q}^* = 0$$

と与えられたとき、1次電流の指令値 $i_{1d}^*、i_{1q}^*$ および、すべり周波数の指令値 $(\omega_0^* - \omega_r)$ を以下のように決める。

$$i_{1d}^* = \frac{1}{M} \Phi_{2d}^* + \frac{L_2}{MR_2} \frac{d}{dt} \Phi_{2d}^* \quad (4.22)$$

$$i_{1q}^* = \frac{L_2}{M} \frac{T_q^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (4.19) \text{再記}$$

$$\omega_0^* - \omega_r = \frac{MR_2}{L_2} \frac{i_{1q}^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (4.20) \text{再記}$$

$$= \frac{R_2 T_q^*}{\left(\Phi_{2d}^*\right)^2} \quad (4.21) \text{再記}$$

(制御則のおわり)

[5] 電流型ベクトル制御の初期値応答

図5.4-1に、電流制御ベクトル制御の論理の組立を示す。ここまでに示したのは、同図の1点鎖線の下の部分である。ここまでの検討課程を見直してみると、次の2つのうちどちらかを仮定して議論を展開をしていることがわかる。すなわち、【補題5.4.1】では実際値 Φ_{2d} が検出できることを仮定し、また、1次電流の指令値の決め方の検討では $\Phi_{2q} = 0$ であることを仮定している。この2つの仮定のどちらも成り立たない場合に関しては、これまでのところ何も示していない。このことを言い替えば、初期状態が $\Phi_{2d} \neq \Phi_{2d}^*$ かつ $\Phi_{2q} \neq 0$ である場合の電流型ベクトル制御系の応答に関しては、何も述べていないことになる。しかし、二次巻線鎖交磁束の検出を陽に行わない電流型(すべり周波数)ベクトル制御では、このような場合がありうるから、検討が不足していることになる。

ここでは、図5.4-1の1点鎖線の上の部分を追加して、上記の不足を補っておく。すなわち、電流型ベクトル制御の制御則を用いたときの過渡特性および安定性について次の定理が成立することを示す。

【定理 5.4.1】

次の仮定、すなわち、

《仮定 1》1 次電流 i_1 はその指令値 i_1^* 通りに正確かつ高速に制御できる。

《仮定 2》インバータ角周波数 ω_0 も正確かつ高速に制御できる。

《仮定 3》電動機定数 R_1 、 R_2 、 L_1 、 L_2 、 M の値は正確に知られているものとする。

が成立するときに、電流型ベクトル制御の制御則を用いれば、次の (A)、(B) が成立する。

(A) 二次巻線鎖交磁束の実際値は、設定値に収束する。

(B) 上の収束が完了した後では、発生トルクは設定トルクに追従する。

(定理おわり)

(証明)

(A) : 《仮定 1》と《仮定 2》から、誘導電動機のモデル式(4.8)、(4.9) の i_{1d} 、 i_{1q} 、 ω_0 に、それぞれ、式(4.22)、(4.19)、(4.21) を代入してよい。その結果を整理すれば、

$$\frac{d}{dt} \left(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \right) = -\frac{R_2}{L_2} \left(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \right) + R_2 \frac{T_q^*}{\left(\Phi_{2d}^* \right)^2} \Phi_{2q} \quad (a)$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{2q} = -R_2 \frac{T_q^*}{\left(\Phi_{2d}^* \right)^2} \left(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \right) - \frac{R_2}{L_2} \Phi_{2q} \quad (b)$$

これらをまとめて、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (c)$$

ただし、

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & R_2 \frac{T_q^*}{\left(\Phi_{2d}^* \right)^2} \\ -R_2 \frac{T_q^*}{\left(\Phi_{2d}^* \right)^2} & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \quad (d)$$

行列 A_2 の固有値を計算すれば、

$$-\frac{R_2}{L_2} \pm j \frac{R_2}{\left(\Phi_{2d}^* \right)^2} T_q^* \quad (e)$$

固有値の実数部は負であるから、行列 A_2 は漸近安定である。ゆえに、 $\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^*$ および Φ_{2q} は、いずれも 0 に収束する。すなわち、二次巻線鎖交磁束の実際値 Φ_{2d} が、設定値 Φ_{2d}^* に収束する。さらに、 $T_q^* = 0$ であれば、2 組の 1 次遅れ系 (時定数 L_2/R_2) に分離する。

(B) : 上に示した収束が完了していれば、式(4.18) が成り立つから、これに式(4.19) を代入すれば、発生トルク T_q は設定トルク T_q^* に等しくなるから、追従することが証明できた。 (証明おわり)

【注意】上の証明は、誘導電動機の実数の定数と制御に使う定数が一致していなければ、有効でない。たとえば、制御器で使う 2 次抵抗値がちがっていても R_2^* であるとするれば、式(c) のようにはならない。2 次抵抗値の変動に本質的に対応するためには、なんらかの意味でのフィードバック制御

の導入が不可欠である。そのような方法は、§5-6以降に示す。

上記により、電流型ベクトル制御では、2次巻線鎖交磁束を陽に検出しなくてもその方向を制御器の定めたd軸方向に固定することができ、これにより発生トルクを高速に制御できることを明らかにした。

従来からの説明では、2次巻線鎖交磁束の方向をd軸と定義することがあった。しかし、検出をしないものの方向を制御の基準とすることは不合理である。ここでは、d軸の方向は制御器自身が定めるものであると定義した。そのようにしたうえで、2次巻線鎖交磁束がd軸方向を向くようにする（すなわち、 $\Phi_{2q}=0$ とする）制御則を示した（【補題5.4.1】）。次に、実際値 Φ_{2d} を検出しないで、その指令値 Φ_{2d}^* で置き換えて制御しても、 $\Phi_{2q}=0$ となることを証明した（【定理5.4.1】）。この証明は、2次巻線鎖交磁束の初期値に誤差がある場合の動的過程について示しているから、誘導電動機の始動時も含めて電流型ベクトル制御が有効であることを示したことになる。

§5-5 2次抵抗値変動に対する電流型および電圧型ベクトル制御の 制御特性の比較評価

§5-5-1 本節の課題と構成

誘導電動機のトルクを高速に制御するすべり周波数制御型ベクトル制御には、前節のように1次電流とすべり周波数を制御するもの（電流型ベクトル制御）のほかに、1次電圧とすべり周波数を制御するもの（電圧型ベクトル制御）がある。本節の課題は、すでに示した電流型ベクトル制御（§5-4）と本節に示す電圧型ベクトル制御のそれぞれの制御特性が、2次抵抗値変動によりどの様に変化するかを実験およびシミュレーションにより比較評価することである。

その結果、まず、電圧型の方が電流型よりも優れており、なかでも、フィードフォワード型電圧則（Ⅱ）（§5-5-3[2]）のほうが、フィードフォワード型電圧則（Ⅰ）より、優れていることを明らかにする。

これらを示すため、本節は次のような構成になっている。

§5-5-2と§5-5-3では、以下の電圧型ベクトル制御の制御則を順次導出する。

(a) フィードバック型電圧則 (§5-5-2[3])

(b) フィードフォワード型電圧則(0) (§5-5-3[1])

(c) フィードフォワード型電圧則(Ⅰ) (§5-5-3[1])

(d) フィードフォワード型電圧則(Ⅱ) (§5-5-3[2])

これらのうち、実際に使用するものは、(c)と(d)である。(a)と(b)は、これらを先に準備しておく、(c)と(d)の導出を系統だてて説明できるから、導入したものである。

§5-5-4では、電流型ベクトル制御および電圧型ベクトル制御の両方の実験ができるように製作した実験システムの構成について述べる。

§5-5-5では、電流型および電圧型ベクトル制御系において、外側の制御ループにより速度制御を行なう場合に、2次抵抗値の変動によりそれぞれの系の制御特性がどのように変化するかを実験結果により示す。さらに、各制御系による速度制御応答の実験結果を示すが、両者に大きな差異が認められない。このため、速度制御特性ではなくトルク制御特性を改めて調べる必要がある。

§5-5-6では、トルク制御特性を、電流型および電圧型ベクトル制御について、シミュレーションおよび実験結果により比較する。2次抵抗値が変動した場合のトルクステップ応答を比較した結果、フィードフォワード型電圧則(Ⅱ)が最も好ましい応答を示すことを明らかにする。さらに、電流型および電圧型ベクトル制御の定常的なトルク制御特性を比較し、その違いを§5-5-5よりも明確にする。§5-5-7では、本節の成果をまとめ、残された課題を示す。

【注意】本節に示す図面の記号表記は、本文の他の部分と異なっているの
で、その対応を表5.5-1に示す。

§5-5-2 状態検出フィードバック型の電圧型ベクトル制御

[1] 電圧制御導入の背景

前節に述べた電流型ベクトル制御では、1次電流が完全に制御できるものと仮定している。通常、この電流制御は、(電圧源)PWMインバータに電流フィードバックループを付加して実現されているが、インバータキャリア周波数が低いと、電流ループのゲインを十分に大きくできない。このため、誘導機のd-q軸間の相互干渉を抑制できず、予想通りの制御ができないことがある。これに対し

て、PWMインバータの出力電圧は、負荷によらず正確な制御ができるから、1次電圧を操作する制御則を導出できるならば、上記の問題を避けることができる。

また、誘導機の高速トルク応答を実現するためには、2次巻線鎖交磁束の大きさを一定に保つことが必要である。誘導機の励磁電流の大きさがほぼ1次電圧により決まることを考慮するならば、制御電流源で駆動するよりも、制御電圧源で駆動する方が、2次巻線鎖交磁束を一定にするためには望ましいと予想される。

[2] 制御問題の設定

電圧型ベクトル制御では、1次電圧のd-q軸間に生じる相互干渉をどのように除去するかがその実現のポイントになる。ここでの制御入力は、1次電圧 v_1 とインバーク角周波数 ω_0 であるから、制御問題を次のように述べることができる。

『どのように1次電圧 v_1 とインバーク角周波数 ω_0 を制御すれば、d-q軸間の相互干渉を排除し、出力トルク T_g を高速に制御できるか?』

以下では、次の事項を仮定する。

- 《仮定1 A》 1次電圧 v_1 は正確かつ高速に制御できる。
- 《仮定2》 インバーク角周波数 ω_0 も正確かつ高速に制御できる。
- 《仮定3》 制御に必要な状態変数はすべて検出できるものとする。(ここではとりあえず、制御制約を付けないで、できるだけ望ましい制御特性を持った制御則の候補を考えるためにこの仮定を設けた。しかし、これでは現実的でないから、§5-5-3 では、ここで導出した制御則に実際上の制約を考慮した変更を加える。)

[3] フィードバック型の電圧制御則の導出

電圧制御則といってもそれほど特別なことではない。要点は、実際の1次電流 i_1 が §5-4 [4] で導いた1次電流指令値 i_1^* になるように1次電圧 v_1 を決めればよいのである。従って、まず、前節の【補題5.4.1】に示したすべり周波数の制御則

$$(\omega_0 - \omega_r) = \frac{MR_2}{L_2} \frac{i_{1q}}{\Phi_{2d}} \quad (5.1)$$

をそのまま用いる。こうすれば、 $\Phi_{2q} = 0$ に収束し、その後では2次巻線鎖交磁束の方向が変わらなくなるから、すべり周波数を制御して出力トルクを高速に制御することができる。

次に、1次電圧 v_1 の決め方を検討する。それには、d-q座標での1次側電圧方程式(3.23)を参考にする。それを書き下せば、(ただし、 $P = \frac{d}{dt}$)

$$v_{1d} = (R_1 + L_1 \sigma P) i_{1d} - \omega_0 L_1 \sigma i_{1q} + \frac{M}{L_2} P \Phi_{2d} - \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2q} \quad (5.2)$$

$$v_{1q} = (R_1 + L_1 \sigma P) i_{1q} + \omega_0 L_1 \sigma i_{1d} + \frac{M}{L_2} P \Phi_{2q} + \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2d} \quad (5.3)$$

上式で、d軸 ↔ q軸の相互干渉を打ち消すように、新しい制御入力 v_{1d}^0, v_{1q}^0 を次のように決める。

$$v_{1d} = v_{1d}^0 - \omega_0 L_1 \sigma i_{1q} + \frac{M}{L_2} P \Phi_{2d} \quad (5.4)$$

$$v_{1q} = v_{1q}^0 + \omega_0 L_1 \sigma i_{1d} + \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2d} \quad (5.5)$$

ただし、上式では、 $\Phi_{2q} = 0$ に制御されることを考慮して式(5.2)、(5.3)のそれぞれの右辺で Φ_{2q} のついた項を含めないようにしてある。式(5.4)、(5.5)を、それぞれ、式(5.2)、(5.3)に代入すれば、

$$v_{1d}^0 = (R_1 + L_1 \sigma P) i_{1d} - \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2q} \quad (5.6)$$

$$v_{1q}^0 = (R_1 + L_\sigma p) i_{1q} + \frac{M}{L_2} p \Phi_{2q} \quad (5.7)$$

上式から、常に $\Phi_{2q} = 0$ であれば、新しい制御入力 v_{1d}^0, v_{1q}^0 から見たときには相互干渉が除去されていることが分かる。

次に、式(5.1)、(5.4)、(5.5) の制御を行なったときの2次巻線鎖交磁束 Φ_2 と1次電流 i_1 の応答を支配する状態方程式を調べる。まず、 Φ_2 の応答を調べよう。すべり周波数を式(5.1) のように制御すれば、【補題5.4.1】により式(4.11) が成り立つ。すなわち、

$$\frac{d}{dt} \Phi_{2q} = -\frac{R_2}{L_2} \Phi_{2q} \quad (5.8)$$

よって、 Φ_{2q} は時定数 L_2/R_2 で0に収束する。一方、 Φ_{2d} の応答は、式(3.25) の3行目から、

$$\frac{d}{dt} \Phi_{2d} = -\frac{R_2}{L_2} \Phi_{2d} + \frac{MR_2}{L_2} i_{1d} + (\omega_0 - \omega_r) \Phi_{2q} \quad (5.9)$$

次に、 i_{1d} の応答を調べるため式(3.25) の1行目に式(5.4) を代入して、整理すれば、 $\omega_0 i_{1q}$ が消去されて、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{1d} = & -\frac{1}{L_\sigma} \left[R_1 + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 R_2 \right] i_{1d} + \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} \Phi_{2d} \\ & + \frac{M}{L_2 L_\sigma} \omega_r \Phi_{2q} + \frac{1}{L_\sigma} v_{1d}^0 + \frac{M}{L_\sigma L_2} \frac{d}{dt} \Phi_{2d} \end{aligned} \quad (5.10)$$

上式右辺に式(5.9) を代入して整理すれば、

$$\frac{d}{dt} i_{1d} = -\frac{R_1}{L_\sigma} i_{1d} + \frac{M}{L_2 L_\sigma} \omega_r \Phi_{2q} + \frac{1}{L_\sigma} v_{1d}^0 \quad (5.11)$$

最後に、 i_{1q} の応答を調べるため、式(3.25) の2行目に式(5.5) を代入すれば、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{1q} = & -\frac{1}{L_\sigma} \left[R_1 + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 R_2 \right] i_{1q} + \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} \Phi_{2q} \\ & + \frac{M}{L_2 L_\sigma} (\omega_0 - \omega_r) \Phi_{2d} + \frac{1}{L_\sigma} v_{1q}^0 \end{aligned} \quad (5.12)$$

ここで、式(5.12) の右辺第3項は、式(5.1) を使って変形すれば、

$$\frac{M}{L_2 L_\sigma} (\omega_0 - \omega_r) \Phi_{2d} = \frac{1}{L_\sigma} \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 R_2 i_{1q} \quad (5.13)$$

よって、式(5.12) は、

$$\frac{d}{dt} i_{1q} = -\frac{R_1}{L_\sigma} i_{1q} + \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} \Phi_{2q} + \frac{1}{L_\sigma} v_{1q}^0 \quad (5.14)$$

ここで、十分時間が経過すれば式(5.8) に示したように $\Phi_{2q} = 0$ となるから、このとき、式(5.9)、(5.11)、(5.14) は、それぞれ、

$$\frac{d}{dt} \Phi_{2d} = -\frac{R_2}{L_2} \Phi_{2d} + \frac{MR_2}{L_2} i_{1d} \quad (5.15)$$

$$\frac{d}{dt} i_{1d} = -\frac{R_1}{L_\sigma} i_{1d} + \frac{1}{L_\sigma} v_{1d}^0 \quad (5.16)$$

$$\frac{d}{dt}i_{1q} = -\frac{R_1}{L_\sigma}i_{1q} + \frac{1}{L_\sigma}v_{1q}^0 \quad (5.17)$$

式(5.15)、(5.16) から、 v_{1d}^0 は、 i_{1d} 、 Φ_{2d} を変化させるが、 i_{1q} には影響しないことが分かる。また、式(5.17) から、 v_{1q}^0 は、 i_{1q} を変化させるが、 i_{1d} 、 Φ_{2d} には影響しないことが分かる。従って、d 軸と q 軸の間の非干渉化ができた。

次に、 v_{1d}^0 、 v_{1q}^0 の決め方を検討する。このため、前節の式(4.22)、(4.19) を参考にして、トルク指令 T^* 、2 次巻線鎖交磁束指令 $\Phi_{2d}^* \neq 0$ 、 $\Phi_{2q}^* = 0$ が与えられ時、1 次電流 i_1 が、

$$i_{1d} = i_{1d}^* = \frac{1}{M} \left(1 + \frac{L_2}{R_2} P \right) \Phi_{2d}^* \quad (5.18)$$

$$i_{1q} = i_{1q}^* = \frac{L_2}{M} \frac{T_q^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.19)$$

となるように v_{1d}^0 、 v_{1q}^0 をうまく決める方法を考える。そのような制御則の候補は、 $\Phi_{2q} = 0$ のときには、式(5.16)、(5.17) が成立することに注意して、

$$v_{1d}^0 = (R_1 + L_\sigma P) i_{1d}^* \quad (5.20)$$

$$v_{1q}^0 = (R_1 + L_\sigma P) i_{1q}^* \quad (5.21)$$

とすればよい。1 次電圧の制御則を得るため、上式をそれぞれ式(5.4)、(5.5) に代入すれば、

$$v_{1d} = (R_1 + L_\sigma P) i_{1d}^* - \omega_0 L_\sigma i_{1q} + \frac{M}{L_2} P \Phi_{2d} \quad (5.22)$$

$$v_{1q} = (R_1 + L_\sigma P) i_{1q}^* + \omega_0 L_\sigma i_{1d} + \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2d} \quad (5.23)$$

が得られる。以上により得られた制御則をまとめておくことにする。

【フィードバック型電圧則】 (すべての状態量が検出できるとき)

トルク指令値 T^* 、および、2 次巻線鎖交磁束指令値 $\Phi_{2d}^* \neq 0$ 、 $\Phi_{2q}^* = 0$ が与えられたとき、まず、次の値を計算する。

$$i_{1d}^* = \frac{1}{M} \left(1 + \frac{L_2}{R_2} P \right) \Phi_{2d}^* \quad (5.18) \text{再記}$$

$$i_{1q}^* = \frac{L_2}{M} \frac{T_q^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.19) \text{再記}$$

これらの値を使って、すべり周波数と 1 次電圧を次のように制御する。ただし、以下の式の i_{1d} 、 i_{1q} 、 Φ_{2d} (* の付いていないもの) は実際値であり、これらを検出してフィードバックしている。

$$(\omega_0 - \omega_r) = \frac{M R_2}{L_2} \frac{i_{1q}}{\Phi_{2d}} \quad (5.1) \text{再記}$$

$$v_{1d} = (R_1 + L_\sigma P) i_{1d}^* - \omega_0 L_\sigma i_{1q} + \frac{M}{L_2} P \Phi_{2d} \quad (5.22) \text{再記}$$

$$v_{1q} = (R_1 + L_\sigma P) i_{1q}^* + \omega_0 L_\sigma i_{1d} + \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2d} \quad (5.23) \text{再記}$$

(フィードバック型電圧則おわり)

[4] フィードバック型電圧則を適用した系の過渡特性

ここでは、[3]で導出したフィードバック型電圧則を適用した誘導電動機制御系の過渡特性を示す。二次巻線鎖交磁束および1次電圧の制御誤差の過渡特性については、[3]に述べなかった。ここでは、それらが収束し、出力トルクを高速に制御できることを示す次の定理を証明しておく。

【定理5.5.1】(フィードバック型電圧則を適用した系の過渡特性)

フィードバック型電圧則を適用した制御系において、次の(A)～(C)が成り立つ。

(A) Φ_{2q} は時定数 L_2/R_2 で 0 に収束する。また、一旦 0 になればそれ以後も常に 0 である。

(B) $\Phi_{2q} = 0$ であれば、次のように収束する。(上添字 * は指令値)

$$(B1) \quad i_{1d} \rightarrow i_{1d}^* \quad (\text{時定数 } L_\sigma/R_1)$$

$$(B2) \quad i_{1q} \rightarrow i_{1q}^* \quad (\text{時定数 } L_\sigma/R_1)$$

$$(B3) \quad \Phi_{2d} \rightarrow \Phi_{2d}^* \quad (\text{時定数 } L_2/R_2)$$

さらに、それぞれが収束した後では、 i_{1q} が微分可能であれば i_{1q} は i_{1q}^* に瞬時に追従し、また、 Φ_{2d}^* が2回微分可能であれば、 i_{1d} は i_{1d}^* に、また、 Φ_{2d} は Φ_{2d}^* に瞬時に追従する。

(C) 上記のように収束した後では、 $T_q = T_q^*$ 、すなわち、出力トルクはその指令値に瞬時に追従する。

(定理5.5.1のおわり)

(証明)

誘導電動機の d q 座標系での状態方程式(3.25)に1次電圧制御則式(5.22)、(5.23)を代入し、その他の制御式(5.1)、(5.18)、(5.19)を使って整理すれば、各状態変数の制御指令値に対する制御誤差に関して次の式を得る。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} - i_{1d}^* \\ i_{1q} - i_{1q}^* \\ \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = A_c \begin{bmatrix} i_{1d} - i_{1d}^* \\ i_{1q} - i_{1q}^* \\ \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (a)$$

ただし、

$$A_c = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_\sigma} & 0 & 0 & a_{14} \\ 0 & -\frac{R_1}{L_\sigma} & 0 & \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} \\ \frac{MR_2}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & a_{34} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \quad (b)$$

$$a_{14} = \frac{M}{L_2 L_\sigma} \omega_r + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \frac{R_2}{L_\sigma} \frac{i_{1q}}{\Phi_{2d}} \quad (c)$$

$$a_{34} = \frac{MR_2}{L_2} \frac{i_{1q}}{\Phi_{2d}} \quad (d)$$

(A) : 式(a)、(b)の4行目から、 Φ_{2q} は時定数 L_2/R_2 で 0 に収束する。しかも、その他の行の制御誤差の影響を受けないから、一旦 0 になれば、それ以降は常に 0 である。(これは、すでに §5-4 で補題5.4.1として証明した事実と同じであり、すべり周波数が式(5.1)で与えられればその他の制御誤差

と無関係に成立する。)

(B) : 上の(A)から、初期過程をのぞけば、 $\Phi_{2q} = 0$ と考えてよい。
 $\Phi_{2q} = 0$ であれば、式(b)の4列目は0と考えてよい。

(B1)と(B2)の証明: このとき、式(a)の1、2行目から、制御誤差 $(i_{1d} - i_{1d}^*)$ 、 $(i_{1q} - i_{1q}^*)$ は、それぞれ、時定数 L_σ / R_1 で0に収束する。さらに、これらの制御誤差が0に収束した後では、 i_{1d}^* および i_{1q}^* が微分可能であれば、常に $i_{1d} = i_{1d}^*$ 、 $i_{1q} = i_{1q}^*$ である。従って、この場合には、1次電流がその指令値に瞬時に追従する。ただし、 i_{1d}^* が微分可能であるためには、式(5.18)から Φ_{2d}^* が2回微分可能でなければならない。また、 i_{1q}^* が微分可能であるためには、式(5.19)から T_q^* が微分可能でなければならない。

(B3)の証明: 式(a)の3行目から、 $(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^*)$ の応答は、 $(i_{1d} - i_{1d}^*)$ の影響を受ける。しかし、(B1)から $(i_{1d} - i_{1d}^*)$ は十分時間が経てば0になるから、その後では、 $(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^*)$ が時定数 L_2 / R_2 で0に収束する。さらに、 $(\Phi_{2d} - \Phi_{2d}^*)$ および $(i_{1d} - i_{1d}^*)$ がともに0になった後では、 Φ_{2d}^* が2回微分可能であれば、 Φ_{2d} は Φ_{2d}^* に瞬時追従する。

(C) : 以上に証明したこと、すなわち、 $\Phi_{2q} = 0$ 、 $i_{1q} = i_{1q}^*$ 、および、 $\Phi_{2d} = \Phi_{2d}^*$ をトルク式(3.28)に代入し、式(5.19)をつかえば、

$$T_q = T_q^* \quad (e)$$

ここで、(B2)の証明の最後のただし書きにより、 $i_{1q} = i_{1q}^*$ であるためには、 T_q^* が微分可能でなければならない。よって、 T_q^* が微分可能で、かつ、 $\Phi_{2d} = \Phi_{2d}^*$ 、 $\Phi_{2q} = 0$ であれば、発生トルク T_q はその指令値 T_q^* に瞬時に追従する。(【定理5.5.1】証明終わり)

以上で、フィードバック型電圧則を用いれば高速トルク制御が可能であることが証明できた。これが、ここでの主要成果である。

§5-5-3 電圧型ベクトル制御のフィードフォワード制御則

前項で示したフィードバック型電圧則の実現には、 i_{1d} 、 i_{1q} のほかに Φ_{2d} の検出が必要である。しかし、かご形誘導電動機の場合には、二次巻線鎖交磁束 Φ_{2d} の検出は困難である。よって、フィードバック型電圧則は、そのままでは実現できず Φ_{2d} などの直接検出を行わなくてよい制御法が必要である。

ここでは、誘導電動機の定数を使って1次電圧をフィードフォワード的に制御する方法を検討する。

[1] フィードフォワード型電圧則(0)および(I)

まず、容易に考えられる方法は、フィードバック型電圧則の実値をすべて設定値で置き換えるものである。すなわち、式(5.1)、(5.22)、(5.23)において $i_{1d} \rightarrow i_{1d}^*$ 、 $i_{1q} \rightarrow i_{1q}^*$ 、 $\Phi_{2d} \rightarrow \Phi_{2d}^*$ のように置き換える。このような置き換えは、【定理5.5.1】により初期過程を除き実値が指令値と等しくなることから、妥当である。従って、次のようなフィードフォワード型の電圧制御則を得る。

【フィードフォワード型電圧則(0)】

トルク指令値 T^* 、および、2次巻線鎖交磁束指令値 $\Phi_{2d}^* \neq 0$ 、 $\Phi_{2q}^* = 0$ が与えられたとき、まず、次の値を計算する。

$$i_{1d}^* = \frac{1}{M} \left(1 + \frac{L_2}{R_2} P \right) \Phi_{2d}^* \quad (5.18) \text{再記}$$

$$i_{1q}^* = \frac{L_2}{M} \frac{T_q^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.19) \text{再記}$$

これらの値を使って、すべり周波数と1次電圧を次のように制御する。($P = \frac{d}{dt}$)

$$\omega_0 - \omega_r = \frac{MR_2}{L_2} \frac{i_{1q}^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.24)$$

$$v_{1d} = (R_1 + L_{\sigma} p) i_{1d}^* - \omega_0 L_{\sigma} i_{1q}^* + \frac{M}{L_2} p \Phi_{2d}^* \quad (5.25)$$

$$v_{1q} = (R_1 + L_{\sigma} p) i_{1q}^* + \omega_0 L_{\sigma} i_{1d}^* + \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2d}^* \quad (5.26)$$

(フィードフォワード型電圧則(0)おわり)

上記のように、フィードバック形制御則では実際値であったところを、指令値で置き換えても、これを適用した制御系では、各状態変数の実際値がそれぞれの指令値に高速追従することを証明できる。ただし、制御誤差の応答は、【定理5.5.1】に示したフィードバック型とは異なる。これらをまとめて、次の定理として証明しておく。

【定理5.5.2】(フィードフォワード型電圧則(0)を適用した系の過渡特性)

フィードフォワード型電圧則(0)を適用した制御系において、各状態変数は、次のようにそれぞれの指令値に収束する。

$$\begin{aligned} i_{1d} &\rightarrow i_{1d}^* \\ i_{1q} &\rightarrow i_{1q}^* \\ \Phi_{2d} &\rightarrow \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} &\rightarrow \Phi_{2q}^* = 0 \end{aligned}$$

ただし、収束の速さは、電源角周波数 ω_0 、および、回転速度 ω_r によって変化する。

また、トルク指令値 T_q^* 、および、2次巻線鎖交磁束指令値 Φ_{2d}^* が適当な微分可能性を持てば、各状態変数は、それぞれの指令値に高速追従する。この範囲では、発生トルク T_q もその指令値 T_q^* に高速追従する。

(【定理5.5.2】のおわり)

(略証) 証明のため、d q座標系での誘導電動機の状態方程式(3.25)の行列 A_{dq} (具体的には、式(3.26))は漸近安定であるとする。このことは、誘導電動機が一定の1次電圧、すべり周波数、回転速度で通常の駆動をされる場合には、定常状態に落ち着くことから妥当な仮定である。

d q座標系での誘導電動機の状態方程式(3.25)に1次電圧制御則式(5.25)、(5.26)を代入して、その他の制御式(5.24)、(5.18)、(5.19)を使って整理すれば、各状態変数の制御誤差に関して次の式を得る。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} - i_{1d}^* \\ i_{1q} - i_{1q}^* \\ \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = A_{dq} \begin{bmatrix} i_{1d} - i_{1d}^* \\ i_{1q} - i_{1q}^* \\ \Phi_{2d} - \Phi_{2d}^* \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (a)$$

ただし、行列 A_{dq} は式(3.26)で与えられる。(なお、上式の3行目は、式(3.25)の3行目の状態方程式から、式(5.18)を適当に変形したものを引けば得られる。その他の行も、各制御誤差の項でまとめられるように制御式(5.24)、(5.18)、(5.19)を使えば得られる。)ここで、式(a)の行列 A_{dq} は漸近安定であると仮定したから、各制御誤差は、それぞれ、0に収束する。ただし、式(3.26)から分かるように、行列 A_{dq} の固有値は、 ω_0 、 ω_r により変化するから、収束の速さもそれに応じて変化する。さらに、これらの制御誤差が0に収束した後では、 T_q^* が微分可能で、 Φ_{2d}^* が2回微分可能であれば(注)、各状態変数はそれぞれの指令値に瞬時に追従する。従って、発生トルク T_q も T_q^* に追従する。

(注)これらの微分可能性は、 v_{1d} 、 v_{1q} が式(5.25)、(5.26)で有限値に納まるために必要である。

(【定理5.5.2】の略証おわり)

フィードフォワード型電圧則(0)では、式(5.25)、(5.26)の微分補償のため指令値にステップ状の変化などがあると、インパルス状の1次電圧を必要とし、実用上好ましくない。そこで、これらの微分補償項を取り除けば、次の制御則が得

られる。

【フィードフォワード型電圧則 (I)】

トルク指令値 T^* 、および、2次巻線鎖交磁束指令値 $\Phi_{2d}^* \neq 0$ 、 $\Phi_{2q}^* = 0$ が与えられたとき、まず、次の値を計算する。

$$i_{1d}^* = \frac{1}{M} \Phi_{2d}^* \quad (5.27)$$

$$i_{1q}^* = \frac{L_2}{M} \frac{T_g^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.19) \text{再記}$$

これらの値を使って、すべり周波数と1次電圧を次のように制御する。

$$\omega_0 - \omega_r = \frac{MR_2}{L_2} \frac{i_{1q}^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.24) \text{再記}$$

$$v_{1d} = R_1 i_{1d}^* - \omega_0 L_\sigma i_{1q}^* \quad (5.28)$$

$$v_{1q} = R_1 i_{1q}^* + \omega_0 L_\sigma i_{1d}^* \quad (5.29)$$

(フィードフォワード型電圧則 (I) おわり)

(注意) 式(5.29) を、式(5.26) から誘導するとき、式(5.24) により次の関係が成り立つことを使った。

$$L_\sigma i_{1d}^* + \frac{M}{L_2} \Phi_{2d}^* = L_1 i_{1d}^* \quad (5.30)$$

上記のように、微分補償を取り去っても、定常状態では、実際の1次電流と2次巻線鎖交磁束が指令値に一致する。それは、定常状態のフィードフォワード型電圧則 (0) の制御入力、フィードフォワード型電圧則 (I) と等しいことから分かる。しかし、フィードフォワード型電圧則 (I) のように微分補償を取り去った場合は、トルク指令値が変化するような過渡状態において $\Phi_{2q} = 0$ であるということを保証できない。このために、トルク応答に問題を引き起こすことがある。それについては、[2] に示すことにする。

[2] フィードフォワード型電圧則 (II)

§ 5-5-6 に示すシミュレーション結果によれば、電動機速度が大きい場合に、フィードフォワード型電圧則 (I) ではトルクステップ応答にオーバーシュートが生じる。このような発生トルクのオーバーシュートを抑制する方法を以下に示す。

フィードフォワード型電圧則 (I) を使うと、トルクステップ応答にオーバーシュートが発生する原因は、フィードフォワード型電圧則 (0) の v_{1q} を決定する式(5.26) の微分補償項 $L_\sigma p i_{1q}^*$ を取り除いたことにある。このようにすると、指令値 i_{1q}^* に対して実電流 i_{1q} が遅れて応答する。(これは、すぐ後に示す。) もともと、フィードバック型電圧則からフィードフォワード型電圧則 (0) に移行するときに、実電流 i_{1q} を指令値 i_{1q}^* で置き換えてよかった理由は、【定理 5.5.1】 に示したように $i_{1q} = i_{1q}^*$ となるからであった。もし、 $i_{1q} \neq i_{1q}^*$ ならば、このような置き換えを行なうと、フィードフォワード型電圧則では $\Phi_{2q} = 0$ が保証されなくなり、発生トルクの高速応答性がくずれてしまう。

これらの問題点を解決する方法を、フィードフォワード型電圧則 (II) として提案した。その考え方を以下に示しておく。

まず、フィードバック型電圧則の式(5.23) で微分補償項 $L_\sigma p i_{1q}^*$ を取り除くと実電流 i_{1q} が指令値 i_{1q}^* に対して、時定数 L_σ / R_1 の1次遅れ系が入ったように遅れることを示す。フィードバック型電圧則を用いた系では、十分時間がたてば、 $\Phi_{2q} = 0$ となり、その時、式(5.17) が成立する。

$$\frac{d}{dt} i_{1q} = -\frac{R_1}{L_\sigma} i_{1q} + \frac{1}{L_\sigma} v_{1q}^0 \quad (5.17) \text{再記}$$

ここで考えている v_{1q}^0 は式(5.21) の微分補償項 $L_\sigma P i_{1q}^*$ を取り除いたもの、すなわち、

$$v_{1q}^0 = -R_1 i_{1q}^* \quad (5.31)$$

である。式(5.31) を式(5.17) に代入して $i_{1q}^* \rightarrow i_{1q}$ の伝達関数を求めれば、

$$i_{1q} = \frac{R_1}{L_\sigma s + R_1} i_{1q}^* \quad (5.32)$$

上式から、実電流 i_{1q} が指令値 i_{1q}^* に対して、時定数 L_σ / R_1 の1次遅れ系が入ったように遅れることが分かる。

ここまで分かれば、その対策は容易である。すなわち、式(5.32) を参考にして、実電流 i_{1q} の推定値 \hat{i}_{1q} を次のようにしてつくる。

$$\hat{i}_{1q} = \frac{R_1}{L_\sigma s + R_1} i_{1q}^* \quad (5.33)$$

実電流 i_{1q} とその推定値 \hat{i}_{1q} は定数変動がなければ等しいと考えてよいから、フィードバック型電圧則で実電流 i_{1q} のところをその推定値 \hat{i}_{1q} で置き換える。さらに、【定理5.5.2】で示したように $i_{1d} \rightarrow i_{1d}^*$ 、 $\Phi_{2d} \rightarrow \Phi_{2d}^*$ のように置き換えてよい。このようにして、次のようなすべり周波数と1次電圧の決定則を得る。

$$\omega_0 - \omega_r = \frac{MR_2}{L_2} \frac{\hat{i}_{1q}}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.34)$$

$$v_{1d} = (R_1 + L_\sigma P) i_{1d}^* - \omega_0 L_\sigma \hat{i}_{1q} + \frac{M}{L_2} P \Phi_{2d}^* \quad (5.35)$$

$$v_{1q} = R_1 i_{1q}^* + \omega_0 L_\sigma i_{1d}^* + \omega_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2d}^* \quad (5.36)$$

ここで、2次巻線鎖交磁束の指令値 Φ_{2d}^* を変化させないことにすれば、制御則はさらに簡単化されて次のようになる。

【フィードフォワード型電圧則(II)】

トルク指令値 T^* 、および、2次巻線鎖交磁束指令値 $\Phi_{2d}^* \neq 0$ 、一定、 $\Phi_{2q}^* = 0$ が与えられたとき、まず、次の値を計算する。

$$i_{1d}^* = \frac{1}{M} \Phi_{2d}^* \quad (5.27) \text{再記}$$

$$i_{1q}^* = \frac{L_2}{M} \frac{T_q^*}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.19) \text{再記}$$

$$\hat{i}_{1q} = \frac{R_1}{L_\sigma s + R_1} i_{1q}^* \quad (5.33) \text{再記}$$

これらの値を使って、すべり周波数と1次電圧を次のように制御する。

$$\omega_0 - \omega_r = \frac{MR_2}{L_2} \frac{\hat{i}_{1q}}{\Phi_{2d}^*} \quad (5.34) \text{再記}$$

$$v_{1d} = R_1 i_{1d}^* - \omega_0 L_\sigma \hat{i}_{1q} \quad (5.37)$$

$$v_{1q} = R_1 i_{1q}^* + \omega_0 L_1 i_{1d}^* \quad (5.29) \text{再記}$$

(フィードフォワード型電圧則(Ⅱ) おわり)

以上により、4種類の電圧型ベクトル制御の制御則を示した。特に、フィードフォワード型電圧則(Ⅰ)と(Ⅱ)の制御特性については、§5-5-5と§5-5-6で定量的に評価する。

§5-5-4 実験システムの構成

図5.5-1に、電流型および電圧型ベクトル制御の両方の実験ができるように製作した実験システムの構成を示す。

供試電動機は、4極の巻線型誘導電動機であり、銘板定格は2.2kW、100V、20Aである。巻線はデルタ結線あるいはスター結線のいずれにもつなぎ変えできている。後で示す§5-5-5と§5-5-6の各実験では、巻線の結線を変えているため、誘導電動機定数が異なっている。このため、誘導電動機定数は各実験ごとに示すことにする。

誘導電動機の2次側回路は、スリップリングを介して外付け抵抗 R'_2 に接続されており、 R'_2 を変えることにより2次抵抗値変動の実験ができるようになっている。誘導電動機の回転軸は、トルク計測器を介して直流発電機に連結されている。直流発電機の電機子電流は、dcチョップにより制御できるようになっている。

誘導電動機駆動用のPWMインバータはパワートランジスタで構成され、三角波比較PWMのキャリア周波数は1.2kHzである。制御装置は、3つのマイクロプロセッサからなる。電流型および電圧型ベクトル制御の主演算はCPU 8086により行う。制御プログラムは、8086のマクロアセンブラにより開発した。各制御プログラムの実行時間は約2.2msである。CPU 8086が決定したPWMインバータへの指令値(電流型では1次電流指令 i_{1d}^* 、 i_{1q}^* ；電圧型では1次電圧指令 v_{1d}^* 、 v_{1q}^*)は、ワンチップマイクロコンピュータ8031によりd-q→a-b→3相のように座標変換されて、PWMインバータの3相交流指令値となる。電流型ベクトル制御の場合は、PWMインバータの電流マイナーループが交流出力電流を指令電流値に追従させる。一方、電圧型ベクトル制御の場合は、PWMインバ

ータの電圧マイナーループが交流出力電圧を指令電圧値に追従させる。なお、この電圧マイナーループは、PWMインバータの上下アーム短絡防止時間のため軽負荷時に生じる出力電圧のひずみを抑制するために設けた。電圧マイナーループのフィードバック信号には、PWMによる出力電圧の高調波成分を除去するため遮断周波数500Hzのフィルタを通したものを使用している。

誘導電動機の回転速度は、2400パルス/回転のロータリエンコーダで検出され、CPU 8086に読み込まれ10msごとに速度制御演算を行う。誘導電動機の1次電流は、ホールCTにより絶縁されたあと12bit A/Dコンバータによりディジタル化される。これをもう1つのワンチップマイクロコンピュータ8031がd-q軸上のデータに座標変換し、主CPU 8086に送る。なお、この電流信号は、実験データの採取のためだけに使われ、ベクトル制御の演算には使用されない。

§5-5-5 速度制御を行う場合の電流型と電圧型ベクトル制御の比較

ここでは、図5.5-2および5.5-3に示すように、電流型および電圧型ベクトル制御系において、その外側の制御ループにより速度制御を行う場合に、2次抵抗値の変動により制御特性がどのように変化するかを実験により調べる。

なお、ここではおもに定常特性を調べるから、電圧型ベクトル制御としてはフィードフォワード型電圧則(Ⅰ)を利用している。フィードフォワード型電圧則(Ⅱ)との比較は、§5-5-6に示す。

以下には、まず、2次抵抗値変動に対する電圧型および電流型ベクトル制御の特性の違いを簡易等価回路に基づいて考察する。この考察を先に示しておくと、次に示す定常特性の実験結果が理解しやすくなる。さらに、速度制御応答の実験結果も示す。

[1] 電流型と電圧型の制御特性の違いについての考察

図5.5-4に、誘導電動機の簡易等価回路を示す。この回路では、定常特性についてしか述べられないが、[2]に示す実験結果は定常特性であるからそのほとんどを説明できる。

電流型では図5.5-4(a)のように1次電流が設定値になるように制御され、電圧型では図5.5-4(b)のように1次電圧が設定値になるように制御される。ここで、2次抵抗 R_2 の値が変化した場合の影響について考える。まず、電流型では、1次電流 i_1 が一定であるから、 R_2 が増加すると2次電流 i_2 が減少し励磁電流 i_0 が増加する。発生トルクは、減少した i_2 と増加した i_0 の積であるか

ら、増加することも減少することもある。一方、電圧型では、 R_2 が増加すると i_2 だけが減少し、 i_0 は変化しない。従って、 R_2 の増加に反比例して発生トルクが減少する。

ベクトル制御の基本的な考え方は、応答の遅い磁束分を変化させないようにしてトルク成分を制御するというものである。従って、この等価回路でいえば、励磁電流 i_0 の変化が小さいことが望ましい。上に述べたように、電圧型ではそのようになるのに対して、電流型では、2次抵抗値が変動するとその影響で応答の遅い磁束分まで変化するようになる。

[2] 定常特性の実験結果

ここに示す実験では、巻線型誘導電動機の1次巻線をデルタ結線にしている。そのときの誘導電動機の定数を、表5.5-2に示す。

図5.5-5 から 図5.5-9 に示した実験では、ベクトル制御の外側に付けた速度制御ループにより電動機回転速度を一定に制御した状態で、2次抵抗値を変化させた。

図5.5-5 と 図5.5-6 は、負荷トルクの大きさを変えたときの、1次電流に対する励磁電流の変化を示している。なお、励磁電流 i_0 は、この実験システムでは2次電流が検出できるから、次のように計算して求めた。

$$i_0 = \sqrt{i_1^2 - \left[\frac{L_2}{M} i_2 \right]^2} \quad (5.38)$$

電流型 (I-type, 図5.5-5) では、2次抵抗値が正しければ励磁電流の変化は少ないが、2次抵抗値が変化した状態では1次電流とともに励磁電流も増加している。これに対して、電圧型 (V-type, 図5.5-6) では、2次抵抗値の変化の有無に関わらず、励磁電流がほぼ一定に保たれている。この結果から、応答の遅い磁束分を変化させないようにしてトルクを変化させるというベクトル制御の基本が、電圧型では2次抵抗値の変動にも関わらずよく満たされていることが分かる。これに対して、電流型では、2次抵抗値が変動すると、負荷トルクの変化と共に応答の遅い磁束分まで変化してしまっている。

図5.5-7 から 図5.5-9 には、回転速度と負荷の大きさを一定に保った状態で、2次抵抗値だけを変化させたときの、電流型と電圧型の特性を同じグラフ上に示している。

まず、図5.5-7 は、励磁電流の変化を示している。電流型では2次抵抗値の増加とともに励磁電流が増加している。一方、電圧型では、2次抵抗が変化しても励磁電流がほぼ一定に保たれている。

次に、図5.5-8 は、同じ実験条件で2次抵抗値を変化させたときの、励磁電流と2次電流 (トルク電流) の変化を示している。電流型では、2次抵抗値が増加すると、2次電流が減少し、励磁電流は増加している。一方、電圧型では、2次抵抗値が変化しても、励磁電流とトルク電流がほぼ一定に保たれている。この実験では、回転速度と負荷の大きさが一定であるから、2次抵抗値が変化してもトルク電流および励磁電流が変化しないことが望ましい。この点からみると、電圧型の方が、望ましい特性であるといえる。

図5.5-9 は、上と同じ実験条件で、2次抵抗値に対するすべり周波数の変化を示している。電流型では、2次抵抗値が変化しても、すべり周波数はあまり変化しない。一方、電圧型では、2次抵抗値の増加とともにすべり周波数も増加している。この理由を明らかにするため、次に示す別の実験を行った。

以上に示した図5.5-5 から図5.5-9 の実験では、速度制御ループをベクトル制御の外側につけている。これに対して、図5.5-10 は、ベクトル制御単独でのトルク制御特性を確認する実験結果である。この実験では、外側の速度制御ループを使わず、ベクトル制御の2次巻線鎖交磁束指令 Φ_{2d}^* とトルク指令 T_q^* を一定に保った状態で、2次抵抗値を変化させた。さらに、それだけでは回転速度が変化するから、負荷側の直流発電機の電機子電流を制御して回転速度を一定に保った。このときの2次抵抗値の変化に対する発生トルクの変化を示す結果が、図5.5-10である。この結果から、2次抵抗値が増加したとき、電流型では発生トルクの変化は少なく、電圧型では発生トルクが減少している。

図5.5-10の結果から 図5.5-9を説明することができる。まず、電流型では、図5.5-10に示したように2次抵抗値を増加させても発生トルクの変化が少ないから、図5.5-9のようにすべり周波数を変化させなくても速度を保つことができるのである。これに対して、電圧型では、図5.5-10のように2次抵抗値が増加すると発生トルクが減少するから、これを補うように速度制御ループが 図5.5-9のようすべり周波数を増加させたのである。

図5.5-10 の電流型では、2次抵抗値が変化しても発生トルクが変化しないから、一見すると望ましい特性のように見える。しかし、この実験条件ではそのようになるが、一般的には成り立たない。電流型では、2次抵抗値が増加したとき、発生トルクは増加することも減少することもあり、それはトルク指令の大きさに依存している。それは§5-5-6[2]に示す。

定常特性の実験結果の最後として、図5.5-11には、1次側線間電圧が2次抵抗値の変化によりどのように変わるかを示す。2次抵抗値の増加により、1次電圧が増加しているが、電流型の方がより多く増加している。これは、図5.5-7に示したように、電流型の励磁電流の増加が大きいからである。

以上の結果から、ベクトル制御の基本的な考え方である「応答の遅い磁束分を変化させないようにしてトルク制御を行う」ということを、電圧型の方が、2次抵抗値が変動した場合でも、よりよく実現しているといえる。

[3] 速度制御応答の比較

図5.5-12には、速度のステップ応答の実験結果を示す。同図(a)と(b)は、電流型ベクトル制御を用いた速度制御系で、2次抵抗値の変動がない場合とある場合である。これに対応する電圧型ベクトル制御を用いた速度制御系の結果が、同図(c)と(d)である。同図(e)と(f)は、同じく電圧型ベクトル制御を用いた速度制御系であるが、50%負荷をかけている。しかし、これらの結果を比較しても大きな差異は認められない。[2]に示したように、2次抵抗値に変動がある場合は、電流型と電圧型ベクトル制御ではトルク制御特性が異なる筈であるが、速度応答に差が認められない。従って、電流型および電圧型ベクトル制御の差を明確にするためには、速度制御特性ではなく、トルク制御特性を調べる必要がある。

§5-5-6 トルク制御系としての電流型と電圧型ベクトル制御の比較

ここでは、2次抵抗値変動が、電流型および電圧型ベクトル制御系のトルク制御特性に与える影響を、シミュレーションおよび実験結果により比較する。従って、§5-5-5と異なり、各制御系の外側に速度制御ループは付加されていない。

なお、供試電動機は、巻線型誘導電動機の1次巻線をスター結線にしている。

この時の電動機定数を、表5.5-3に示す。

[1] トルクステップ応答のシミュレーション結果

ここでは、図5.5-13、14、15に示す3種類の制御系によるトルクステップ応答のシミュレーション結果を示す。図5.5-13は電流型ベクトル制御系である。図5.5-14と15は電圧型ベクトル制御系であるが、図5.5-14ではフィードフォワード型電圧則(I)を用い、図5.5-15ではフィードフォワード型電圧則(II)を用いている。

図5.5-16から図5.5-19に、トルク指令値のステップ変化に対する応答のシミュレーション結果を示す。

図5.5-16は、電流型ベクトル制御系の応答である。2次抵抗値が変動していない($R_2 = 100\%$)場合は、発生トルク T_g が指令値に瞬時に追従しており、2次巻線鎖交磁束の方向のd軸からの角度誤差もなく、良好に制御されている。これに対して、2次抵抗値が変動した($R_2 = 150\%$)場合には、 T_g の立ち上がりの初めの部分はステップ状のトルク指令値に追従しているが、その後の部分で T_g がゆっくり変化している。このゆっくりした応答は、2次巻線鎖交磁束の大きさの変化に対応している。さらに、2次巻線鎖交磁束の方向がd軸からずれていることも分かる。この現象は、次のように説明できる。まず、 R_2 が増加すると、もとのすべり周波数では2次巻線鎖交磁束をd軸方向に向けることができなくなる。それは、式(4.9)の右辺第3項が R_2 の増加により大きくなるのにも関わらず、すべり周波数 $\omega_0 - \omega_r$ が変わらないため、式(4.9)の右辺全体が正となり、 Φ_{2g} が正の方向に増加することから分かる。すると、式(4.8)右辺第2項により Φ_{2d} を増加させる。それにより、2次巻線鎖交磁束が増加すると同時に、発生トルクも増加したのである。なお、2次巻線鎖交磁束のd軸からの角度誤差が小さければ、2次巻線鎖交磁束の大きさはほぼ Φ_{2d} により決まるから、その変化の時定数は式(4.8)の右辺第1項から L_2/R_2 と考えてよい。ここで、($R_2 = 150\%$)のときの2次時定数を計算すれば58.5msであり、これは図5.5-16の2次巻線鎖交磁束の大きさの変化の時間とよく合っている。2次巻線鎖交磁束の大きさが2次時定数の速さで変化するため、その影響が発生トルクにも表れてゆっくりした変化が生じているのである。

図5.5-17 と図5.5-18 は、フィードフォワード型電圧則 (I) を用いた電圧型ベクトル制御系の応答であり、図5.5-17 が電動機停止時、図5.5-18 が高速運転 (2000rpm) 時の応答である。この場合には、2次抵抗値が変動しても電流型で生じたようなゆっくりしたトルクの変化はない。しかし、特に、図5.5-18 の高速運転時に顕著にみられるように、2次抵抗値が変動していない ($R_2 = 100\%$) の場合でも、発生トルクの立ち上がりにオーバーシュートが発生している。この部分の発生トルクの振動は、2次巻線鎖交磁束のd軸からの角度誤差の応答に連動している。それは、2次巻線鎖交磁束がd軸に対して回転方向に振動することは、式(4.5)において ω_2 が振動することと同じだから、トルク振動となるのである。なお、このトルクの振動は2次巻線鎖交磁束の位相的な変化が原因であり、上の電流型でみたような2次巻線鎖交磁束の振幅変化によるトルク変動とは異なる。このように2次巻線鎖交磁束の方向が振動的になる原因と対策は、すでに § 5-5-3 [2] に示した。すなわち、フィードフォワード型電圧則 (I) では、 v_{1q} の決定則から微分補償項を除いてあるために、指令値 i_{1q}^* に対して実際の i_{1q} の応答が遅れ、 $i_{1q} \neq i_{1q}^*$ となってしまう。このために、 $\Phi_{2q} = 0$ が保証されなくなり、発生トルクの高速応答性が崩れてしまうのである。この対策は、フィードフォワード型電圧則 (II) として示したように i_{1q} を推定する1次遅れフィルタを導入すればよい。具体的には、図5.5-14 に1次遅れフィルタをひとつ追加して図5.5-15 のようにすればフィードフォワード型電圧則 (II) が実現できる。

図5.5-19 は、フィードフォワード型電圧則 (II) を用いた電圧型ベクトル制御系の応答である。同図は、図5.5-18 と同様に高速運転時であるが、発生トルクのオーバーシュートが起きていない。ただし、発生トルクの立ち上がり部分に遅れがみられる。これは、 i_{1q} の遅れによるものである。この遅れを決める時定数 L_σ / R_1 を計算すると 12 ms であり、図5.5-19 のトルク応答とよく合っている。さらに、この系では、2次抵抗値が変動しても、2次巻線鎖交磁束の大きさはほとんど変化していない。このため、図5.5-16にみられるようなゆっくりしたトルクの変化が生じていない。

以上のようにトルクステップ応答を比較した結果により、フィードフォワード型電圧則 (II) を用いた電圧型ベクトル制御系が最も優れていることが分かる。

[2] 定常的なトルク制御特性

図5.5-20 から図5.5-22 は、電流型および電圧型ベクトル制御系において、2次抵抗値の変動により発生トルクおよび2次巻線鎖交磁束がどのように変化するかをシミュレーションおよび実験により調べた結果である。図5.5-20 と図5.5-21 の○印は、発生トルクの実測値であるが、シミュレーション結果とよく一致している。

図5.5-20 は、電流型ベクトル制御系の定常特性である。 R_2 が増加（このとき R_2^* / R_2 は減少）すると、図(a)では発生トルクが減少しているのに対して、図(b)では発生トルクが増加している。図(a)と(b)の違いは、トルク電流指令値の大きさで、図(b)では2倍にしてある。このような違いが生じる原因を以下に考察する。一般に、定常運転時の発生トルクは次のようになる。

$$T_q = (\omega_0 - \omega_\tau) \frac{|\Phi_2|^2}{R_2} \quad (5.39)$$

この実験では、 $\omega_0 - \omega_\tau$ は一定値である。よって、上式から、 T_q の増減は R_2 と $|\Phi_2|^2$ の比で決まる。図5.5-20 の(a)と(b)の線2から分かるように、電流型ベクトル制御系では、 R_2 が増加 (R_2^* / R_2 は減少) すると、2次巻線鎖交磁束も増加する。この増加は、図5.5-4 (a) を参照すると分かるように、 R_2 が増えたために2次電流 i_2 の一部が、励磁インダクタンスに流れ込むために生じる。この流れ込み電流は、トルクを与える2次電流 i_2 が大きいほど、大きくなる。図5.5-20(b)ではトルク電流指令値が比較的大きいため、2次巻線鎖交磁束の増加が R_2 の増加に比べて大きくなり、式(5.39)に従って発生トルクが増加するのである。これに対して、図5.5-20(a)ではトルク電流指令値が比較的小さく、 R_2 に対する2次巻線鎖交磁束の増加が小さくなるため、式(5.39)に従い発生トルクが減少するのである。

これらの電流型の特性は、すべり周波数には影響されるが、電動機速度には影響されない。それは、誘導電動機の2次側回路方程式(3.22)の中に、 ω_τ と ω_0 が単独では出て来ないことから分かる。

図5.5-21 と図5.5-22 は、電圧型の特性である。 R_2 が増加すると、トルク電流指令値の大小に関わらず、発生トルク (線1) が減少している。また、2次巻線

鎖交磁束（線2）の変化も、トルク電流指令値の影響を受けない。しかし、図5.5-21の電動機停止時の2次巻線鎖交磁束の変化は、図5.5-22の高速回転時に比べて大きい。それは、1次側抵抗のためである。すなわち、電動機停止時は、駆動周波数が低いため、1次インピーダンスに比べ励磁インピーダンスが小さい。このため、 R_2 増加による2次電流減少分の一部が励磁インダクタンスに流れ込むことになり、図5.5-21のように2次巻線鎖交磁束が増加するのである。一方、高速運転時の2次巻線鎖交磁束は、図5.5-22のように R_2 が変化してもほとんど変わらない。

§ 5-5-7 本節のまとめ

本節では、1次電圧とすべり周波数を制御入力とする電圧型ベクトル制御の制御則を導出した。これと従来の電流型ベクトル制御と間で、2次抵抗値の変動に対する制御性能の比較を行った。その結果、電圧型の方が2次抵抗値変動に対して強いことを明らかにした。得られた成果を項目ごとに示す。

[1] 電圧型ベクトル制御則の導出

次の4種類の電圧型制御則を導出した。

- FB則** : フィードバック型電圧則 (§ 5-5-2 [3]、[4])
1次電流と2次巻線鎖交磁束を検出し、それをフィードバックして1次電圧を決める制御則。
- FF0則** : フィードフォワード電圧則 (0) (§ 5-5-3 [1])
FB則で、1次電流と2次巻線鎖交磁束を検出値ではなく指令値に置き換えた制御則。
- FF1則** : フィードフォワード電圧則 (I) (§ 5-5-3 [1])
FF0則で、微分補償を取り除いた制御則。
- FF2則** : フィードフォワード電圧則 (II) (§ 5-5-3 [2])
FF1則に、1次q軸電流の遅れを入れた制御則。

なお、FF0～FF2則は、定常的には全く等価であり、過渡特性のみが異なる。

[2] 定常特性の比較

実験結果により、 R_2 が変動したときの定常特性を、電圧型および電流型について比較した。その結果、電圧型の方が磁束分の変動が少ないこ

とが分かった。(§ 5-5-5 [1])

ただし、速度制御のステップ応答には両者の差異が認められない。(§ 5-5-5 [2]) 従って、両者の差異を明らかにするため、速度制御系ではなくトルク制御系を調べ直す必要が生じた。

[3] トルク制御特性の比較

シミュレーションおよび実験結果により、 R_2 が変動したときの電圧型 (FF1則、FF2則) および電流型ベクトル制御系のトルク制御特性の変化を比較した。その結果、以下に示すFF1則や電流型の問題点が発生しないという理由により、FF2則が優れていることを確認した。

(1) トルクステップ応答 (§ 5-5-6 [1])

- 電流型ベクトル制御では、2次巻線鎖交磁束の大きさが時定数 L_2/R_2 で変化し、その結果、発生トルクがゆっくり変動する。
- FF1則およびFF2則では上のような変動が生じない。ただし、FF1では高速運転時 (2000rpm) の発生トルクにオーバシュートが生じる。これに対して、FF2では、オーバシュートも生じない。

(2) 定常特性 (§ 5-5-6 [2])

- R_2 が増加したとき、電圧型および電流型ともに、2次巻線鎖交磁束が減少する。ただし、電圧型では回転速度が大きくなるほど Φ_2 の大きさの変動が小さくなる。これに対して、電流型では Φ_2 の大きさの変動が、回転速度の大小によって変わらず、電圧型に比べて大きい。
- 電圧型では、 R_2 が変動したときでも Φ_2 の大きさはトルク指令値の大きさの影響を受けにくい。このため、トルクステップ応答にゆっくりした変動が生じない。これに対して、電流型では、 R_2 が変動したときには Φ_2 の大きさがトルク指令値の大きさによっても変動する。このため、トルクステップ応答にゆっくりした変動が生じる。
- 電圧型では R_2 の増加の影響がトルク分電流の変化として表れる。

【補遺】 R_2 の変化の影響がトルク電流に表れるという電圧型の特長を利用すれば、 R_2 の同定をすることが出来る。このことは、著者の

発表文献 [B-12] に示し、実験的にも確認済みである。

[4] 残された課題

フィードフォワード型電圧則 (II) を用いたベクトル制御系によれば、二次抵抗値変動がある場合のトルク応答は、過渡的には良好であるが、定常的には発生トルクの大きさが変化してしまう。(§ 5-5-6 [1]) 速度、あるいは、位置の制御が目的ならば、発生トルクが変化しても、外側の制御ループで補正できるから大きな問題とはならない。これに対して、トルクの大きさそのものを制御することが目的である場合は、トルクの検出およびそれを利用したフィードバック制御方法の開発が必要である。これについては、次節以降に示す。

§ 5-6 同期ワットトルクフィードバック制御による ベクトル制御系のトルク制御特性のロバスト化

§ 5-6-1 本節の課題と構成

本節の課題は、ベクトル制御系のトルク制御特性を二次抵抗値などの変動に対してロバスト化するために、簡便なトルク検出法を検討し、それを適用したフィードバック制御系を実現し、その有効性をシミュレーションおよび実験により検証することである。

トルク検出の必要性について説明しておく。これまでに述べた電流型および電圧型ベクトル制御系では、二次抵抗値の変動があると発生トルクの大きさが変化している。実用システムにおいては、張力制御のように発生トルクそのものを正確に制御しなければならないものがある。また、位置あるいは速度の制御系でも、トルク制御特性に変動があればそれを考慮して制御ゲインを低く設定せざるを得ず、このため高速応答が実現し難くなる。パラメータ変動などに対してロバストなトルク制御系は、発生トルクの検出器として適当なものがあればフィードバック制御により容易に実現できる。しかし、従来の機械式のトルク検出器は、高価であるほか、機械系の共振のため発生トルクの高周波数成分の検出がで

きない。さらに、機械式トルク検出器の過負荷耐量は比較的小さいため、急激な負荷変動があるような応用では取り付けることができないなどの問題点がある。これに対して、誘導電動機への入力電圧・電流のみから電氣的に発生トルクの検出ができれば、機械式トルク検出器の問題点を解決できる。また、そのように電氣的にトルク検出ができれば、従来のベクトル制御システムでは、新しくセンサを追加しなくてよい。これは、産業界からの、システム信頼性の向上のためできるだけセンサの数を減らすという、強い要求にも適合する。

このような背景のもとに、本節では以下の内容について述べる。§ 5-6-2 では、誘導電動機のトルク式を検討することにより、従来は定常トルクの検出しかできないとされていた同期ワットトルクにより、ベクトル制御系の過渡トルクを検出できることを示す。§ 5-6-3 では、シミュレーションにより、同期ワットトルクによるトルク検出誤差が小さいことを確認した後、同期ワットトルクを用いたトルクフィードバック制御系をベクトル制御系に付加するとトルク制御誤差を低減できることを示す。§ 5-6-4 では、これらの有効性を実験により検証する。最後の § 5-6-5 は、本節のまとめである。

§ 5-6-2 同期ワットトルクと実発生トルクの差の検討

ここでは、誘導電動機の $d-q$ 座標系でのモデルに基づいて、誘導電動機への入力電力と実発生トルクを検討することにより、ベクトル制御が行なわれて磁束変動が小さい場合は、過渡時も含めて同期ワットトルクと実発生トルクの差が小さいことを示す。

$d-q$ 座標系での誘導電動機の電圧・電流方程式は、式(3.23), (3.24) から、

$$v_1 = (R_1 + L_{\sigma} P) i_1 + \omega_0 L_{\sigma} j i_1 + \frac{M}{L_2} \Phi_2 + \omega_0 \frac{M}{L_2} j \Phi_2 \quad (6.1)$$

$$0 = -\frac{MR_2}{L_2} i_1 + P \Phi_2 + \frac{R_2}{L_2} \Phi_2 + (\omega_0 - \omega_r) j \Phi_2 \quad (6.2)$$

ただし、上式で $P = \frac{d}{dt}$ である。また、発生トルクの瞬時値は、式(3.28) から、

$$T_q = \frac{M}{L_2} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \Phi_2 \quad (6.3)$$

ここで、誘導電動機への1次入力電力を式(6.1)を用いて計算すれば、 $\mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_1 = 0$ に注意して、

$$\mathbf{i}_1^T \mathbf{v}_1 = R_1 \mathbf{i}_1^T \mathbf{i}_1 + L_\sigma \mathbf{i}_1^T \mathbf{P} \mathbf{i}_1 + \frac{M}{L_2} \mathbf{i}_1^T \mathbf{P} \Phi_2 + \omega_0 \left[\frac{M}{L_2} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \Phi_2 \right] \quad (6.4)$$

上式の右辺第4項の()の中が、式(6.3)の発生トルクに等しいことに注意して整理すれば、

$$T_q = \left[\mathbf{i}_1^T \mathbf{v}_1 - R_1 \mathbf{i}_1^T \mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_1^T \cdot \mathbf{P} \left[L_\sigma \mathbf{i}_1 + \frac{M}{L_2} \Phi_2 \right] \right] / \omega_0 \quad (6.5)$$

上式は、各瞬時に於いて成り立つ発生トルクの表現式である。ここで、定常状態を考えると、上式右辺第3項の時間微分が0になるから、

$$\overline{T_q} = \left[\overline{\mathbf{i}_1^T \mathbf{v}_1} - R_1 \overline{\mathbf{i}_1^T \mathbf{i}_1} \right] / \overline{\omega_0} \quad (6.6)$$

ただし、上バーは定常値であることを示す。上式右辺は、誘導電動機の定常状態の発生トルクを表し、従来から同期ワットトルクと呼ばれていたものである。なお、上式は、d q座標系で導出したが、a b座標系でも正しい。それは、2つの間の変換が電力の大きさを変えない絶対変換であるからである。従って、式(6.6)は、もっと一般的に、次のように書くことができる。

$$\overline{T_q} = [(1 \text{ 次側入力電力}) - (1 \text{ 次抵抗損})] / \overline{\omega_0} \quad (6.7)$$

上式によれば、電力の大きさを保存する座標変換で結ばれているものであれ

ば、どの座標系でもトルクを計算できる。たとえば、a b座標系の2相で計算しても、また、3相交流で計算してもよい。さらに、その計算に必要なデータは、1次電圧、1次電流、1次抵抗、および、駆動用インバータの交流出力角周波数であり、すべて1次側の量であるため検出が容易である。

式(6.6)、(6.7)は、定常状態で正しいものであるが、これを形式的に過渡状態のトルク計算に利用したらどうなるかを、以下に調べてみよう。式(6.6)右辺の定常値の代わりに瞬時値を代入して、瞬時値により計算した同期ワットトルク \tilde{T}_q は、

$$\tilde{T}_q = \left[\mathbf{i}_1^T \mathbf{v}_1 - R_1 \mathbf{i}_1^T \mathbf{i}_1 \right] / \omega_0 \quad (6.8)$$

$$= [(1 \text{ 次側入力電力: 瞬時値}) - (1 \text{ 次抵抗損: 瞬時値})] / \omega_0 \quad (6.9)$$

式(6.8)から瞬時トルクの式(6.5)を引いてトルク検出誤差 ΔT_q を求めれば、

$$\Delta T_q = \tilde{T}_q - T_q = \mathbf{i}_1^T \cdot \mathbf{P} \left[L_\sigma \mathbf{i}_1 + \frac{M}{L_2} \Phi_2 \right] / \omega_0 \quad (6.10)$$

ここで、トルク検出誤差 ΔT_q が0になる条件を求めてみよう。その準備として、式(6.10)右辺の微分の中身を、 L_σ 、 Φ_2 の定義式を利用して変形すれば、

$$L_\sigma \mathbf{i}_1 + \frac{M}{L_2} \Phi_2 = L_1 \mathbf{i}_1 + M \mathbf{i}_2 \quad (6.11)$$

$$= \Phi_1 \quad (6.12)$$

式(6.11)の右辺は、1次巻線に鎖交する磁束を示しているから、これを、1次巻線鎖交磁束 Φ_1 として式(6.12)で定義しておく。式(6.12)を式(6.10)に代入し

て、

$$\Delta T_g = (\dot{i}_1 \cdot P\Phi_1) / \omega_0 \quad (6.13)$$

上式から、次のいずれかが成り立てばトルク検出誤差 ΔT_g は 0 になることが分かる。

- (A) $P\Phi_1 = 0$ すなわち、 Φ_1 が大きさと方向を変えない。
- (B) ベクトル \dot{i}_1 が $P\Phi_1$ と直交する。

次に、ベクトル制御がうまく行なわれているときのトルク検出誤差 ΔT_g はどのようなになるかを調べる。このため、式(6.10) を次のように変形する。

$$\Delta T_g = \left[L_\sigma \dot{i}_1^T P\dot{i}_1 + \frac{M}{L_2} \dot{i}_1^T P\Phi_2 \right] / \omega_0 \quad (6.14)$$

ここで、ベクトル制御により 2 次巻線鎖交磁束 Φ_2 が d 軸方向の一定値に制御されているとすれば、 $P\Phi_2 = 0$ であるから、式(6.14) は、

$$\Delta T_g = \left[L_\sigma \dot{i}_1^T P\dot{i}_1 \right] / \omega_0 \quad (6.15)$$

上式の右辺の () の中身は、

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L_\sigma \dot{i}_1^T \dot{i}_1 \right] = L_\sigma \dot{i}_1^T \frac{d\dot{i}_1}{dt} \quad (6.16)$$

であるから、漏れインダクタンス L_σ に蓄えられる磁気エネルギーの時間変化率である。 L_σ の値は小さいから、式(6.15) のトルク検出誤差も小さいと考えられる。

一方、ベクトル制御系でも、 R_2 が変動すると $P\Phi_2 \neq 0$ であるから、正確には、トルク検出誤差を式(6.14) で評価しなければならない。しかし、 R_2 が変動

したときの 2 次巻線鎖交磁束の変化は、§ 5-5-5 に示したように、ゆっくりしているから、式(6.14) 第 2 項も比較的小さいと考えられる。これらの定量的な評価は、この後に示すシミュレーション結果によることとする。

§ 5-6-3 トルクフィードバック制御系のシミュレーション結果

ここでは、まず、同期ワットトルクによるトルク検出器をベクトル制御系に付加したトルクフィードバック制御系のブロック図を示す。次に、シミュレーション結果により、同期ワットトルクによるトルク検出誤差が小さいことを示す。さらに、トルクフィードバック制御により 2 次抵抗値が変動してもロバストなトルク制御特性が得られること示す。

[1] トルクフィードバック制御系のブロック図

前節までに示した電流型および電圧型ベクトル制御系に、式(6.9) の同期ワットトルク検出機構を 付加することによりトルクフィードバック制御系のブロック図が得られる。

図5.6-1 は電流型ベクトル制御系に適用したブロック図で、図5.6-2 は電圧型ベクトル制御系に適用したブロック図である。図中、Synchronous watt torque の部分が式(6.9) により同期ワットトルクを計算する部分である。また、トルク制御には、簡単のため PI 制御を使用している。

[2] トルクステップ応答のシミュレーション結果

電流型および電圧型ベクトル制御系のそれぞれについてトルク応答をシミュレーションにより求めた。表5.6-1 に、シミュレーションに使用した 0.9kW かご型誘導電動機の定数を示す。(これは、後で示す実験に使用した誘導電動機の定数である。)

[2-1] 電流型ベクトル制御系

図5.6-3 は、電流型ベクトル制御系を利用したシステムで、2 次抵抗値に変動がない ($R_2 = 100\%$) 場合のトルクステップ応答である。図中、'no torque feedback' はトルクフィードバックを行なわない電流型ベクトル制御だけのシステムの応答であり、'SWTFBK' は同期ワットトルクのフィードバック制御を行なった場合の応答である。これらの 2 つに対して、同期ワットトルクと実発生トルクが示してある。従って、同図には 4 つの応答が示されているのであるが、同期ワ

ットトルクと実発生トルクはほとんど重なっており区別ができない。このことから、同期ワットトルクによりトルク検出を行なっても、その誤差は非常に小さいことが分かる。

なお、図5.6-3の'no torque feedback'の応答には、 $R_2 = 100\%$ であるにも関わらず、発生トルクにオフセット誤差が生じている。これは、電流制御系のゲインが十分大きくないためと考えられる。すなわち、このシミュレーションでは、PWMインバータによる電流制御ループの応答も含めてシミュレーションをしているが、この電流制御ゲイン（図5.6-1のK）は、インバータの電圧飽和考慮するとそれほど大きくはできない。このため、1次電流指令値と実電流の間に誤差が生じ、これにより発生トルクにオフセット誤差が生じたものと考えられる。しかし、このオフセット誤差も、図5.6-3の'SWTFBK'の応答から分かるように、トルクフィードバック制御をすればなくすることができる。

図5.6-4には、2次抵抗値を $R_2 = 125\%$ に変動させた場合の応答を示す。この場合も、トルクフィードバック制御を行えばトルク制御誤差が生じない。なお、トルクフィードバック制御を行わないと、§5-5-6 [2]に示したように、誘導電動機の2次時定数（この場合は、127ms）程度の時間にわたって発生トルクが変動する。このようなトルクの変動もトルクフィードバック制御を行えば、抑制できる。

[2-2] 電圧型ベクトル制御系

図5.6-5は、電圧型ベクトル制御系を利用したシステムで、2次抵抗値に変動がない（ $R_2 = 100\%$ ）場合のトルクステップ応答である。この場合には、実発生トルクと同期ワットトルクの間に小さな誤差が生じ、指令トルクのステップ変化の直後1~2msの間続く。しかし、それ以後は一致している。この誤差は、値が小さいことと短時間で解消することから、特に問題にはならないと考える。また、トルクフィードバック制御により、トルク立ち上がり時間を短くできることが分かる。

図5.6-6は、2次抵抗値を $R_2 = 125\%$ に変動させた場合の応答である。トルクフィードバック制御を行わない場合には、発生トルクにオフセット誤差が生じているが、トルクフィードバックを行えばそれがなくなることが分かる。

§5-6-4 実験による検証

[1] 実験装置の構成

図5.6-7に実験装置の構成を示す。供試誘導電動機は、0.9kW かご型誘導電動機であり、その定数はシミュレーションに用いたものと同じで、表5.6-1に示した。

この装置では、電流型ベクトル制御系に、同期ワットトルクの計算回路を付加して、トルクフィードバック制御系を構成している。パワートランジスタを使用したPWMインバータのキャリア周波数は、4.7kHzである。誘導電動機の1次電流は3相分をそれぞれホールCTにより絶縁し検出している。1次電圧は3相分を絶縁アンプを介して検出している。これらのデータを用いて、同期ワットトルクの計算はアナログ乗・除算ICを利用したアナログ回路で行なっている。

[2] 同期ワットトルクによるトルク検出特性の検証

まず、同期ワットトルク計算回路単体で、どの程度正確に過渡トルクを検出できるかを確認するための実験を行なった。その結果を、図5.6-8~10に示す。この実験では、誘導電動機は従来の電流型ベクトル制御システムで駆動するようにしており、同期ワットトルク計算回路は特性確認のために接続してあるが、トルクフィードバック制御は行なっていない。これらの図に共通して、下の波形が同期ワットトルク計算回路の出力であり、上の波形は速度制御系から電流型ベクトル制御系に与えられるトルク指令信号である。実は、上の波形としては、トルクの実測値を示せばよいのだが、このように高速なトルクを検出できるトルク検出器がなかったため、ベクトル制御系のトルク指令値で代用した。

図5.6-8は、速度制御が行なわれている状態で、負荷トルクをステップ状に増加したときのトルク応答である。図5.6-9は、速度指令値をステップ状に増加したときのトルク応答である。図5.6-10は、速度制御ループを切り離し、外部からステップ状のトルク指令値を入力したときのトルク応答である。これらの結果から、同期ワットトルク計算回路の出力は、トルク指令信号に非常によく追従していることが分かる。これにより、ベクトル制御を行なっている場合は、同期ワットトルクにより過渡トルクを検出できることが分かる。

[3] トルクフィードバック効果の確認

2次抵抗値変動に対するトルクフィードバック制御の効果を確認するため、次のような実験を行なった。まず、速度制御ループを切り離し、外部から一定の

トルク指令値を入力しておく。そして、運転中にベクトル制御演算に使用している2次抵抗の値をステップ状に変化させた。これは、誘導電動機の2次抵抗値を強制的に変化させたこと等価である。

図5.6-11は、同期ワットトルクのフィードバック制御をしない場合の、回転速度の応答である。なお、このときの発生トルクの変化を観察するため、同期ワットトルク計算回路の出力も並べて示してある。このように2次抵抗値を変化させると、発生トルクおよび回転速度が増加する。

これに対して、図5.6-12は、同じ実験条件で、同期ワットトルクフィードバック制御を行なった場合の応答である。ベクトル演算に使用する2次抵抗値を図5.6-11の場合と同じだけ変化させたにも関わらず、発生トルクおよび回転速度は変化していない。ただし、トルクフィードバック制御を行なうPI調節器の出力は変化しており、これにより2次抵抗値の変化分を補償していることが分かる。

以上の結果から、同期ワットトルクフィードバック制御は、2次抵抗値変動に対するベクトル制御系のトルク制御特性のロバスト性を著しく向上させていることが分かる。

§ 5-6-5 本節のまとめ

本節では、同期ワットトルクによる簡便なトルク検出法、および、それを利用したトルクフィードバック制御法を提案した。さらに、その有効性をシミュレーションおよび実験により検証した。得られた成果を項目ごとに示す。

[1] 同期ワットトルクによるトルク検出誤差の解析と評価

- (1) 同期ワットトルクを瞬時トルクの検出値として代用した場合の検出誤差を解析した。ベクトル制御のように2次巻線鎖交磁束がd軸方向の一定値に保たれる場合は、トルク検出誤差が小さいと予想されることを示した。(§ 5-6-2)
- (2) シミュレーションおよび実験結果により、同期ワットトルクによる瞬時発生トルクの検出誤差が小さいことが分かった。(§ 5-6-3 [2] および § 5-6-4)

[2] 同期ワットトルクフィードバック制御系の提案

電流型ベクトル制御および電圧型ベクトル制御に対する制御系のブロック図として、それぞれ、図5.6-1 および図5.6-2 を提案した。(§ 5-

6-3 [1])

[3] 同期ワットトルクフィードバックの有効性の検証

同期ワットトルクフィードバック制御系が2次抵抗値の変動に対してロバストであることを、シミュレーションおよび実験結果により検証した。

- (1) 上で示した同期ワットトルクフィードバック制御系のシミュレーションをおこなった。その結果から、 R_2 が25%変動しても、フィードバックがあれば発生トルクにオフセット誤差が生じないことを確認した。また、電圧型ベクトル制御では、フィードバックにより発生トルクの立ち上がり時間が短くなることを確認した。(§ 5-6-3 [2])
- (2) 電流型ベクトル制御システムに同期ワットトルクフィードバックを付加した実験システムを製作した。トルク制御系として運転中に、2次抵抗値を急変する実験を行った。フィードバックなしの場合は発生トルクが変動し回転速度が変化したのに対して、フィードバック有りの場合は回転速度が変化しなかった。

[4] 残された課題

同期ワットトルクフィードバック制御は、従来のベクトル制御システムに簡単な演算回路を付加するだけで実現できるから実用的である。ただし、2次巻線鎖交磁束の制御誤差を修正するメカニズムは持っていない。よって、この制御が有効であるのは、2次巻線鎖交磁束をd軸方向の一定値に保つような制御(たとえばベクトル制御)と併用する場合に限られる。(§ 5-6-2)

これに対して、2次巻線鎖交磁束そのものを検出することが出来れば、それをフィードバックして制御することができ、さらに高性能な制御系を実現できると予想される。従って、2次巻線鎖交磁束を検出する方法が必要である。これについて次節で検討する。

§ 5-7 オブザーバを用いたトルク・磁束フィードバック制御

§ 5-7-1 本節の課題と構成

本節の課題は、第一に誘導電動機の全状態量を推定する離散時間オブザーバを導入すること、第二にその推定値を利用してトルク・磁束フィードバック制御系を構成すること、第三にその制御系のトルク制御特性が2次抵抗値変動に対してロバストであることを実証することである。

これらを示すため、本節は次のような構成になっている。§ 5-7-2では、まず、2次巻線鎖交磁束推定のためのオブザーバを導入する背景を示し、次に、本節で導入するオブザーバが離散時間系で、かつ、静止a b座標系のものである理由について説明する。§ 5-7-3では、誘導電動機の離散時間モデルを示したあとで、離散時間オブザーバの極配置をするためのオブザーバゲインの設計手順を詳細に示す。次に、回転速度により変化する誘導電動機自身の極の動きに合わせてオブザーバの極を移動させるために必要なゲインの計算法を示す。§ 5-7-4には、巻線型誘導電動機を用いた予備試験結果を示す。これにより、オブザーバを用いて2次巻線鎖交磁束を実際に観測できることを示す。§ 5-7-5では、オブザーバによる推定状態量を用いたトルク・磁束フィードバック制御系の構成法を示す。また、デジタル制御系に固有な1サンプリング周期の遅れを補償するための工夫について説明する。§ 5-7-6には、シミュレーション結果により、上に示したフィードバック制御系のトルク制御性能が2次抵抗値の変動に対してロバストであることを示す。§ 5-7-7では、DSPを用いて実現した実験システムの構成について述べ、さらに、それを用いた実験結果を示す。これにより、オブザーバを用いてトルク・磁束フィードバック制御系を構成することによりトルク制御特性を2次抵抗値変動に対してロバスト化できることを明らかにする。§ 5-7-8には、本節の成果をまとめて示す。

§ 5-7-2 a b座標系での離散時間オブザーバ導入の背景

ここでは、2次巻線鎖交磁束推定のためのオブザーバを導入する背景と、導入するオブザーバが離散時間系で、かつ、静止a b座標系のものである理由について説明する。

トルク制御特性のロバスト性改善方法としては、すでに§ 5-6で同期ワット

トルクを利用した方法を示し、シミュレーションおよび実験結果によりその有効性を明らかにした。確かに、この方法は簡単な演算回路で実現できるから実用的ではあるが、誘導電動機の内部の磁束の大きさを一定に保つような制御則と併用しなければならないという制約がある。また、2次巻線鎖交磁束を一定に保つすべり周波数ベクトル制御と併用した場合でも、漏れインダクタンスに蓄えられる磁気エネルギーの時間変化により、わずかではあるが過渡的なトルク検出誤差が発生する。

これに対して、オブザーバにより2次巻線鎖交磁束を検出することができれば、トルクだけでなく、2次巻線鎖交磁束そのもののフィードバック制御系を構成することができる。しかも、同期ワットトルク検出法のような併用すべき制御法の制約もない。オブザーバを実現するためには、多数の数値演算を短時間で行う必要があるが、最近では、DSP (Digital Signal Processor) を利用することにより解決できる。DSPの演算処理能力は、これまでの実験結果により経験的に、汎用のマイクロプロセッサに比べて約10倍程度の高速な演算処理を行うことができることが分かっている。従って、誘導電動機のオブザーバのようになり複雑な演算処理でも十分高速に処理することができる。以上が、オブザーバ導入の背景である。

次に、本節でのアプローチは、これまでの節と以下の2つの点で異なるのでその理由を説明しておく。

まず、本節では、制御対象である誘導電動機のモデルを時間離散化しそれにより直接デジタル制御系の設計を行う。本章のこれまでの節では、連続時間系の制御器を一旦設計してからそれを時間離散化する方法を利用してきた。本節でこのように設計手順を変更した理由は、離散時間モデルに基づくデジタル制御系設計法のほうが、これまで以上の高速な応答を実現するのに適しているからである。ただし、設計手順は若干煩雑になる。

第2の相違点は、線形制御理論を応用するため、1次巻線に固定したa b座標系を利用することである。これまでの節では、電源角周波数を制御入力とし、それに同期して回転するd q座標系を利用してきた。その理由は、電源角周波数が一定な定常状態では、状態量が直流量になり考え易いからである。これに対して、本節では、1次巻線に固定されたa b座標系を利用することにし、電源角周

波数を制御入力とはしない。(正確に言えば、a b 座標系では、電源角周波数という考え方そのものがでてこない。)このように変更した理由を説明しておく。

これまでのように電源角周波数を制御入力と考え d q 座標を用いたときの誘導電動機の状態方程式には、制御入力である電源角周波数と状態変数(1次電流、2次巻線鎖交磁束)の積の項がある。よって、制御対象が線形系ではなくいわゆる双線形系となるから、線形制御理論の枠組みの中に納まらず、取扱が複雑になる。たとえば、d q 座標上でオブザーバを構成すると、オブザーバの誤差方程式に制御入力である電源角周波数 ω_0 が入ることになるため、制御と観測の分離定理が成立しなくなる。(下記の【例題】を参照のこと) 従って、制御器とオブザーバをそれぞれ独立に設計できず、制御器とオブザーバを含めた全系で設計しなければならない。(ただし、d q 座標上で2次巻線鎖交磁束を観測する低次元オブザーバを設計した場合でも、観測誤差の2乗ノルムの動特性は ω_0 の影響を受けない。よって、2次巻線鎖交磁束の振幅だけを利用することにすればオブザーバの動特性を制御器の動特性から分離して考えることは可能である。)

これに対して、電源周波数を制御入力としない立場に立ち a b 座標系を利用することにすれば、a b 座標上の誘導電動機の状態方程式は線形であるから線形制御理論をそのまま適用でき、オブザーバと制御器の動特性が分離して設計の見通しが極めてよくなる。(ただし、誘導電動機の回転速度 ω_r が変化するという問題は別である。)

【例題】(座標系による Φ_2 推定低次元オブザーバの違い)

簡単のため連続時間系の2次巻線鎖交磁束 Φ_2 推定低次元オブザーバについて、d q 座標系および a b 座標系でどのような違いがあるかを調べる。

誘導電動機の状態方程式は次のように表される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \Phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad (a)$$

ただし、 $A_{11} \sim A_{22}$ 、 B_1 は、2×2 行列であり、d q 座標系では式(3.25)と(3.26)、また、a b 座標系では式(3.18)と(3.19)のように与えられる。2次巻線鎖交磁束の推定値 $\hat{\Phi}_2$ を求める低次元オブザーバは、次のようになる。

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_2 = A_{21} i_1 + A_{22} \hat{\Phi}_2 + G \left(\frac{d}{dt} i_1 - (A_{11} i_1 + A_{12} \hat{\Phi}_2 + B_1 v_1) \right) \quad (b)$$

ここで、オブザーバとプラントのモデル誤差がない時の観測誤差 ε を次のように定義し、

$$\varepsilon = \hat{\Phi}_2 - \Phi_2 \quad (c)$$

誤差方程式を式(a)、(b) から求めれば、

$$\frac{d}{dt} \varepsilon = (A_{22} - GA_{12}) \varepsilon \quad (d)$$

ここで、オブザーバゲイン G を次のような形、

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

であると仮定して、式(d) に代入すれば、

$$\frac{d}{dt} \varepsilon = (e_1 I + e_2 J) \varepsilon \quad (f)$$

上式からオブザーバの極は

$$e_1 \pm je_2 \quad (g)$$

ここで、 e_1 と e_2 を具体的に求めれば、次のようになる。
d q 座標系では A_{22} および A_{12} が式(3.26) で与えられるから、

$$e_1 = -\frac{R_2}{L_2} - g_1 \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} - g_2 \omega_r \quad (h-1)$$

$$e_2 = -(\omega_0 - \omega_r) + g_1 \omega_r - g_2 \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} \quad (h-2)$$

a b 座標系では A_{22} および A_{12} が式(3.19) で与えられるから、(簡単には $\omega_0 = 0$ にすればよい)

$$e_1 = -\frac{R_2}{L_2} - g_1 \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} - g_2 \omega_r \quad (i-1)$$

$$e_2 = \omega_r + g_1 \omega_r - g_2 \frac{MR_2}{L_2^2 L_\sigma} \quad (i-2)$$

上式を比較すれば、d q 座標系ではオブザーバの極の虚部が制御入力 ω_0 によって変化するのに比べ、a b 座標系ではオブザーバの極は ω_0 に無関係である。このことは、d q 座標系のオブザーバの動特性が制御器の決定の影響を直接受けるのに対して、a b 座標系ではオブザーバの動特性は制御器とは分離していることを意味する。

次に、観測誤差 ε の挙動をもう少し詳しく調べてみよう。まず、 ε の大きさの応答 は、式(f) を利用して、公式 $\varepsilon^T J \varepsilon = 0$ に注意すれば、

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} \varepsilon^T \varepsilon \right] = e_1 \varepsilon^T \varepsilon \quad (j)$$

上式(j)から ε の大きさの応答はオブザーバ極の実部 e_1 で決まることが分かる。 e_1 は式(h-1) および(i-1) から明らかなように ω_0 に影響されないから、観測誤差 ε の大きさの応答は制御器に影響されないことが分かる。

これに対して、 ε の方向の変化 を調べてみよう。このために、 ε の方向を次のように定義する。すなわち、d q 座標系では d 軸から ε への角度を θ_2 とし、a b 座標系では a 軸から ε への角度を θ_2 とする。ここで、二次元ベクトルの微分と回転速度の間には次の関係があることに注意する。

$$\frac{d}{dt} \theta_2 \cdot \varepsilon^T \varepsilon = \varepsilon^T J \frac{d}{dt} \varepsilon \quad (k)$$

上式と (f) から次式が求められる。(ただし、 $\varepsilon^T \varepsilon \neq 0$ とする。)

$$\frac{d}{dt} \theta_2 = e_2 \quad (L)$$

上式から、観測誤差 ε の回転速度は、オブザーバ極の虚部で決まる。d q 座標系では、式(h-2) から e_2 が制御入力 ω_0 の影響を受ける。これに対して、a b 座標系では、式(i-2) から e_2 は制御入力の影響を受けないことが分かる。

(例題おわり)

§ 5-7-3 誘導電動機の離散時間モデルに基づくオブザーバの設計

[1] 誘導電動機の離散時間モデル

ここでは、誘導機の連続系モデルから離散系モデルを導く。誘導機の連続系モデルは、§ 5-3 [2-1] に示した a b 座標系(固定子座標系)の 2 軸モデルから、

$$\text{状態変数：一次電流} \quad i_1 = [i_{1a}, i_{1b}]^T \quad (7.1a)$$

$$\text{二次磁束} \quad \Phi_2 = [\Phi_{2a}, \Phi_{2b}]^T \quad (7.1b)$$

$$\text{制御入力：一次電圧} \quad v_1 = [v_{1a}, v_{1b}]^T \quad (7.1c)$$

$$\text{状態方程式：} \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_1 \quad (7.2a)$$

$$\text{出力方程式：} \quad i_1 = [I \quad 0] \begin{bmatrix} i_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} \quad (7.2b)$$

但し、

$$A_{11} = -\frac{1}{L_\sigma} \left[R_1 + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 R_2 \right] I \quad (7.2c)$$

$$A_{12} = \frac{M}{L_2 L_\sigma} \left[\frac{R_2}{L_2} I - \omega_r J \right] \quad (7.2d)$$

$$A_{21} = \left(MR_2/L_2 \right) I \quad (7.2e)$$

$$A_{22} = - \left(R_2/L_2 \right) I + \omega_r J \quad (7.2f)$$

$$B_1 = \left(1/L_\sigma \right) I \quad (7.2g)$$

$$L_\sigma = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} \quad (7.2h)$$

また、

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.3a)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.3b)$$

上式で、行列 A_{12} と A_{22} には時間的に変化する回転速度 ω_r をふくんでいるため直接に時間離散化できない。そこで、制御サンプリング周期を T として、その間は ω_r と v_1 は一定であると仮定する。そうすれば、状態方程式(7.2a)が平衡点回りで線形化されるから、これを時間離散化することができる。このようにして、誘導機の離散時間モデルは次のように求められる。

$$\begin{bmatrix} i_1(n+1) \\ \Phi_2(n+1) \end{bmatrix} = \Psi \begin{bmatrix} i_1(n) \\ \Phi_2(n) \end{bmatrix} + \Gamma v_1(n) \quad (7.4a)$$

$$i_1(n) = H \begin{bmatrix} i_1(n) \\ \Phi_2(n) \end{bmatrix} \quad (7.4b)$$

但し、 Ψ 、 Γ 、 H はサンプリング周期を T として次のように与えられる。

$$\Psi = \exp(\mathbf{A}T) = \begin{bmatrix} \phi_1 I - \phi_2 J & \phi_3 I - \phi_4 J \\ \phi_5 I + \phi_6 J & \phi_7 I + \phi_8 J \end{bmatrix} \quad (7.4c)$$

$$\Gamma = \int_0^T \exp(\mathbf{A}\eta) d\eta B = \begin{bmatrix} \Gamma_1 I - \Gamma_2 J \\ \Gamma_3 I + \Gamma_4 J \end{bmatrix} \quad (7.4d)$$

$$H = [I, 0] \quad (7.4e)$$

上式の $\phi_1 \sim \phi_8$ および $\Gamma_1 \sim \Gamma_4$ は、回転速度 ω_r の関数である。これらの値を実験装置のパラメータを使って数値計算してみた結果、 ω_r の高々2次の関数で近似できることがわかった。実験装置では、このようにして得られた近似式を使用している。

[2] 離散時間オブザーバの極配置

[2-1] 問題設定

上に示した誘導機の離散時間モデル式(7.4a) から、一次電流 \hat{i}_1 と2次巻線鎖交磁束 $\hat{\Phi}_2$ を推定する 同次元オブザーバの構成は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_1(n+1) \\ \hat{\Phi}_2(n+1) \end{bmatrix} = \Psi \begin{bmatrix} \hat{i}_1(n) \\ \hat{\Phi}_2(n) \end{bmatrix} + \Gamma v_1(n) + K [\hat{i}_1(n) - \hat{i}_1(n)] \quad (7.5)$$

このオブザーバのゲイン行列 K を適当に決めることにより、オブザーバの極を配置することができる。このとき、オブザーバの極が指定されたときにゲイン行列をどの様に定めればよいか問題となる。

ここでは、式(7.5) の オブザーバの極を $\alpha \pm j\beta$ 、 $\gamma \pm j\delta$ に配置する ことにする。一般に多入力多出力系のオブザーバゲイン行列には余分な自由度があるが、ここでは、次に示すような歪対称行列とする。

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \\ k_3 & -k_4 \\ k_4 & k_3 \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

上式のようにゲイン行列の形を限定したので、その値を一意に決めることができる。

[2-2] オブザーバゲインの設計

オブザーバの極配置は、まず双対なフィードバック系の極配置を行う。これには、可制御標準形を経由する方法が利用できる。次に得られたフィードバックゲインを転置すればオブザーバゲイン行列を求めることができる。その一般的な方法は、極配置法としてすでに知られている（たとえば、小郷、美多「システム制御理論入門」第5章、実教出版）。以下には、それに準拠して、式(7.5) のような具体的な場合について、オブザーバゲインの導出過程を詳細に示す。

<手順1> まず、双対なフィードバック系の可制御標準系と特性多項式を導出する。式(7.5) と双対なシステムは、次のように求められる。

$$A = \Psi^T \quad (7.7a)$$

$$B = H^T \quad (7.7b)$$

Ψ 、 H は、式(7.4c)、(7.4e) で与えられ、上添字 T は転置を示す。

<手順2> 上の B の第 i 列ベクトルを b_i と書き、次の行列 Θ をつくる。

$$\Theta = [b_1, Ab_1, b_2, Ab_2] \quad (7.8a)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & \phi_1 & 0 & -\phi_2 \\ 0 & \phi_2 & 1 & \phi_1 \\ 0 & \phi_3 & 0 & -\phi_4 \\ 0 & \phi_4 & 0 & \phi_3 \end{bmatrix} \quad (7.8b)$$

Θ^{-1} を計算すれば、

$$\Theta^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & a & b \\ 0 & 0 & c & d \\ 0 & 1 & -b & a \\ 0 & 0 & -d & c \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

ただし、

$$a = -\frac{\phi_1 \phi_3 + \phi_2 \phi_4}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.10a)$$

$$b = -\frac{\phi_1 \phi_4 - \phi_2 \phi_3}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.10b)$$

$$c = \frac{\phi_3}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.10c)$$

$$d = \frac{\phi_4}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.10d)$$

その第2行と第4行ベクトルを h_1, h_2 とすれば、次のようになる。

$$h_1 = [0, 0, c, d] \quad (7.11a)$$

$$h_2 = [0, 0, -d, c] \quad (7.11b)$$

<手順3> 次に、 A を可制御標準形に変換する行列 S を次のように作る。

$$S = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_1 A \\ h_2 \\ h_2 A \end{bmatrix} \quad (7.12a)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & c & d \\ 1 & 0 & e & f \\ 0 & 0 & -d & c \\ 0 & 1 & -f & e \end{bmatrix} \quad (7.12b)$$

ただし、 c, d は、それぞれ、式(7.10c)、(7.10d) で与えられ、また、

$$e = \frac{\phi_3 \phi_7 - \phi_4 \phi_8}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.13a)$$

$$f = \frac{\phi_3 \phi_8 + \phi_4 \phi_7}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.13b)$$

また、 S^{-1} を計算しておけば、

$$S^{-1} = \begin{bmatrix} -\phi_7 & 1 & -\phi_8 & 0 \\ \phi_8 & 0 & -\phi_7 & 1 \\ \phi_3 & 0 & -\phi_4 & 0 \\ \phi_4 & 0 & \phi_3 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

<手順4> この S を使って A を正則変換すれば、次のような可制御標準形を得る。

$$\tilde{A} = SAS^{-1} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & \tilde{A}_{12} \\ \tilde{A}_{21} & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix} \quad (7.15)$$

但し、

$$\tilde{A}_{11} = \tilde{A}_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_{11} & -a_{12} \end{bmatrix} \quad (7.16a)$$

$$\tilde{A}_{12} = -\tilde{A}_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -a_{13} & -a_{14} \end{bmatrix} \quad (7.16b)$$

$$a_{11} = \phi_1 \phi_7 + \phi_2 \phi_8 - \phi_3 \phi_5 - \phi_4 \phi_6 \quad (7.17a)$$

$$a_{12} = -\phi_1 - \phi_7 \quad (7.17b)$$

$$a_{13} = \phi_1 \phi_8 + \phi_4 \phi_5 - \phi_2 \phi_7 - \phi_3 \phi_6 \quad (7.17c)$$

$$a_{14} = \phi_2 - \phi_8 \quad (7.17d)$$

また、後で必要となる \tilde{B} も求めておく。

$$\tilde{B} = SB = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

<手順5> 式(7.15) ~ (7.16b)により行列 \tilde{A} の特性多項式は次のようになる。

$$|zI - \tilde{A}| = \begin{vmatrix} g_{11}(z) & g_{12}(z) \\ g_{21}(z) & g_{22}(z) \end{vmatrix} \quad (7.19)$$

ただし、

$$g_{11}(z) = g_{22}(z) = z^2 + a_{12}z + a_{11} \quad (7.20a)$$

$$g_{12}(z) = -g_{21}(z) = a_{14}z + a_{13} \quad (7.20b)$$

以上で、可制御標準形と特性多項式が求められ、極配置の準備ができた。

<手順6> 次に、極配置を行う。すなわち、 $A - BF$ の極を $\alpha \pm j\beta$ と $\gamma \pm j\delta$ とするようなゲイン行列 F を<手順8>までにより求める。

まず、 \tilde{B} の要素 $b_{12} = 0$ であるから G は、

$$G = \begin{bmatrix} 1 & b_{12} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

<手順7> 次の行列 \tilde{F}

$$\tilde{F} = \begin{bmatrix} \tilde{k}_1 & \tilde{k}_2 & \tilde{k}_3 & \tilde{k}_4 \\ -\tilde{k}_3 & -\tilde{k}_4 & \tilde{k}_1 & \tilde{k}_2 \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

の要素を以下のようにして決める。すなわち、 $A - BF$ の特性方程式は

$$\begin{vmatrix} g'_{11}(z) & g'_{12}(z) \\ g'_{21}(z) & g'_{22}(z) \end{vmatrix} = 0 \quad (7.23)$$

で与えられることが知られており、この特性方程式が指定極を根に持つようにする。ただし、 $g'_{ij}(z)$ は、式(7.19)の z の多項式 $g_{ij}(z)$ の係数 a_{kl} を $a_{kl} + (\tilde{F}$ の第 kl 要素)に置き換えて得られる多項式である。ここで、式(7.20b)から式(7.19)の右辺は歪対称行列であることと、 \tilde{F} を式(7.23)のようにしたことから、 $g'_{21}(z) = -g'_{12}(z)$ となることに注意すれば、特性多項式は、次のようになる。

$$\begin{vmatrix} g'_{11}(z) & g'_{12}(z) \\ g'_{21}(z) & g'_{22}(z) \end{vmatrix} = [g'_{11}(z) + jg'_{12}(z)] [g'_{11}(z) - jg'_{12}(z)] \quad (7.24)$$

ただし、

$$g'_{11}(z) = z^2 + (a_{12} + \tilde{k}_2)z + (a_{11} + \tilde{k}_1) \quad (7.25a)$$

$$g'_{12}(z) = (a_{14} + \tilde{k}_4)z + (a_{13} + \tilde{k}_3) \quad (7.25b)$$

一方、根を $\alpha \pm j\beta$ と $\gamma \pm j\delta$ とする特性多項式は

$$\begin{aligned} (z - \alpha - j\beta)(z - \alpha + j\beta)(z - \gamma - j\delta)(z - \gamma + j\delta) \\ = [p(z) + jq(z)][p(z) - jq(z)] \end{aligned} \quad (7.26)$$

であり、両辺の z の係数が等しくなるためには、

$$p(z) = z^2 - (\alpha + \gamma)z + (\alpha\gamma - \beta\delta) \quad (7.27a)$$

$$q(z) = (\beta + \delta)z - (\alpha\delta + \beta\gamma) \quad (7.27b)$$

ここで、式(7.24)と式(7.26)が一致するように \tilde{k}_i を求める。具体的には、式(7.25a)と式(7.27a)、および、式(7.25b)と式(7.27b)のそれぞれの係数が等しくなるように \tilde{k}_i を決める。その結果、次式を得る。

$$\tilde{k}_1 = -a_{11} + \alpha\gamma - \beta\delta \quad (7.28a)$$

$$\tilde{k}_2 = -a_{12} - \alpha - \gamma \quad (7.28b)$$

$$\tilde{k}_3 = -a_{13} - \alpha\delta - \beta\gamma \quad (7.28c)$$

$$\tilde{k}_4 = -a_{14} + \beta + \delta \quad (7.28d)$$

以上により、式(7.22)の \tilde{F} が定まった。

<手順8> フィードバック系の極配置を行うゲイン行列 F は

$$F = G\tilde{F}S \quad (7.29)$$

で与えられることが知られている。上式を、式(7.21)の G 、式(7.22)の \tilde{F} 、および、式(7.12a)の S を使って具体的に計算すれば次式のようになる。

$$F = G\tilde{F}S = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 \\ -k_2 & k_1 & -k_4 & k_3 \end{bmatrix} \quad (7.30)$$

ただし、

$$k_1 = \tilde{k}_2 \quad (7.31a)$$

$$k_2 = \tilde{k}_4 \quad (7.31b)$$

$$k_3 = \frac{\phi_3 \tilde{k}_1 + (\phi_3 \phi_7 - \phi_4 \phi_8) \tilde{k}_2 - \phi_4 \tilde{k}_3 - (\phi_3 \phi_8 + \phi_4 \phi_7) \tilde{k}_4}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.31c)$$

$$k_4 = \frac{\phi_4 \tilde{k}_1 + (\phi_3 \phi_8 + \phi_4 \phi_7) \tilde{k}_2 + \phi_3 \tilde{k}_3 + (\phi_3 \phi_7 - \phi_4 \phi_8) \tilde{k}_4}{\phi_3^2 + \phi_4^2} \quad (7.31d)$$

以上によりフィードバック系の極配置を行うゲイン行列 F が求められた。

<手順9> オブザーバの極配置を行うゲイン行列は、上で求めた F の転置行列として求められることが知られている。従って、式(7.5)のオブザーバの極を $\alpha \pm j\beta$ と $\gamma \pm j\delta$ に配置するゲイン行列は

$$K = F^T = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \\ k_3 & -k_4 \\ k_4 & k_3 \end{bmatrix} \quad (7.32)$$

のように求められた。

【注意】 $k_1 \sim k_4$ の数値計算には、式(7.31a)～(7.31d)を用いる。ただし、 $\phi_1 \sim \phi_4$ は式(7.4c)、 $a_{11} \sim a_{14}$ は式(7.17a)～(7.17d)、 $\tilde{k}_1 \sim \tilde{k}_4$ は式(7.28a)～(7.28d)により計算する。

[3] 移動極オブザーバの設計

最近、2次巻線鎖交磁束を推定する低次元オブザーバのゲインおよび極の設定について新しい提案がなされている。すなわち、オブザーバの極は、固定するよりも回転速度 ω_r に応じて変化させるべきであるという報告である[WH-1, HY-6]。すなわち、回転速度に応じて極を移動させることにより、低回転速度付近でオブザーバのゲインが過大になることを回避でき、パラメータ誤差に起因する推定誤差を小さくできるとされている。

ここでは、これらを参考にして、上に示したオブザーバの極を回転速度の変化による誘導機自身の極の動きに合わせて移動させることにする。すなわち、誘導機自身の極を $\alpha_p \pm j\beta_p$ 、 $\gamma_p \pm j\delta_p$ とすると、オブザーバの極 $\alpha \pm j\beta$ 、 $\gamma \pm j\delta$ を

$$\alpha \pm j\beta = L(\alpha_p \pm j\beta_p) \quad (7.33a)$$

$$\gamma \pm j\delta = L(\gamma_p \pm j\delta_p) \quad (7.33b)$$

とする。ただし、スカラー L は $0 < L < 1$ である。このようにオブザーバの極を配置できれば、回転速度による誘導機自身の極の変化に比例してオブザーバの極が変化し、かつ、オブザーバの極を誘導機自身の極よりも Z 平面で原点に近く配置することができるから応答も速くなる。このようにオブザーバ極を配置するゲイン行列は、誘導機自身の極を直接求めなくても、次のようにして求めることができる。式(7.5) で $K=0$ 、すなわち

$$k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = 0 \quad (7.34)$$

であれば、オブザーバ極は誘導機自身の極に一致する。従って、誘導機自身の極は、式(7.31a) ~ (7.31d)、(7.28a) ~ (7.28d)、(7.34)から、次式を満たす。

$$0 = -a_{11} + \alpha_p \gamma_p - \beta_p \delta_p \quad (7.35a)$$

$$0 = -a_{12} - \alpha_p - \gamma_p \quad (7.35b)$$

$$0 = -a_{13} - \alpha_p \delta_p - \beta_p \gamma_p \quad (7.35c)$$

$$0 = -a_{14} + \beta_p + \delta_p \quad (7.35d)$$

式(7.33a), (7.33b), (7.35a) ~ (7.35d)から、 α_p 、 β_p 、 γ_p 、 δ_p を消去して、整理すれば

$$\alpha \gamma - \beta \delta = L^2 a_{11} \quad (7.36a)$$

$$\alpha + \gamma = -La_{12} \quad (7.36b)$$

$$\alpha \delta + \beta \gamma = -L^2 a_{13} \quad (7.36c)$$

$$\beta + \delta = La_{14} \quad (7.36d)$$

式(7.36a) ~ (7.36d)は、オブザーバ極が式(7.33a), (7.33b)のように誘導機の極に比例して変化するときのオブザーバ極の満たすべき条件式である。このとき、式(7.28a) ~ (7.28d)は式(7.36a) ~ (7.36d)を使って次のようになる。

$$\tilde{k}_1 = (L^2 - 1)a_{11} \quad (7.37a)$$

$$\tilde{k}_2 = (L - 1)a_{12} \quad (7.37b)$$

$$\tilde{k}_3 = (L^2 - 1)a_{13} \quad (7.37c)$$

$$\tilde{k}_4 = (L - 1)a_{14} \quad (7.37d)$$

以上により、オブザーバ極を式(7.33a)と(7.33b)のように変化させるためのオブザーバゲイン行列、すなわち、式(7.6)の K の要素は、式(7.31a) ~ (7.31d)、と式(7.17a) ~ (7.17d)、(7.37a) ~ (7.37d)、および、式(7.4c)で計算することができることが明らかとなった。なお、設計パラメータは、スカラー L だけである。 L の値は、現在のところ 0.9 としている。これは、試行錯誤により決めたものであるが、今後論理的な設計法の開発が必要である。

§ 5-7-4 オブザーバによる2次巻線鎖交磁束推定の予備実験結果

ここまでの結果により、理論的にはオブザーバを設計できることが分かった。しかし、実システムでは、これまでの検討では考慮されていない検出ノイズ、

および、電動機パラメータのミスマッチなどのため、理論通りの性能が得られないかもしれない。そこで、巻線型誘導電動機を用いた予備実験を行った。

図5.7-1 には、予備実験により得られた2次巻線鎖交磁束の実際値 (Φ_{2a}, Φ_{2b}) とオブザーバによる推定値 ($\hat{\Phi}_{2a}, \hat{\Phi}_{2b}$) を比較してある。なお、この予備実験では、巻線型誘導電動機 (2.2kW) を用いているから、2次電流が検出でき、それと1次電流から2次巻線鎖交磁束を計算できる。このようにして求めたものが、図中の2次巻線鎖交磁束の実際値 (Φ_{2a}, Φ_{2b}) である。この結果から、オブザーバによる2次巻線鎖交磁束の推定値は、実際値の応答を非常によく追従していることが分かる。これにより、実システムでも問題なく、2次巻線鎖交磁束の推定のためにオブザーバを利用できる見通しが得られた。

§ 5-7-5 フィードバック制御系の構成

ここでは、オブザーバにより推定された2次巻線鎖交磁束を利用して、トルクおよび2次巻線鎖交磁束のフィードバック制御系の構成方法を示す。

図5.7-2 にフィードバック制御系の構成図を示す。この図を、説明する前に、デジタル制御系に固有な1サンプリング周期の遅れを補償するための工夫について述べておく。

一般にデジタル制御系では、検出データの入力からプラントへの制御入力の出力までの間に1サンプリング周期の遅れがある。この遅れは、1サンプリング周期未来の状態量を予測推定し、それに基づいて制御入力を決定すれば、補償することができる。この考え方をトルク・磁束フィードバック制御に応用する。まず、第 n 回目の検出データを得た時点で、第 $n+1$ 回目の状態量 $\hat{i}_1(n+1)$ 、 $\hat{\Phi}_2(n+1)$ を式(7.5) のオブザーバにより予測推定する。推定された $\hat{i}_1(n+1)$ 、 $\hat{\Phi}_2(n+1)$ を利用して、フィードバックするトルクおよび2次巻線鎖交磁束の大きさを計算する。さらに、これらのフィードバック信号と、トルクおよび2次巻線鎖交磁束の指令値を比較し、PI制御器などにより1次電流指令値 (i_{1d}^* 、 i_{1q}^*) を決定する。最後に、それを a, b 座標データ (交流電流指令値) に変換しておく。ここまですべて、第 $n+1$ 回目のサンプリング時刻になる前に完了しておく。すると、第 $n+1$ 回目のサンプリング時刻に出力される指令値は、あたかも第 $n+1$ 回目の検出データから計算されたようにみえる。よって、1サンプリング周期の遅れを補償できことになる。

具体的には、フィードバックするトルクおよび2次巻線鎖交磁束の推定値は、オブザーバの出力を使って次のように計算する。

$$\hat{T}_q(n+1) = \frac{M}{L_2} [\hat{i}_{1a}(n+1)\hat{\Phi}_{2b}(n+1) - \hat{i}_{1b}(n+1)\hat{\Phi}_{2a}(n+1)] \quad (7.38)$$

$$|\hat{\Phi}_2(n+1)| = \sqrt{\hat{\Phi}_{2a}^2(n+1) + \hat{\Phi}_{2b}^2(n+1)} \quad (7.39)$$

また、2次巻線鎖交磁束の a 軸からの角度の推定値 $\hat{\theta}(n+1)$ は

$$\hat{\theta}(n+1) = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\Phi}_{2b}(n+1)}{\hat{\Phi}_{2a}(n+1)} \right) \quad (7.40)$$

図5.7-2 では、上のようにして得られたトルクおよび2次巻線鎖交磁束の推定値を利用してフィードバック制御を行うようにしている。図に示したように、トルクおよび2次巻線鎖交磁束の大きさの誤差をそれぞれ PI 制御器に入力し、一次電流のトルク分電流指令 i_{1q}^* および磁束分電流指令 i_{1d}^* を作る。但し、これらは2次巻線鎖交磁束に同期して回転する d, q 座標系の各軸方向成分であり、上添字 $*$ は指令値であることを示す。これらの d, q 座標系上の指令値は、次式により a, b 座標系の (交流) 指令値に変換される。

$$\begin{bmatrix} i_{1a}^* \\ i_{1b}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta} + K_1 \Delta T_q) & -\sin(\hat{\theta} + K_1 \Delta T_q) \\ \sin(\hat{\theta} + K_1 \Delta T_q) & \cos(\hat{\theta} + K_1 \Delta T_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{bmatrix} \quad (7.41)$$

なお、上式の $K_1 \Delta T_q$ は、トルク誤差 ΔT_q に応じて磁束の位相を進めることにより、トルク応答を高速化するための補償項である。この項は、すべり周波数型ベクトル制御を a, b 座標系で導出するとでてくる「すべり周波数の過渡項」[AY-1]に対応する。ただし、周波数ではなく、それを積分して位相データに変換した表現になっている。

§ 5-7-6 シミュレーションによる制御特性の評価

2次抵抗変動がある場合に、上に示した制御系の制御特性がどのようなかをシミュレーションにより評価した。シミュレーションに使用した定数を表5.7-1に示す。これは、あとで示す実験装置の定数と同じものである。

図5.7-3と5.7-4に、トルク指令値のステップ状の変化に対する応答のシミュレーション結果を示す。オブザーバを用いたトルク・磁束フィードバック制御系(図5.7-3)と、従来の電流型すべり周波数ベクトル制御系(図5.7-4)を比較できるようにしてある。各図で、(a)は、制御演算に用いる2次抵抗値 R_2^* が実際値 R_2 と等しい場合($R_2^*=100\%$)であり、(b)は、 R_2^* を増やして $R_2^*=125\%$ とした場合である。トルク・磁束フィードバック制御系の応答(図5.7-3(b))では、2次抵抗値が変動しているにもかかわらずトルク応答は良好である。これに対して、従来の電流型すべり周波数ベクトル制御系の応答(図5.7-4(b))では、2次抵抗値変動のために出力トルクが一旦ステップ状に増加したあとゆるやかに変化し、定常的なトルク誤差を生じている。

図5.7-5のグラフには、2次抵抗値変動に対する定常的なトルク制御誤差を示している。図5.7-5(b)をみると、電流型すべり周波数ベクトル制御では、2次抵抗値(R_2^*)の変動分を25%とすると約-15%の定常トルク制御誤差が生じている。一方、トルク・磁束フィードバック制御系では、同じ条件で定常トルク制御誤差が約-1%に低減されている。

以上のシミュレーション結果により、トルク・磁束フィードバック制御系は2次抵抗値の変動に対してロバストであることがわかる。

§ 5-7-7 実験によるトルク制御特性の検証

[1] 実験装置の構成

図5.7-6に実験装置のハードウェア構成図を示す。供試電動機は、0.9kW 4極のかご型誘導電動機で、その定数は表5.7-1に示した。(シミュレーションと同じである。)

誘導電動機の回転軸には、同期発電機が直結されており、その発生電力は定抵抗負荷で消費されるようになっている。図5.7-7には、誘導電動機の発生トルクと回転速度の関係の実測データを示す。同図から、200rpm以上では、発生トルクと回転速度の関係が線形となっていることがわかる。従って、回転速度から発生トルクを評価することができる。

パワートランジスタで構成された駆動用のPWMインバータのキャリア周波数

は3kHzである。また、このインバータには交流出力電流制御用のマイナーループを設けてある。

先に述べたオブザーバ、および、トルク・磁束フィードバック制御の演算は、DSP(NEC μ PD77230)により実行され、制御サンプリング周期は200 μ secである。制御演算に必要な誘導電動機の1次電流(3相交流)はホールCTで絶縁され、また、1次電圧は時定数約1msecのCRフィルタで高周波分を除去した後で絶縁アンプに入力される。これらの絶縁された電流・電圧信号は、アナログ回路により3/2相変換されてab座標系信号になる。そして、200 μ sec毎にホールドされ、12bit A/Dコンバータを介してDSPに取り込まれる。電動機の位置および速度の検出には2048pulse/回転のパルスジェネレータを用いている。

制御演算結果である誘導電動機への一次電流交流指令値(i_{1u}^*, i_{1v}^*)は、12bit D/Aコンバータを介してPWMインバータの電流制御マイナーループへ与えられる。

[2] トルク制御特性の実験結果

本節で提案したトルク・磁束フィードバック制御系、および、電流型すべり周波数ベクトル制御系において、2次抵抗値の変動がトルク制御特性に与える影響を実験的に調べた。実験では、トルク指令値を0.15kgmから0.3kgmにステップ変化させ、その時の回転速度の変化を記録した。なお、この実験では、トルク制御特性をみたいので速度制御は行っていない。また、制御器の内部で用いられる2次抵抗値 R_2^* については、実際値に等しい場合($R_2^*=100\%$)と、実際値より25%増加した場合($R_2^*=125\%$)の実験を行った。

図5.7-8はトルク・磁束フィードバック制御系の実験結果であり、図5.7-9は電流型すべり周波数ベクトル制御系の結果である。これらの実験結果から、トルク指令値の変化に対する回転速度の変化分を求めた結果を、表5.7-2にまとめて示す。同表中のトルク誤差の値は、図5.7-7のデータにより回転数の変化分をトルクに換算したものである。この結果から、2次抵抗値が25%変化した場合のトルク制御誤差は、電流型すべり周波数ベクトル制御では-15.7%であるのに対して、トルク・磁束フィードバック制御では-2.5%であり、大幅に低減されていることが分かる。また、これらの結果は、シミュレーション結果ともよく一致する。

§ 5-7-8 本節のまとめ

本節では、まず、誘導電動機の離散時間オブザーバの設計法とそれを利用したトルク・磁束フィードバック制御系の構成法を示した。さらに、シミュレーションおよび実験結果により、トルク・磁束フィードバック制御系のトルク制御特性が、2次抵抗値の変動に対してロバストであることを確認した。得られた成果を項目ごとに示す。

[1] オブザーバを構成する座標系

回転するd-q座標ではなく、1次巻線に固定したa-b座標上でオブザーバを構成した方が、オブザーバと制御器の動特性が分離するため好都合であることを明らかにした。(§ 5-7-2の例題)

[2] 離散時間オブザーバの設計

- (1) オブザーバの極配置をするためのゲインの計算は、標準的な設計法を利用して行うことができる。しかし、その数式展開はかなり煩雑である。(§ 5-7-3 [2])
- (2) オブザーバの極を、回転速度により変化する誘導電動機自身の極の動きに合わせて、移動するためのゲイン計算法を示した。その結果によれば、設計パラメータは、式(7.33a)、(7.33b)のスカラ L だけとなる。(§ 5-7-3 [3])
- (3) 上記の L の値は、現在のところ 0.9 である。これは、シミュレーションにより試行錯誤をしながら決めた。今後は、この値の設計法を検討する必要がある。

[3] トルク・磁束フィードバック制御系の構成

- (1) 図5.7-2 に構成図を示した。特に、デジタル制御系固有の1サンプリング周期の遅れを、オブザーバにより状態を予測推定することにより補償している。(§ 5-7-5)
- (2) 図5.7-6 に示した実験システムを製作し、この制御法により良好な制御ができることを確認した。なお、オブザーバおよび制御演算は、DSPにより行っており、制御サンプリング周期は、 $200\mu\text{sec}$ である。(§ 5-7-7 [1])

[4] 巻線型誘導電動機を用いたオブザーバ性能の確認

巻線型誘導電動機を用いた実験により、オブザーバによる2次巻線鎖交磁束の推定値が実際値とよく一致することを確認した。(§ 5-7-4)

[5] シミュレーションおよび実験によるトルク制御特性の評価

- (1) トルク・磁束フィードバック制御系により、2次抵抗値が25%変動した場合でも、高速なトルクステップ応答が得られることをシミュレーションにより確認した。(§ 5-7-6)
- (2) トルク・磁束フィードバック制御系の定常的なトルク制御誤差は、2次抵抗値が25%変動したときに、シミュレーションでは-1.0%、実験では-2.5%であった。これは、電流型すべり周波数ベクトル制御では、-15.7% (実験値) であるのに比べ、非常に小さく、トルク・磁束フィードバック制御系のロバスト性を確認できた。(§ 5-7-7 [2])

§ 5-8 本章のまとめ

本章では、2次抵抗値の変動に強い誘導電動機の高速トルク制御系について述べた。いわゆる「すべり周波数ベクトル制御」は、従来から誘導電動機の高性能制御方法として実用に供されている。この制御法の問題点のひとつとして、「2次抵抗値 R_2 が変動すると制御特性が悪くなる」ということが従来から指摘されていた。そこで、本章では、 R_2 変動に対して強いトルク制御方法の確立を目指して研究を行い、次の成果を得た。(なお、速度制御系では特性の劣化を明確に出来ないことが分かった (§ 5-5-5) ので、トルク制御系としての特性に着目しその改善を研究目的とした。)

- [1] 従来の電流制御型ベクトル制御の妥当性の明確化
- [2] 電圧型ベクトル制御の利点の検証
- [3] 同期ワットトルクフィードバック制御の提案と有効性の検証
- [4] 2次鎖交磁束オブザーバを用いたトルク制御の有効性の検証

項目ごとにその概要を示す。

[1] 従来の電流制御型ベクトル制御の妥当性の明確化

§5-4では、従来の「すべり周波数型ベクトル制御」の説明において不明確と思われる点を補った。

従来の説明では、2次巻線鎖交磁束 Φ_2 の方向が制御器の定めたd軸方向と一致する理由が不明確であった。§5-4では、その理由を【定理5.4.1】として証明した。すなわち、従来のすべり周波数型ベクトル制御系において制御パラメータに誤差がなくトルク指令値 T_q^* が0であれば、 Φ_{2g} (d軸と直交する Φ_2 の成分)に初期誤差があってもそれは時定数 R_2/L_2 で消失する。 $(T_q^*$ が0でなくても消失するが、その過程は振動的となる)しかし、 R_2 などが変動して制御パラメータに誤差があると、この定理は有効でなくなる。このため、 R_2 が変動すると制御特性が劣化するという従来から知られていた問題が生じるのである。

[2] 電圧型のベクトル制御の利点の検証

§5-5では、1次電圧とすべり周波数を制御入力とする電圧型ベクトル制御の制御則を導出し、これと従来の電流型ベクトル制御と間で、2次抵抗値の変動に対する制御性能の比較を行った。その結果、電圧型の方が2次抵抗値変動に対して強いことが分かった。その成果は§5-5-7に詳細にまとめてあるが、その要点は次のとおりである。

すなわち、電圧型でも電流型でも、 R_2 が増加すると Φ_2 の大きさは減少する。ただし、電圧型では回転速度が大きくなるほど Φ_2 の大きさの変動が小さくなる。これに対して、電流型では Φ_2 の大きさの変動が電圧型に比べて大きく、回転速度の大小によって変わらない。また、電圧型では R_2 が変動したときでも Φ_2 の大きさはトルク指令値の影響を受けにくい。このため、トルクステップ応答にゆっくりした変動が生じない。(電流型では、トルクの大きさがゆっくり変動する。)これらのことから、電圧型の方が、「 Φ_2 の大きさを一定に保つ」という高速トルク制御の基本原則を良く満たしているといえる。

しかし、電圧型ベクトル制御でも、 R_2 が変動すると定常的な発生トルクの大

きさが変化してしまうという問題が残る。これに対しては、トルクの検出法およびそれを利用したフィードバック制御方法の開発が必要である。このため、次に示す同期ワットトルクを利用したフィードバック制御を提案した。

[3] 同期ワットトルクフィードバック制御の提案と有効性の検証

§5-6では、同期ワットトルクによる簡便なトルク検出法、およびそれを利用したトルクフィードバック制御法を提案した。さらに、その有効性をシミュレーションおよび実験により検証した。その成果は§5-6-5にまとめてあるが、その要点は次のとおりである。

すなわち、誘導電動機内部の磁束の大きさが一定値に保たれれば、同期ワットトルクにより瞬時トルクを検出できる。それを利用してトルクフィードバック制御系を構成すれば、 R_2 が変動しても発生トルクに制御誤差が生じない。たとえば、同期ワットトルクフィードバック制御を行った実験システムにおいて、一定トルク指令値で運転中に R_2 を変化させても回転速度は変動しなかった。

同期ワットトルクフィードバック制御は、従来のベクトル制御システムに簡単な演算回路を付加するだけで実現できるから実用的である。しかし、2次巻線鎖交磁束の制御誤差を修正するメカニズムは持っていない。よって、この制御が有効であるのは、2次巻線鎖交磁束をd軸方向の一定値に保つような制御(たとえばベクトル制御)と併用する場合に限られる。これに対して、2次巻線鎖交磁束そのものを検出することが出来れば、それをフィードバックして制御することができ、さらに高性能な制御系を実現できると予想される。このため、オブザーバを利用して2次巻線鎖交磁束を検出する方法を次のように検討した。

[4] 2次鎖交磁束オブザーバを用いたトルク制御の有効性の検証

§5-7では、まず、誘導電動機の離散時間オブザーバの設計法とそれを利用したトルク・磁束フィードバック制御系の構成法を示した。さらに、シミュレーションおよび実験結果により、トルク・磁束フィードバック制御系のトルク制御特性が、2次抵抗値の変動に対してロバストであることを確認した。その成果は§5-7-8にまとめてあるが、その要点は次のとおりである。

すなわち、2次巻線鎖交磁束を推定する離散時間オブザーバを DSP を用いて実現し、これにより2次巻線鎖交磁束を検出できることを巻線型誘導電動機を用いて検証した。次に、2次巻線鎖交磁束の推定値を利用してトルク・磁束フィードバック制御系を構成し、実験を行った。その結果、 R_2 が 25% 変動したときのトルク制御誤差は -1% であった。(従来の電流型ベクトル制御のトルク制御誤差は -15.7 %である。) これにより、トルク・磁束フィードバック制御系が R_2 の変動に対してロバストであることが確認できた。

§ 5-9 本章の参考文献

誘導電動機の高速トルク制御(ベクトル制御)関係論文リスト

A Z. ベクトル制御の古典 1979年まで

- [AZ-1] K.Hasse : "Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichter gespeisten Asynchronkurzschlussläufermotoren", Dissertation T.U.Darmstadt, 1969
- [AZ-2] F.Blaschke : "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen", Siemens Zeitschrift, Vol.45, pp.757-760, 1971 (邦訳:「回転磁界機のトランスベクトル制御の基本(磁界オリエンテーションの原理)」, 富士時報, Vol.45, No.2, pp.264-267, 1972)
- [AZ-3] W.Flöter, H.Ripperger : "Die TRANSVEKTOR-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine", Siemens Zeitschrift, Vol.45, pp.761-764, 1971 (邦訳:「誘導電動機の磁界オリエンテーション運転のためのトランスベクトル制御」, 富士時報, Vol.47, No.2, pp.260-263, 1974)
- [AZ-4] F.Blaschke : "A new method for the structural decoupling of AC induction machines", 2nd IFAC Symposium on Multivariable Tech. Cont. Systems, 6.3.1., 1971
- [AZ-5] F.Blaschke : "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine", Dissertation T.U.Braunschweig, 1974
- [AZ-6] F.Blaschke, K.Bohm : "Verfahren der Felderfassung bei der Regelung Stromrichtergespeister Asynchronmaschinen", IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, pp.635-649, 1974.10

- [AZ-7] 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, Vol.38, No.148, p.588-601, 1974.4
- [AZ-8] 熊野ほか : "誘導電動機の高速応答制御方式", 第25回パワーエレクトロニクス研究会資料, 1977
- [AZ-9] 野中、伊藤 : "電圧形インバータ駆動誘導電動機の評価指数による安定度の考察", 電気学会論文誌B, Vol.98, No.1, pp.71-78, 1978.1
- [AZ-10] 鈴木、中野、原、柳瀬 : "交流機のトランスベクトル制御", 電気学会制御変換装置研究会資料, PCC-78-6, 1978
- [AZ-11] 難波江、黒沢 : "誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御", 電気学会論文誌, Vol.98B, No.3, p.303, 1978.3
- [AZ-12] 大塚ほか : "誘導電動機の高速応答制御と安定性", 東芝レビュー, Vol.33, No.12, p.1050, 1978.12
- [AZ-13] 大谷ほか : "誘導電動機の直流機化制御", 電気学会電力応用研究会資料, EPA-79-2, 1979.3

B Z. 1983年電気学会全国大会シンポジウムS. 8 「交流電動機ベクトル制御技術の現状と問題点」

- [BZ-1] 難波江 : "総論", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-1, 1983.4
- [BZ-2] 長瀬、堀、奥山 : "ベクトル制御の理論", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-2, 1983.4
- [BZ-3] 赤松 : "ベクトル制御の制御方式 -Control Scheme-", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-3, 1983.4
- [BZ-4] 柳瀬 : "ベクトル制御における半導体変換装置", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-4, 1983.4
- [BZ-5] 戸田、寺嶋 : "電動機における技術問題", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-5, 1983.4
- [BZ-6] 岩金、広瀬、平井 : "ベクトル制御のサーボモータへの応用", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-6, 1983.4
- [BZ-7] 平田、内藤 : "ベクトル制御の産業応用", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-7, 1983.4

C Z. 1989年電気学会全国大会シンポジウムS. 8 「ベクトル制御の最近の動向」 S. 8-1

- [CZ-1] 難波江 : "総論", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-1, 1989.4
- S. 8-2 誘導機のベクトル制御
- [CZ-2] 杉本 : "二次抵抗変動を補償する制御", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-2-1, 1989.4
- [CZ-3] 高橋 : "一次鎖交磁束に着目した高速トルク制御", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-2-2, 1989.4
- [CZ-4] 堀 : "磁束検出/推定にもとづくベクトル制御", 1989年電気学会全国大会

シンポジウムS.8-2-3, 1989.4

- [CZ-5] 大谷 : "速度センサレスベクトル制御", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-2-4, 1989.4

S. 8-3 同期機のベクトル制御

- [CZ-6] 大沢 : "同期機のベクトル制御", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-3, 1989.4

S. 8-4 ベクトル制御装置の実システムへの応用

- [CZ-7] 神山、斉藤 : "実システムへの応用 (I)", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-4-1, 1989.4

- [CZ-8] 斉藤、神山 : "実システムへの応用 (II)", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-4-2, 1989.4

A Y. 赤木 泰文

- [AY-1] 赤木 : "A C モータのベクトル制御", 電気学会D分冊, Vol.108-D, No.8, pp.726-733, 1988.8

F U. 富士電機

- [FU-1] F.Blaschke : "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen", Siemens Zeitschrift, Vol.45, pp.757-760, 1971 (邦訳:「回転磁界機のトランスベクトル制御の基本(磁界オリエンテーションの原理)」, 富士時報, Vol.45, No.2, pp.264-267, 1972)

- [FU-2] W.Flöter, H.Ripperger : "Die TRANSVEKTOR-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine", Siemens Zeitschrift, Vol.45, pp.761-764, 1971 (邦訳:「誘導電動機の磁界オリエンテーション運転のためのトランスベクトル制御」, 富士時報, Vol.47, No.2, pp.260-263, 1974)

- [FU-3] 鈴木、中野、原、柳瀬 : "交流機のトランスベクトル制御", 電気学会 制御変換装置研究会資料, PCC-78-6, 1978

- [FU-4] 中野、皆元、柳瀬、大沢、竹田 : "交流機のトランスベクトル制御", 富士時報, Vol.53, No.9, pp.640-648, 1980

- [FU-5] 木下、橋井 : "センサレスベクトル制御インバータ", 電気学会雑誌, Vol.108, No.2, pp.142-146, 1988.2

H I. 日立製作所

- [HI-1] T.Okuyama, N.Nagase, et al. : "High Performance AC Motor Speed Control System Using GTO Converters", IPEC-Tokyo'83 Records, p.720-731, 1983.3

- [HI-2] 長瀬、堀、奥山 : "ベクトル制御の理論", 1983年電気学会全国大会シンポジウムS.8-2, 1983.4

- [HI-3] 藤本、奥山、松井、久保田、高橋、伊藤 : "ベクトル制御のオートチュー

ニング", 電気学会 回転機研究会資料, RM-85-26, 1985

H Y. 堀 洋一

- [HY-1] 堀、茅 : "非線形状態方程式を用いた交流サーボ系の最適制御に関する考察", 電気学会 システム・制御研究会資料, SC-84-3, 1984.2

- [HY-2] 堀 : "状態空間法による誘導機可変速制御系の解析と最適制御", 電気学会 半導体電力変換研究会資料, SPC-84-24, 1984.2

- [HY-3] 堀、V.Cotter、茅 : "誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察", 電気学会 半導体電力変換研究会資料, SPC-86-3, 1986.2 (電気学会論文誌B, Vol.106, No.11, pp.1001-1008, 1986.11)

- [HY-4] 堀 : "誘導機の磁束オブザーバの離散形実現と電動機定数変動に対する低感度化", 電気学会論文誌D, Vol.108-D, No.7, pp.665-671, 1988.7

- [HY-5] 梅野、堀 : "誘導機の低感度磁束オブザーバの構成", 計測自動制御学会論文集, Vol.25, No.2, pp.255-257, 1989.2

- [HY-6] 堀 : "磁束検出/推定にもとづくベクトル制御", 1989年電気学会全国大会シンポジウムS.8-2-3, 1989.4

- [HY-7] 梅野、堀 : "誘導機の低感度磁束オブザーバの構成と直接形ベクトル制御への応用", 電気学会全国大会, No., 1989

- [HY-8] 鈴木、梅野、堀 : "低感度磁束オブザーバを用いた誘導機の直接形ベクトル制御系の実現", 電気学会全国大会, No., 1989

- [HY-9] 堀、梅野、鈴木 : "低感度磁束オブザーバにもとづく磁束フィードバックベクトル制御系の実現", 電気学会 研究会資料, IIC-89-18, 1989.6

- [HY-10] 梅野、堀 : "誘導機の磁束オブザーバのクラスと低感度化、磁束フィードバックベクトル制御系のロバスト安定化、定常トルク誤差に関する理論的考察", 電気学会 研究会, IIC-89-20, 1989.6

L W. W. Leonhard (T.U.Braunschweig)

- [LW-1] R.Gabriel, W.Leonhard, C.Nordby : "Field Oriented Control of a Standard AC-Motor using Microprocessor", IEEE IAS'79 Records, pp.910-916, 1979

- [LW-2] R.Gabriel, W.Leonhard : "Microprocessor Control of Induction Motor", Int. Semicond. and Power Converter Conference (ISPCC), pp.385-395, 1982

- [LW-3] W.Schumacher : "Microprocessor Controlled AC Servo Drive", ETG'82, pp.311-319, 1982

- [LW-4] W.Schumacher, W.Leonhard : "Transistor-Fed AC Servo Drive with Microprocessor Control", IPEC-Tokyo'83 Records, p.1465, 1983.3

- [LW-5] W.Leonhard : "Control of AC-Machines with the Help of Microelectronics", IFAC Symposium on Control in PE and Electrical Drives, pp.35-58, 1983.9

- [LW-6] W.Schumacher, H.-H. Letas, W.Leonhard : "Microprocessor-Controlled

AC-Servo-Drives with Synchronous and Asynchronous Motors", Int. Conf. on PE and Variable-Speed Drives, pp.233-236, 1984.5

- [LW-7] W.Leonhard : "Microprocessor Control of High Dynamic Performance ac-Drives --A Survey", Automatica, Vol.22, No.1, pp.1-19, 1985
- [LW-8] R.Lessmeir, W.Schmuacher, W.Leonhard : "Microprocessor-Controlled AC-Servo Drives with Synchronous or Induction Motors: Which is Preferable?", IEEE IAS'85 Records, pp.529-535, 1985

M I. 三菱電気

- [MI-1] M.Akamatsu, K.Ikeda, H.Tomei, S.Yano : "High Performance IM Drive by Coordinate Control Using a Controlled Current Inverter", IEEE Trans., Vol.1A-18, No.4, pp.382-392, 1982.7
- [MI-2] M.Koyama, H.Suginoto, M.Mimura, K.Kawasaki : "Effects of Parameter Change on Coordinate Control System of Induction Motor", IPEC-Tokyo'83 Records, p.684-695, 1983.3
- [MI-3] H.Sugimoto, E.Ohno : "Theory and Characteristics of a New Induction Motor Drive System Having Linear Transfer Function", IPEC-Tokyo'83, pp.462-273, 1983.3
- [MI-4] 杉本、大野 : "V V V F 電源で駆動される誘導電動機の非干渉制御とその特性", 電気学会 論文誌B, Vol.104, No.11, p.781, 1984.11
- [MI-5] M.Koyama, M.Yano, I.Kamiyama, S.Yano : "Microprocessor-Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function", IEEE IAS'85 Records, pp.564-569, 1985
- [MI-6] H.Sugimoto, S.Tamai : "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its Characteristics", IEEE IAS'85 Records, pp.613-620, 1985
- [MI-7] 森島、前田、児玉 : "誘導電動機の新制御方式 --非線形フィードバックによるロバスト制御", システム制御情報学会論文誌, Vol.1, No.1, pp.34-41, 1988
- [MI-8] 森島、小滝、前田、児玉 : "ロバスト安定な新しい誘導電動機のベクトル制御方式(双線形システム制御形ベクトル制御の提案と実機試験)", 電気学会産業応用部門全国大会, No.83, 1988.8
- [MI-9] 森島、前田、児玉 : "磁束オブザーバを用いた誘導電動機のロバスト制御", 電気学会 研究会資料, IIC-89-16, 1989.6

M N. 松井 信行

- [MN-1] 竹下、堀、水谷、松井 : "ソフトウェア化磁束制御形PWM制御と誘導電動機駆動特性", 電気学会論文誌B, Vol.106-B, No.9, pp.745-752, 1986.9

N A. 難波江 章

- [NA-1] 難波江、黒沢 : "誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御", 電気学会 論文誌B, Vol.98, No.3, pp.303-309, 1978.3
- [NA-2] A.Nabae, K.Otsuka, H.Uchino, R.Kurosawa : "An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply", IEEE Trans., Vol.1A-16, No.3, pp.342-349, 1980.5
- [NA-3] 難波江、滝川 : "誘導電動機の高性能速度制御法", 電気学会雑誌, Vol.101, No.9, pp.873-877, 1981.9
- [NA-4] 中野、赤木、高橋、難波江 : "二次巻線鎖交磁束に着目した誘導電動機の新しい等価回路とその定数決定法", 電気学会論文誌B, Vol.103-B, No.3, pp.216-222, 1983.3
- [NA-5] 小笠原、赤木、難波江 : "磁束フィードフォワード形ベクトル制御の一般化理論", 電気学会論文誌B, Vol.106, No.3, pp.209-216, 1986.3

O K. 大西 公平

- [OK-1] 大西、杉浦、宮地 : "誘導機の非干渉化制御について", 電気学会 回転機研究会資料, RM-81-1, 1981
- [OK-2] 大西、鈴木、杉浦、宮地 : "誘導機の非干渉化制御2", 電気学会 回転機研究会資料, RM-82-17, 1982
- [OK-3] K.Ohnishi, K.Miyachi : "Principles of Constant Magnitude Regulation of Secondary Flux Based on Slip Frequency Control in Induction Motor Drive", Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM), pp.-, 1982.9
- [OK-4] K.Ohnishi, H.Suzuki, K.Miyachi : "Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive with Controlled Voltage Source and Its Compensation with Volt/Herz Control", IEEE IAS'82 Records, pp.678-685, 1982 (IEEE Trans., Vol.1A-21, No.1, pp.241-247, 1985.1)
- [OK-5] 内野、黒沢、大西 : "誘導機のベクトル制御", 計測と制御, Vol.22, No.4, pp.356-361, 1983.4
- [OK-6] 鈴木、大西、宮地 : "適応制御を用いた誘導電動機の一制御法について", 電気学会 回転機研究会資料, RM-83-76, 1983.9
- [OK-7] 上田、鈴木、大西、宮地 : "高性能すべり周波数制御方式における2次抵抗変化のデジタル補償法", 電気学会 回転機研究会資料, RM-84-34, 1984
- [OK-8] 大西、宮地、寺嶋 : "制御電圧源による誘導機駆動の一方式", 電気学会論文誌B, Vol.104, No.11, pp.727-732, 1984.11
- [OK-9] 寺嶋、野村、足利、須田、大西 : "制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の実用面からみた性能比較", 電気学会論文誌D, Vol.107-D, No.2, pp.183-190, 1987.2

T I. 高橋 勳

- [TI-1] 野口、高橋 : "新理論に基づく誘導電動機の高性能トルク制御法", 電気学会 回転機研究会資料, RM-84-76, 1984
- [TI-2] I.Takahashi, T.Noguchi : "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE IAS'85 Records, pp.496-502, 1985 (IEEE Trans., Vol.1A-22, No.6, p., 1987)
- [TI-3] 野口、高橋 : "新理論に基づく誘導機の高速・高効率制御法", 電気学会 半導体電力変換研究会資料, SPC-85-48, 1985
- [TI-4] 高橋、野口 : "瞬時すべり周波数周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法", 電気学会論文誌B, Vol.106, No.1, pp.9-16, 1986.1
- [TI-5] 高橋、大森 : "多重PWMインバータによる誘導電動機の直接トルク制御", 電気学会論文誌D, Vol.107-D, No.10, pp.1221-1228, 1987
- [TI-6] 宮下、高橋ほか : "デジタルシグナルプロセッサを用いた誘導電動機の直接トルク制御", 電気学会論文誌D, Vol.107-D, No.2, pp.223-230, 1987

T O. 東芝

- [TO-1] 大塚、黒沢 : "誘導電動機の世界制御", 電気学会全国大会シンポジウム S.8-4, 1979
- [TO-2] 田中、永谷、平田、田村 : "ベクトル制御インバータによる大型抄紙機駆動システム", 東芝レビュー, Vol.134, No.12, pp.1069-1075, 1979
- [TO-3] 黒沢、工藤、大塚 : "マイクロコンピュータによる誘導電動機の制御", 電気学会 情報処理研究会資料, IP-80-3, 1980
- [TO-4] 見島、江原、杉、宮崎、工藤、並木 : "誘導電動機のベクトル制御とその応用", 東芝レビュー, Vol.136, No.2, pp.108-115, 1981
- [TO-5] 内野、黒沢、大西 : "誘導機のベクトル制御", 計測と制御, Vol.22, No.4, pp.356-361, 1983.4

W H. 渡辺 博巳 (大阪市立大学) >

- [WH-1] 渡辺、中谷、藤井 : "誘導電動機の二次磁束オブザーバの一方式", 電気学会産業応用部門全国大会, No.72, 1988.8
- [WH-2] 渡辺、吉岡、藤井 : "オブザーバによる誘導電動機の二次磁束推定時の誤差と補正について", 電気学会 研究会, IIC-89-19, 1989.6

Y A. 安川電機

- [YA-1] 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, Vol.38, No.148, p.588-601, 1974.4
- [YA-2] 大谷ほか : "誘導電動機の直流機化制御", 電気学会 電力応用研究会資料, EPA-79-2, 1979.3
- [YA-3] 大谷 : "等価磁束モデルによる誘導電動機のベクトル制御 (自動すべり周波数周波数制御方式)", 電気学会 半導体電力変換研究会資料, SPC-82-37, 1982

- [YA-4] Y.Yoshida, R.Ueda, T.Sonoda : "A New Inverter-Fed Induction Motor Drive with a Function of Correcting Rotor Circuit Time Constant", IPEC-Tokyo'83, pp.672-683, 1983.3
- [YA-5] T.Ohtani : "Torque Control Using the Flux Derived from Magnetic Energy in Induction Motors Driven by Static Converter", IPEC-Tokyo'83, pp.696-707, 1983.3
- [YA-6] 大谷、渡辺、高橋 : "速度センサレスベクトル制御", 安川電機, Vol.51, No.195, pp.81-88, 1987.2

Y S. 山村 昌 (磁界加速法関係)

- [YS-1] 山村、中川 : "交流サーボモータの過渡現象と制御 — 磁界加速法の提案", 電気学会論文誌B, Vol.101, No.9, pp.557-563, 1981.9
- [YS-2] 山村、中川 : "誘導機による交流サーボモータの等価回路と磁界加速法制御", 電気学会論文誌B, Vol.102, No.7, pp.439-444, 1982.7
- [YS-3] 山村、華、中川 : "速応サーボモータとしての誘導機の等価回路", 電気学会論文誌B, Vol.103, No.2, pp.133-138, 1983.2
- [YS-4] S.Yamamura, T.Nakagawa, A.Kawamura : "Equivalent Circuit of Induction Motor As Servomotor of Quick Response", IPEC-Tokyo'83, pp.732-743, 1983.3
- [YS-5] A.Kawamura, R.G.Hoft : "An Analysis of Induction Motor Field Oriented or Vector Control", IEEE PESC'83, pp.91-101, 1983
- [YS-6] 山村、華、中川、河村 : "速応性交流サーボモータとしての誘導機の過渡現象解析と磁界加速法制御", 電気学会論文誌B, Vol.103-B, No.7, pp.491-497, 1983.7
- [YS-7] 山村、中川、河村 : "磁界加速法制御による誘導電動機の電圧形制御", 電気学会論文誌B, Vol.104-B, No.7, pp.449-453, 1984.7
- [YS-8] 山村、中森、近藤 : "制御用モータとしての同期機のトルク制御解析理論", 電気学会論文誌B, Vol.104, No.11, pp.703-710, 1984.11
- [YS-9] K.Hirose, A.Kawamura, R.Hoft : "Comparison of Field Oriented and Field Acceleration Methods of Induction Motor Control", IEEE IECON'84, pp.170-180, 1984
- [YS-10] 山村 : "交流回路と交流機のスパイラルベクトル理論", 電気学会雑誌, Vol.109, No.7, pp.517-524, 1989.7

Z A. 外国その他

- [ZA-1] A.Abbondanti : "Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies", IEEE IAS'77 Records, pp.177-184, 1977
- [ZA-2] L.J.Garces : "Parameter Adaption for the Speed-Contrlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Inductin Motor", IEEE Trans., Vol.1A-16, No.2, pp.173-178, 1980.3

- [ZA-3] P.C.Sen, J.C.Terzise, M.Sack : "Microprocessor Control of an Induction Motor with Flux Regulation", IEEE Trans., Vol.IECI-28, No.1, pp.17-21, 1981.2
- [ZA-4] G.A.Kaufman, A.B.Plunkett : "A High-Performance Torque Controller using a Voltage Source Inverter and Induction Machine", IEEE IAS'81 Records, pp.863-872, 1981
- [ZA-5] G.Kaufman, L.Garces, G.Gallagher : "High-Performance Servo Drives for Machine-Tool Applications using AC Motors", IEEE IAS'82, pp.1-6, 1982
- [ZA-6] B.K.Bose : "Scalar Decoupling Control of Induction Motor", IEEE IAS'83, 1983

===== テーマ別 =====

Z B. オブザーバ応用

- [ZB-1] Y.Dote : "Stabilization of Controlled Current Induction Motor Drive Systems via New Nonlinear State Observer", IEEE Trans., Vol.IECI-27, No.2, pp.77-81, 1980.5
- [ZB-2] G.Verghese, S.Sanders : "Observer for Faster Flux Estimation in Induction Machines", IEEE PESC'85, pp.751-760, 1985
- [ZB-3] 久保田、松瀬、深尾 : "状態オブザーバを用いた電流形インバータ駆動誘導電動機の一制御法", 電気学会論文誌B, Vol.105-B, No.9, pp.763-770, 1985.9
- [ZB-4] H.Kubota, K.Matsuse, T.Fukao : "New Control Method of Inverter-Fed Induction Motor Drive by using State Observer with Rotor Resistance Identification", IEEE IAS'85, pp.601-606, 1985
- [ZB-5] 野中、久保田、松瀬、深尾 : "状態オブザーバ適用制御における誘導電動機の過渡特性", 電気学会回転機研究会資料, RM-86-62, 1986

Z C. 速度センサレスベクトル制御

- [ZC-1] A.Abondanti, M.B.Brennen : "Variable Speed Induction Motor Drives Use Electric Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents", IEEE Trans., Vol.IA-11, No.5, pp.483-488, 1975
- [ZC-2] 林、藤原、佐藤 : "速度演算による誘導電動機のすべり周波数制御", 電気学会論文誌B, Vol.101-B, No.3, pp.145-, 1981.3
- [ZC-3] 仲澤、岩崎 : "誘導電動機のすべり周波数の計算検出による速度制御", 電気学会論文誌B, Vol.103-B, No.12, pp.805-, 1983.12
- [ZC-4] A.Nabae, I.Takahashi, H.Akagi, H.Nakano : "Inverter-fed Induction Motor Drive Systems with an Instantaneous Slip-Frequency Estimation Circuit", IEEE PESC'82, pp.322-, 1982
- [ZC-5] R.Jöten, G.Maeder : "Control Method for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage

as Measured Quantities", IEEE ISPC'82, pp.397-407, 1982 (IEEE Trans., Vol.IA-19, No., pp.356-, 1983)

- [ZC-6] D.Naunin : "Digital Speed Control of an Induction Motor with and without Speed Sensor", IPEC-Tokyo'83, pp.474-, 1983.3
- [ZC-7] M.Beck, D.Naunin : "A Conception for a Sensorless Speed Control of the Squirrel Cage Induction Motor", EPE'85 Conf., pp.3.51-3.55, 1985
- [ZC-8] M.P.Kazmierkowski, H.J.Kopcke : "Current Source Inverter-fed Induction Motor Drive System Controlled without a Speed Sensor", EPE'85 Conf., pp.3.345-3.350, 1985
- [ZC-9] 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", 電気学会論文誌B, Vol.107-D, No.2, pp.191-198, 1987.2
- [ZC-10] 大谷、渡辺、高崎、高田 : "ベクトル制御による誘導電動機の世界センサレスドライブ", 電気学会論文誌D, Vol.107-D, No.2, pp.199-206, 1987.2
- [ZC-11] 大谷、渡辺、高橋 : "速度センサレスベクトル制御", 安川電機, Vol.51, No.195, pp.81-88, 1987.2
- [ZC-12] 中野、堀江、松尾、岩田 : "瞬時すべ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", 電気学会論文誌D, Vol.107-D, No.5, pp.650-657, 1987.5

第5章の図・表のリスト

§ 5-1~2

なし

§ 5-3

図5.3-1 a b座標とd q座標

図5.3-2 ベクトルの回転

§ 5-4

図5.4-1 すべり周波数型ベクトル制御の論理の組み立て

図5.4-2 2次巻線鎖交磁束の方向

§ § 5-5-1

表5.5-1 本文と§ 5-5の図の記号の対応

§ § 5-5-2~3

なし

§ § 5-5-4

図5.5-1 実験システムの構成

§ § 5-5-5

図5.5-2 電流型ベクトル制御系のブロック図

図5.5-3 電圧型ベクトル制御系のブロック図

図5.5-4 電流源駆動および電圧源駆動時の誘導機の簡易等価回路

表5.5-2 誘導機の定数 (1次デルタ結線)

図5.5-5 負荷を変えたときの励磁電流 (電流型)

図5.5-6 負荷を変えたときの励磁電流 (電圧型)

図5.5-7 2次抵抗値を変えたときの励磁電流の変化

図5.5-8 2次抵抗値を変えたときの励磁電流とトルク電流の関係

図5.5-9 2次抵抗値を変えたときのすべり周波数の変化

図5.5-10 2次抵抗値を変えたときの出力トルクの変化

図5.5-11 2次抵抗値を変えたときの1次線間電圧の変化

図5.5-12 電動機速度のステップ応答 (速度制御付き)

§ § 5-5-6

表5.5-3 誘導機の定数 (1次スター結線)

図5.5-13 電流型ベクトル制御系

図5.5-14 フィードフォワード型電圧則 (I) を用いたトルク制御系

図5.5-15 フィードフォワード型電圧則 (II) を用いたトルク制御系

図5.5-16 電流型ベクトル制御系のトルク応答

図5.5-17 フィードフォワード型電圧則 (I) を用いた系のトルク応答 (0rpm)

図5.5-18 フィードフォワード型電圧則 (I) を用いた系のトルク応答 (2000rpm)

図5.5-19 フィードフォワード型電圧則 (II) を用いた系のトルク応答 (2000rpm)

図5.5-20 2次抵抗値変化の影響 (電流型)

図5.5-21 2次抵抗値変化の影響 (電圧型、0rpm)

図5.5-22 2次抵抗値変化の影響 (電圧型、2000rpm)

§ § 5-6-1~2

なし

§ § 5-6-3

図5.6-1 同期ワットトルクフィードバック制御系 (電流型)

図5.6-2 同期ワットトルクフィードバック制御系 (電圧型)

表5.6-1 誘導機の定数

図5.6-3 トルクステップ応答 (電流型、 $R_2 = 100\%$)

図5.6-4 トルクステップ応答 (電流型、 $R_2 = 125\%$)

図5.6-5 トルクステップ応答 (電圧型、 $R_2 = 100\%$)

図5.6-6 トルクステップ応答 (電圧型、 $R_2 = 125\%$)

図5.6-7 実験システムの構成

図5.6-8 同期ワットトルクの検出値 (負荷ステップ変化時)

図5.6-9 同期ワットトルクの検出値 (設定速度ステップ変化時)

図5.6-10 同期ワットトルクの検出値 (設定トルクステップ変化時)

図5.6-11 R_2 変化時 (トルクフィードバックなし)

図5.6-12 R_2 変化時 (トルクフィードバックあり)

§ § 5-7-1~3

なし

§ § 5-7-4

図5.7-1 2次鎖交磁束の推定値と実際値

§ § 5-7-5

図5.7-2 オブザーバを用いた磁束・トルクフィードバック系

§ 5-7-6

表5.7-1 実験システムの定数

図5.7-3 トルクステップ応答（オブザーバを用いた系）

図5.7-4 トルクステップ応答（従来の電流型ベクトル制御系）

図5.7-5 2次抵抗値変化によるトルク制御誤差

§ 5-7-7

図5.7-6 実験システムの構成

図5.7-7 回転速度と発生トルク

図5.7-8 設定トルク変化時の速度応答（オブザーバを用いた系）

図5.7-9 設定トルク変化時の速度応答（従来の電流型ベクトル制御系）

表5.7-2 トルク制御誤差

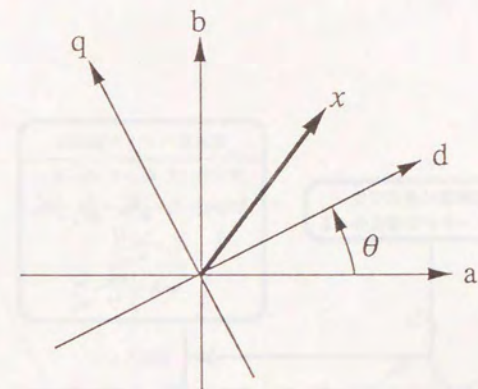


図5.3-1 ab座標とdq座標

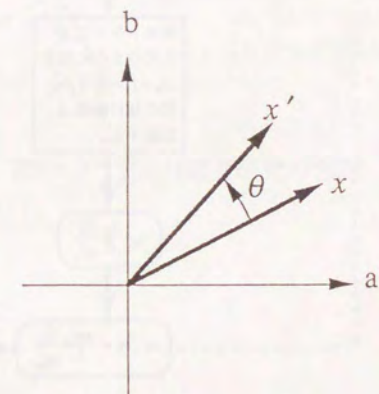


図5.3-2 ベクトルの回転

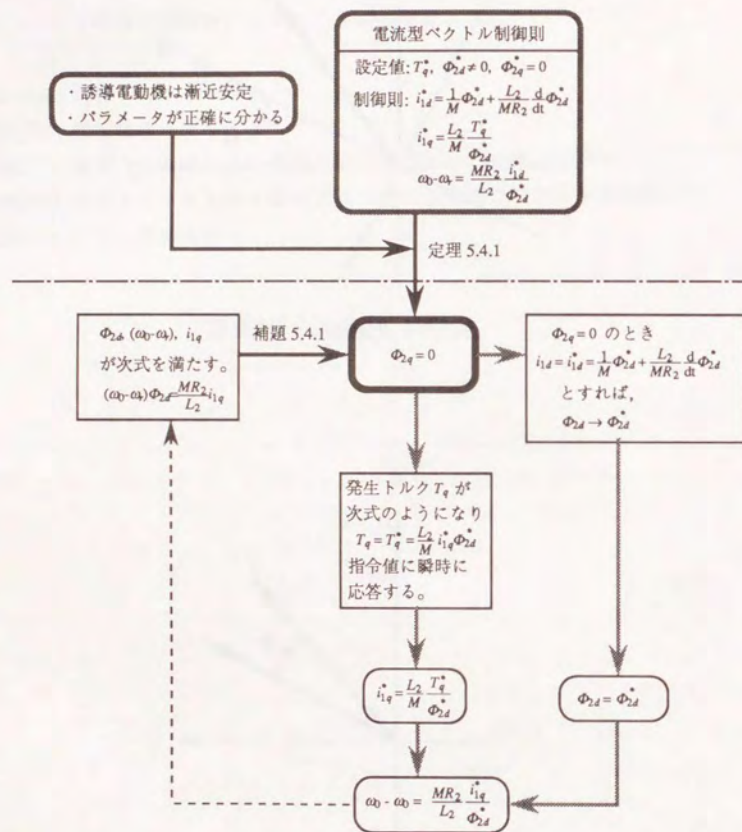


図5.4-1 すべり周波数型ベクトル制御の論理の組立

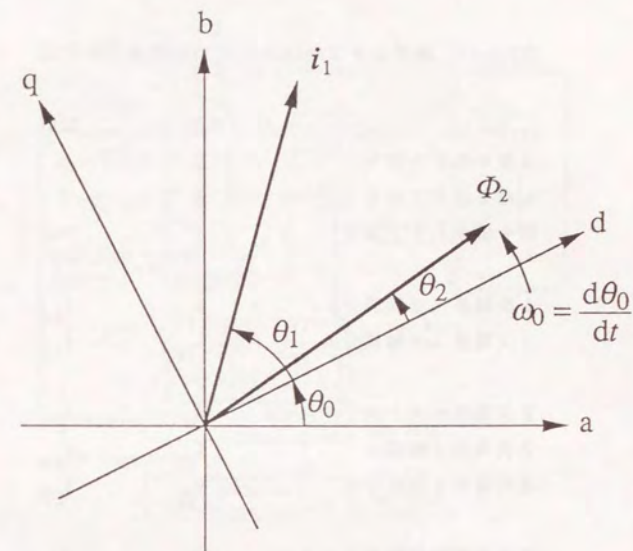


図5.4-2 2次巻線鎖交磁束の方向

表5.5-1 本文と § 5 - 5 の図面の記号表記の対応

	本文	図面
d 軸を示す下添字	d	α
q 軸を示す下添字	q	β
指令値を示す上添字	$*$	ref
1 次電流 (d 軸成分)	i_{1d}	$i_{1\alpha}$
1 次電流 (q 軸成分)	i_{1q}	$i_{1\beta}$
2 次電流ベクトル	i_2	i_2
2 次電流 d 軸成分	i_{2d}	$i_{2\alpha}$
2 次電流 q 軸成分	i_{2q}	$i_{2\beta}$
2 次巻線鎖交磁束ベクトル	Φ_2	λ_2
2 次巻線鎖交磁束 d 軸成分	Φ_{2d}	$\lambda_{2\alpha}$
2 次巻線鎖交磁束 q 軸成分	Φ_{2q}	$\lambda_{2\beta}$

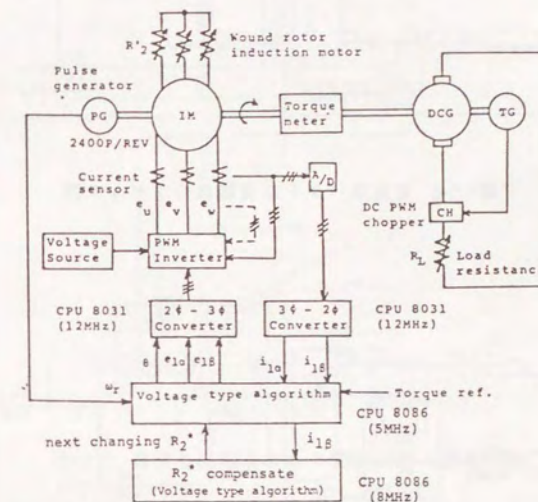


図5.5-1 実験システムの構成

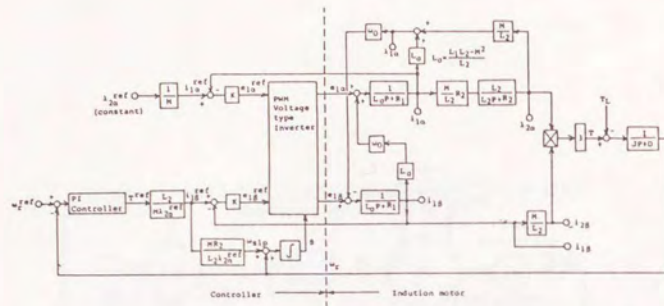


図5.5-2 電流型ベクトル制御系のブロック図

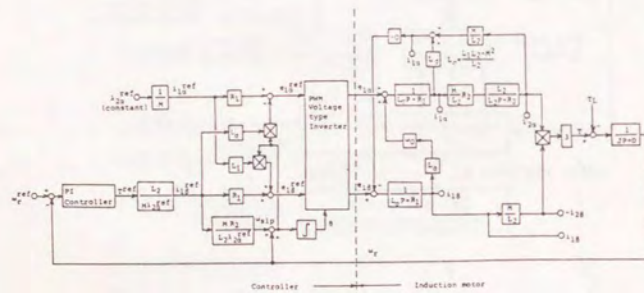
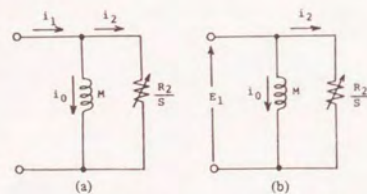


図5.5-3 電圧型ベクトル制御系のブロック図



Simplified equivalent circuit. (a) I-type. (b) V-type.

図5.5-4 電流源駆動および電圧源駆動時の誘導機の簡易等価回路

表5.5-2 誘導機の定数（1次デルタ結線）

PARAMETERS OF TESTED INDUCTION MOTOR

3	phase
4	poles
Δ	connected
P	2.2 kW
M	0.0318 H
L_1	0.0326 H
L_2	0.0326 H
R_1	0.143 Ω
R_2	0.166 Ω

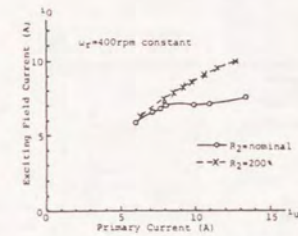


図5.5-5 負荷を変えたときの励磁電流（電流型）

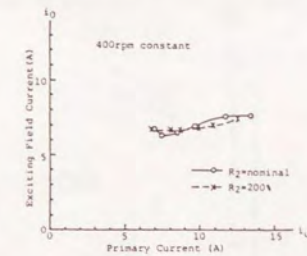


図5.5-6 負荷を変えたときの励磁電流（電圧型）

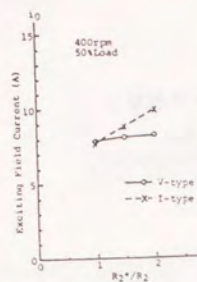


図5.5-7 2次抵抗値を変えたときの
励磁電流の変化

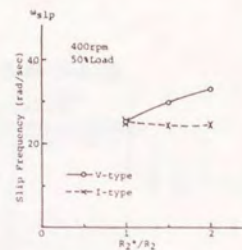


図5.5-9 2次抵抗値を変えたときの
すべり周波数の変化

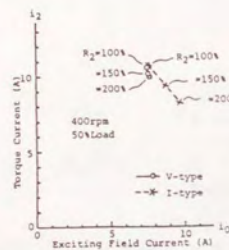


図5.5-8 2次抵抗値を変えたときの
励磁電流とトルク電流の関係

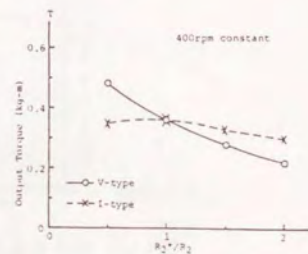


図5.5-10 2次抵抗値を変えたときの
出力トルクの変化

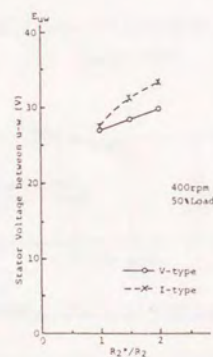
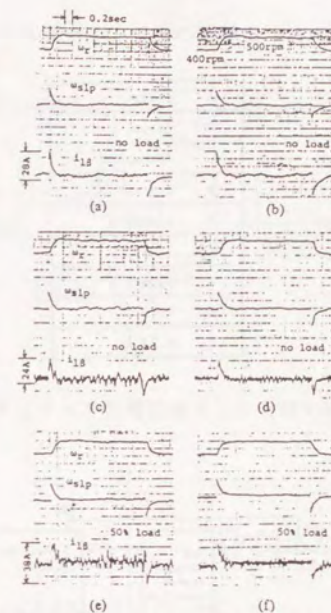


図5.5-11 2次抵抗値を変えたときの
1次線間電圧の変化



Speed step response. (a) I-type R_2 nominal. (b) I-type R_2 200 percent. (c) V-type R_2 nominal. (d) V-type R_2 200 percent. (e) V-type R_2 nominal. (f) V-type R_2 200 percent.

図5.5-12 電動機速度のステップ応答（速度制御付き）

表5.5-3 誘導機の定数（1次スター結線）

3	phase
4	poles
Δ	- connected
P	2.2 kw
M	0.0606 H
L_1	0.0627 H
L_2	0.0641 H
R_1	0.45 Ω
R_2	0.73 Ω

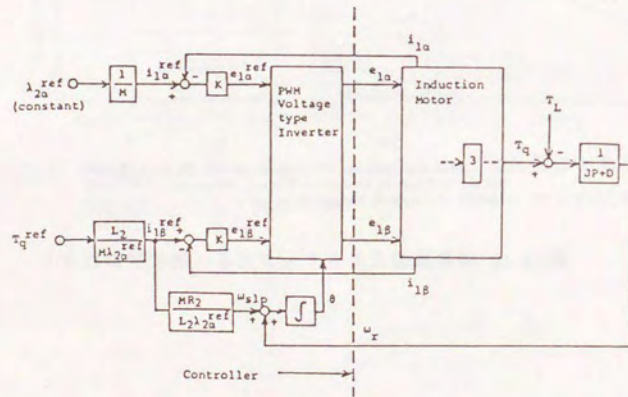


図5.5-13 電流型ベクトル制御系

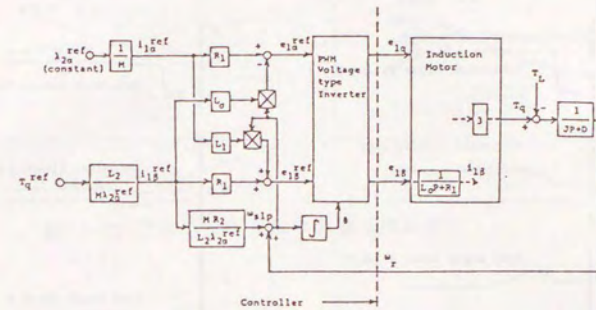


図5.5-14 フィードフォワード型電圧則（Ⅰ）を用いたトルク制御系

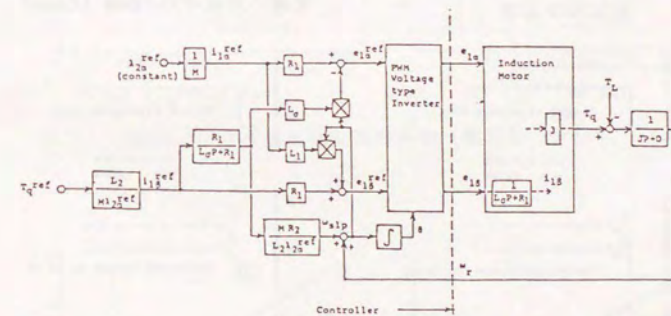


図5.5-15 フィードフォワード型電圧則（Ⅱ）を用いたトルク制御系

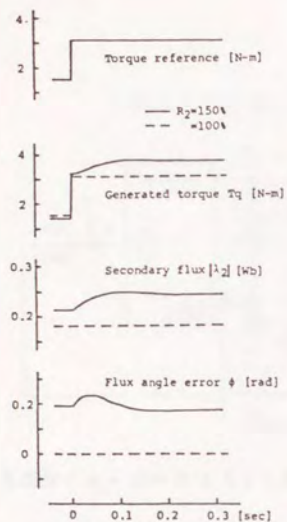


図5.5-16 電流型ベクトル制御系のトルク応答

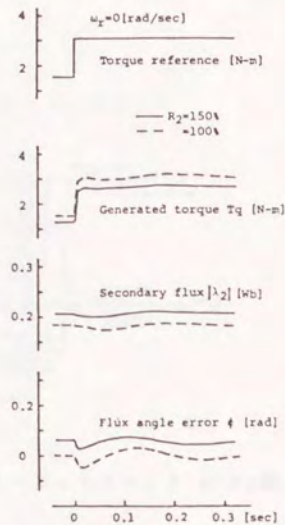


図5.5-17 フィールド・フワート型電圧則 (I) を用いた系のトルク応答 (0rpm)

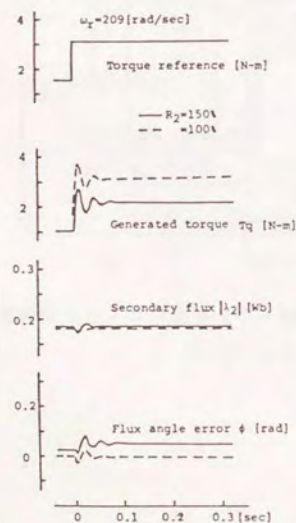


図5.5-18 フィールド・フワート型電圧則 (I) を用いた系のトルク応答 (2000rpm)

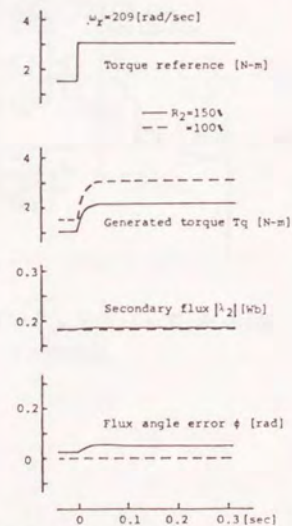


図5.5-19 フィールド・フワート型電圧則 (II) を用いた系のトルク応答 (2000rpm)

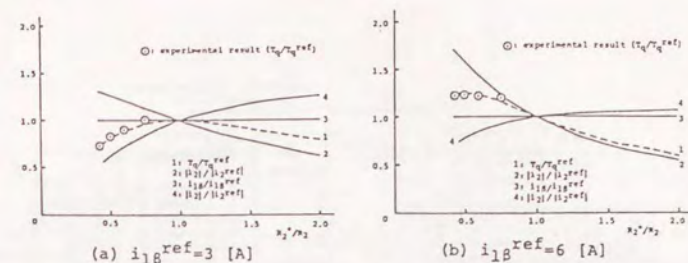


図5.5-20 2次抵抗値変化の影響 (電流型)

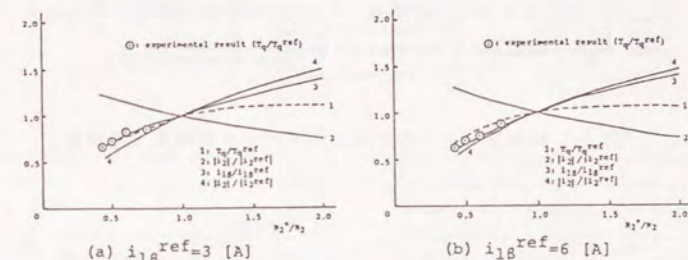


図5.5-21 2次抵抗値変化の影響 (電圧型、0rpm)

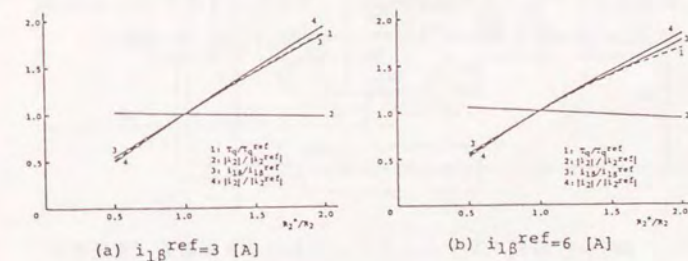


図5.5-22 2次抵抗値変化の影響 (電圧型、2000rpm)

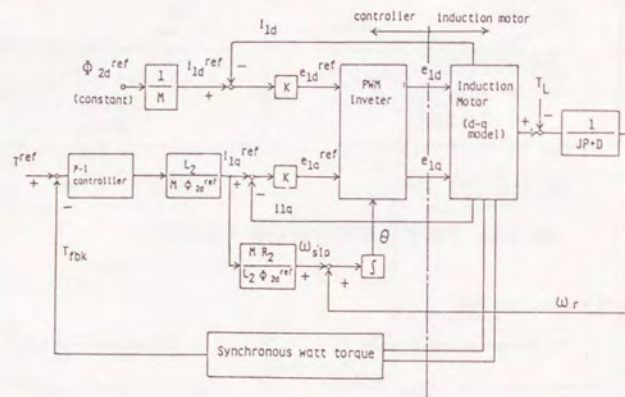


図5.6-1 同期ワットトルクフィードバック制御系（電流型）

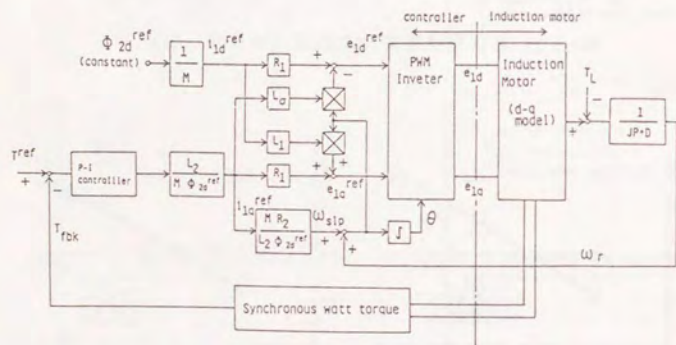


図5.6-2 同期ワットトルクフィードバック制御系（電圧型）

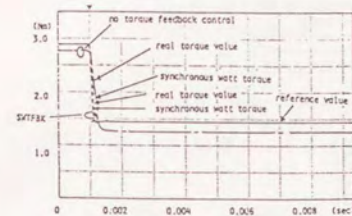


図5.6-3 トルクステップ応答
(電流型、 $R_2 = 100\%$)

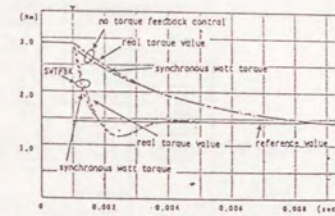


図5.6-5 トルクステップ応答
(電圧型、 $R_2 = 100\%$)

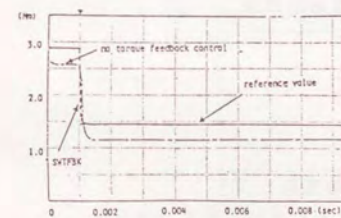


図5.6-4 トルクステップ応答
(電流型、 $R_2 = 125\%$)

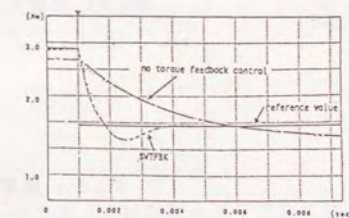


図5.6-6 トルクステップ応答
(電圧型、 $R_2 = 125\%$)

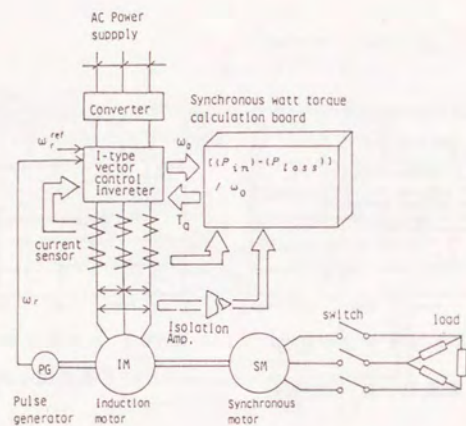


図5.6-7 実験システムの構成

表5.6-1 誘導機の定数

3 phase
4 pole
Δ-connected
P 0.9kW
M 0.1122 H
L ₁ 0.1143 H
L ₂ 0.1157 H
R ₁ 1.030 Ω
R ₂ 0.909 Ω

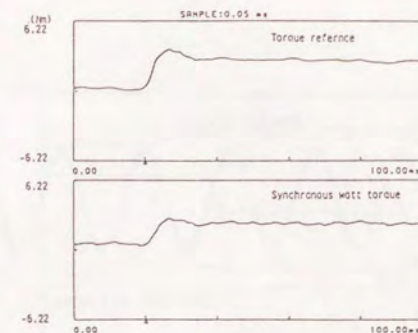


図5.6-8 同期ワットトルクの検出値（負荷ステップ変化時）

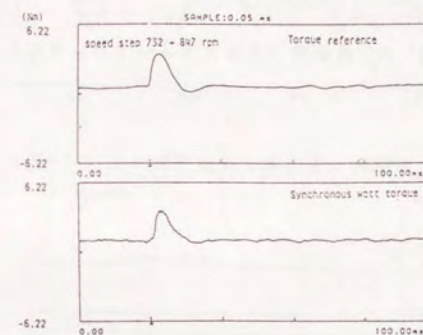


図5.6-9 同期ワットトルクの検出値（設定速度ステップ変化時）

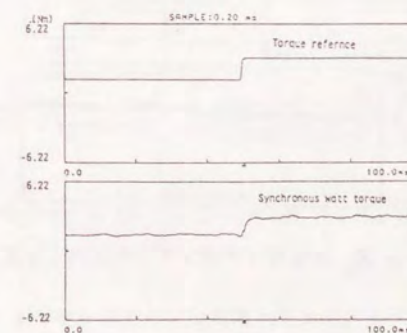


図5.6-10 同期ワットトルクの検出値（設定トルクステップ変化時）

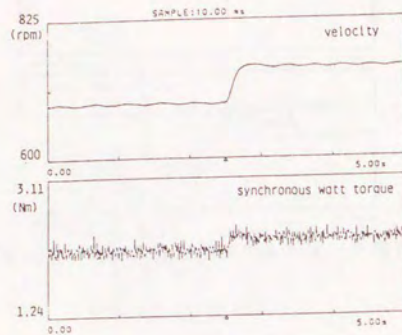


図5.6-11 R_2 変化時 (トルクフィードバックなし)

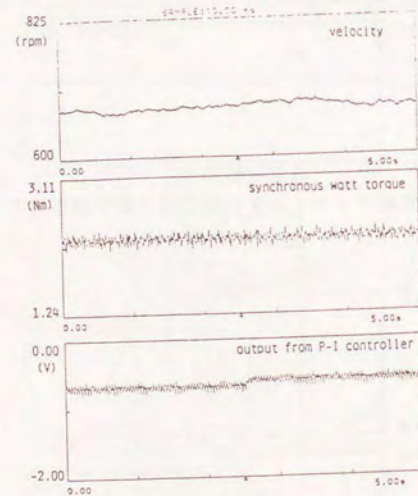


図5.6-12 R_2 変化時 (トルクフィードバックあり)

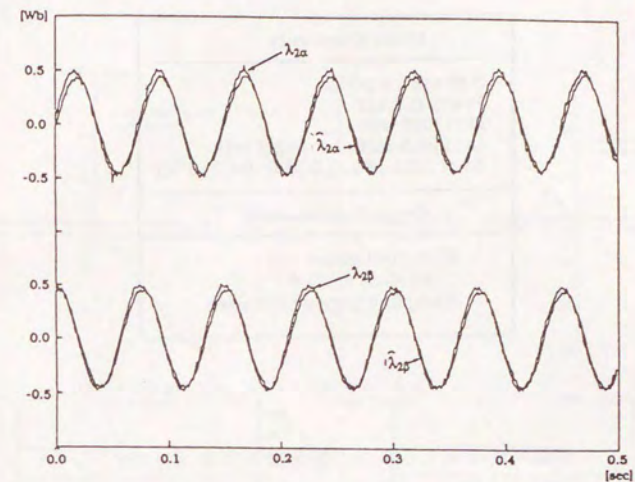


図5.7-1 2次鎖交磁束の推定値と実際値

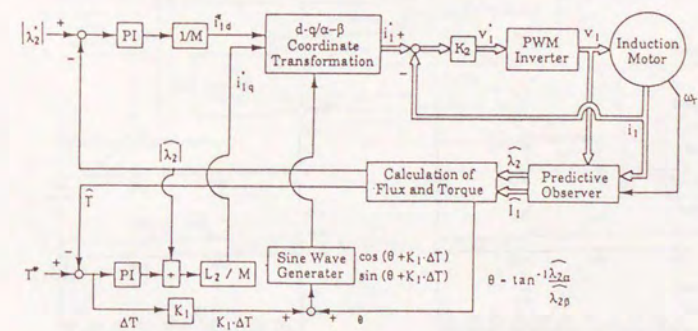


図5.7-2 オブザーバを用いた磁束・トルクフィードバック系

表5.7-1 実験システムの定数

Motor Constants
3 phase, 4 pole Power 0.9 kW M:112.2 mH L1:114.5 mH, L2:115.9 mH R1:1.03Ω, R2:0.909 Ω (at 115 °C)
Control parameters
PI control gains KP=0.7, KI=0.4 Sampling period: 200μsec

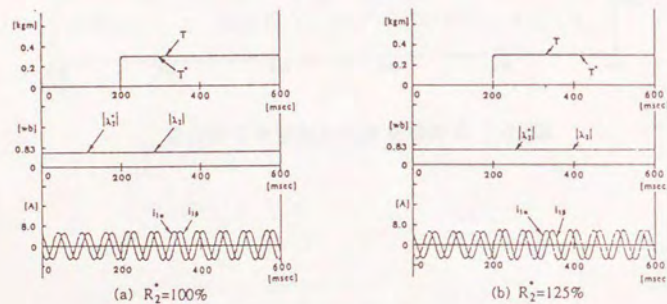


図5.7-3 トルクステップ応答（オブザーバを用いた系）

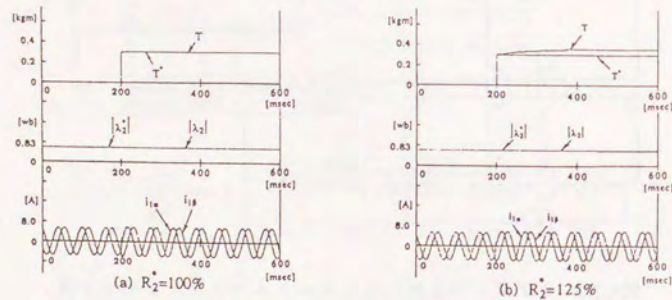


図5.7-4 トルクステップ応答（従来の電流型ベクトル制御系）

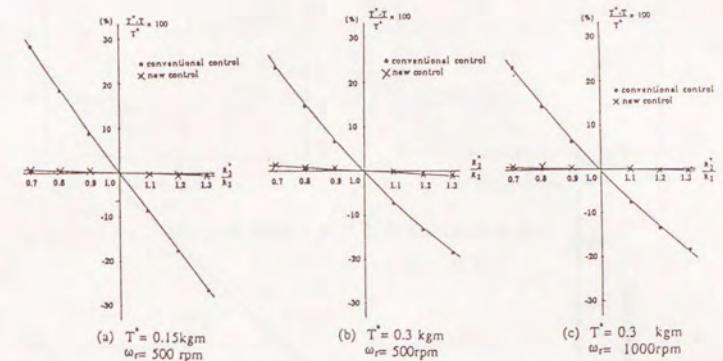


図5.7-5 2次抵抗値変化によるトルク制御誤差

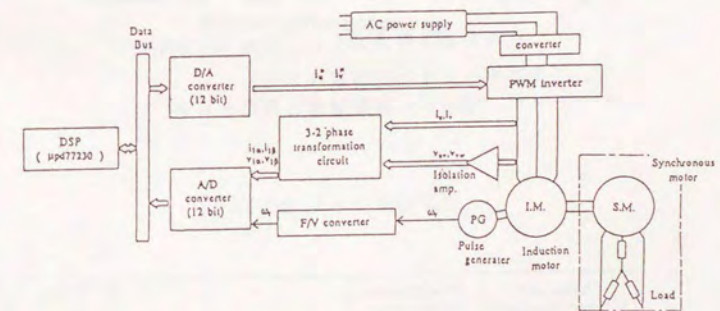


図5.7-6 実験システムの構成

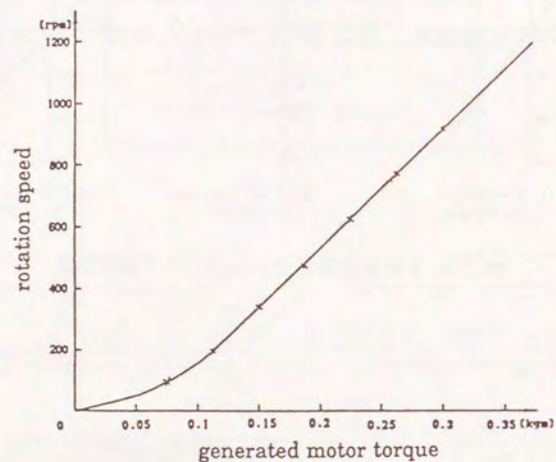


図5.7-7 回転速度と発生トルク

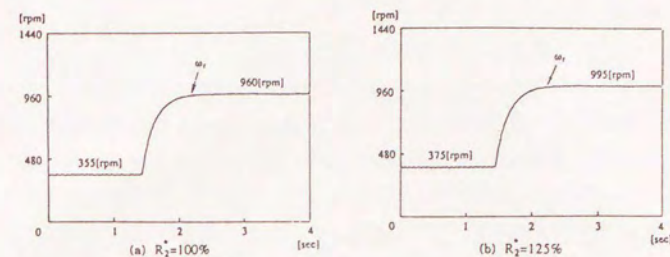


図5.7-8 設定トルク変化時の速度応答
(オブザーバを用いた系)

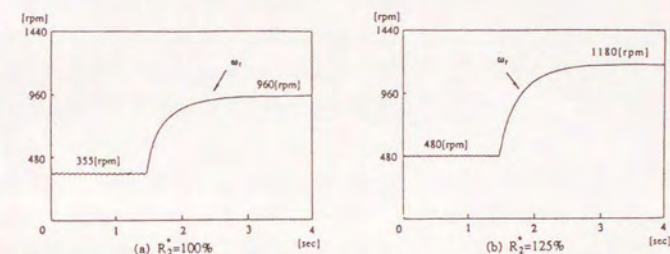
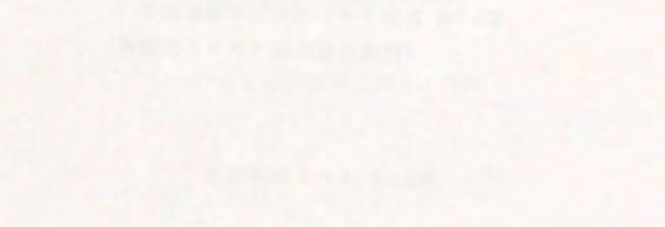
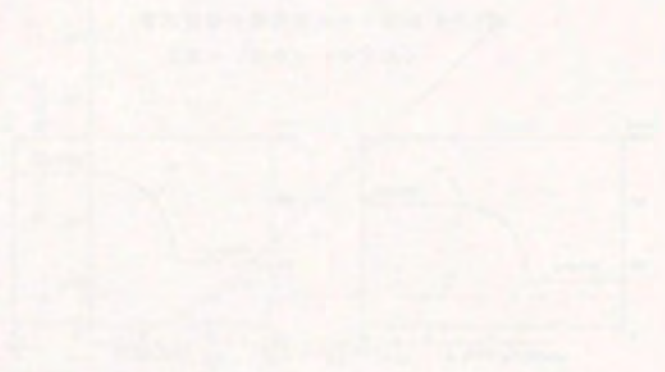
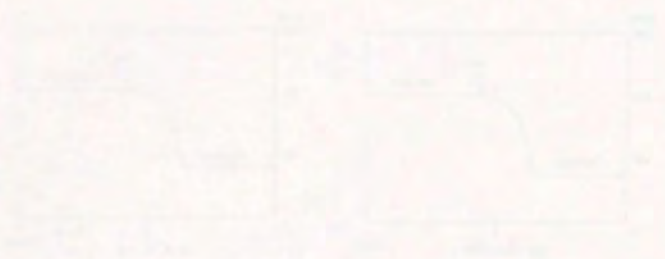


図5.7-9 設定トルク変化時の速度応答
(従来の電流型ベクトル制御系)

表5.7-2 トルク制御誤差

		conventional vector control	proposed feedback control
difference of motor speed (rpm)	(a) $R_2^* : 100\%$	605	605
	(b) $R_2^* : 125\%$	700	620
torque error (%)	experiment	-15.7	-2.5
	simulation	-15.6	-1.0

$T^* : 0.15 \text{ kgm} \rightarrow 0.3 \text{ kgm}$



項目	単位	値
1	mm	100
2	mm	100
3	mm	100
4	mm	100
5	mm	100
6	mm	100
7	mm	100
8	mm	100
9	mm	100
10	mm	100

第6章 本論文のまとめ

第1章では、本研究の目的と意義、研究の背景、研究の範囲と対象、研究の方法と手順、研究の結果と結論、研究の貢献と今後の展望について述べている。

第2章では、本研究の目的と意義、研究の背景、研究の範囲と対象、研究の方法と手順、研究の結果と結論、研究の貢献と今後の展望について述べている。

第3章では、本研究の目的と意義、研究の背景、研究の範囲と対象、研究の方法と手順、研究の結果と結論、研究の貢献と今後の展望について述べている。

第4章では、本研究の目的と意義、研究の背景、研究の範囲と対象、研究の方法と手順、研究の結果と結論、研究の貢献と今後の展望について述べている。

第5章では、本研究の目的と意義、研究の背景、研究の範囲と対象、研究の方法と手順、研究の結果と結論、研究の貢献と今後の展望について述べている。

第6章では、本研究の目的と意義、研究の背景、研究の範囲と対象、研究の方法と手順、研究の結果と結論、研究の貢献と今後の展望について述べている。

第6章 本論文のまとめ

§6-1 本研究の成果

本論文は、直流電動機・誘導電動機の速度、および、誘導電動機のトルクのデジタル制御系において高精度性・高速応答性・ロバスト性のそれぞれを高性能化するに際して、それを限定する要因を明かにするとともにその対策を示すという一連の研究をまとめたものである。第2章から第5章では、得られた成果を各章ごとにまとめてある。ここでは、その概要を示す。

第2章 速度精度を向上させるデジタルPLL速度制御系の実現と解析

デジタルPLL速度制御系の検出無駄時間および量子化誤差を考慮した解析を行い、その妥当性を実験により検証した。その成果は§2-7にまとめたが、要点は次のとおりである。

- (1) 位相差検出に無駄時間があり、それにより制御系の安定性・動特性が悪くなる。この無駄時間を考慮にいたした解析結果の妥当性を実験的に検証した。
- (2) 位相差検出の量子化誤差により、速度にリミットサイクルが発生する。量子化誤差と検出無駄時間の両者を考慮にいてリミットサイクルの解析を行い、その振幅を求める近似式を導出した。これによる計算値は実験値とよく一致することを確認した。

これらの成果の意義は、次の2つである。第一に、速度精度・過渡応答・安定限界に関して実験データとよく合う正確なモデルが得られたことにより、デジタルPLL制御系の厳密な設計が可能となった。第二に、位相差検出の無駄時間が速度精度・過渡応答に大きな影響を与えることを確認したことは、次章において無駄時間の補償を検討する契機となった。

第3章 速度応答を高速化するデッドビート制御の実現

無駄時間の補償をすることにより設定値および負荷外乱のステップ状の変化に対して電動機速度をデッドビート応答させる制御系を実現した。その成果は§3-9にまとめたが、要点は次のとおりである。

- (1) I-P制御では、設定値と負荷外乱の両方に対して同じゲインでよいのに対して、P-I制御では、制御ゲインを切り替えないと、設定値変

更に対して速度がオーバーシュートしたり、負荷外乱に対する応答が遅くなることを示した。

- (2) 検出無駄時間と演算無駄時間を補償する2つの方法を提案した。

補償方法Ⅰ：線形外挿と制御入力フィードバックの組合せ

補償方法Ⅱ：予測型オブザーバの利用

補償方法Ⅰでは制御器に不安定ブロックを含むため電動機速度の振動が大きくなるが、補償方法Ⅱではそのようなことがないが分かった。

補償方法Ⅱでは、さらに電動機速度誤差を低減するため、予測型オブザーバゲインを可変にする方法が有効であることを示した。

本章で実現したデッドビート制御系は、パラメータ変動の影響を受け易く、実用性に難点がある。しかし、その過程で検討した無駄時間補償法は、(デッドビート応答より遅い応答をする)普通の制御系に対しても有効である。無駄時間の補償により制御ループの位相遅れが補償され、安定性および過渡応答の改善に顕著な効果がある。

第4章 パラメータ感度低減を目的としたサンプリング周期短縮効果の評価

電動機速度のデジタル制御系のサンプリング周期を短くすることにより、パラメータ感度を低減できるかどうか、さらに、その場合の速度誤差がどのようなかを解析・評価した。その成果は§4-7にまとめてあるが、要点は次のとおりである。

- (1) パラメータ感度、および、量子化誤差の評価法を整理し、従来は伝達関数に基づいていた計算法を、状態方程式から直接数値計算できるようにした。制御系が多重ループの場合に伝達関数の計算は煩雑になる。ここで整理した計算法はそのような場合に有用である。
- (2) この手法を用いて、デッドビート制御系および応答時間を一定にした制御系のパラメータ感度および量子化誤差による速度誤差を解析した。デッドビート制御系では、応答が早くなる反面、パラメータ感度および速度誤差が増大することが分かった。一方、応答時間を保った系では、パラメータ感度を低減でき、速度誤差の増加も少ないことが分かった。これにより、従来からサンプリング周期は出来るだけ短くする方がよいといわれていたが、その妥当性を裏付けることが出来た。

第5章 誘導機の2次抵抗値変動に強い高速トルク制御系の実現

まず、従来のすべり周波数型ベクトル制御の説明を補強し、さらに、2次巻線抵抗値の変動に強い3種類の高速度トルク制御系を実現した。その成果は§5-8まとめてあるが、要点は次のとおりである。

- (1) 従来のすべり周波数型ベクトル制御についての説明では、2次鎖交磁束に初期制御誤差がある場合の応答が明確でなかった。本研究により、制御パラメータに誤差がなくトルク指令値が0であれば、2次鎖交磁束に初期制御誤差があってもそれは2次時定数で減衰することを証明した。これにより、従来の説明を補強した。
- (2) 電圧型ベクトル制御では、2次抵抗値に変動があっても2次鎖交磁束の大きさの変動が少ないことが分かった。一方、電流型ベクトル制御では、2次鎖交磁束が変動しトルク応答に2次時定数程度のゆっくりした変動が残ることが分かった。これらにより電圧型ベクトル制御が2次抵抗値変動に対して強いことが分かった。
- (3) 誘導機内部の磁束の変動が小さければ、同期ワットにより瞬時トルクを検出できることを示した。これを利用した同期ワットトルクフィードバック制御系を実現し、2次抵抗値変動によるトルク制御誤差を抑制できることを確認した。
- (4) 2次鎖交磁束オブザーバを用いたトルク・磁束フィードバック制御系をDSPを用いて実現し、2次抵抗値変動によるトルク制御誤差を非常に小さくできることを実験的に確認した。この制御法は、従来から「磁界オリエンテーション制御」として知られていたものを、磁束の推定値に基づいて実現したものである。「磁界オリエンテーション制御」は、磁束検出の困難さの故に利用されることが少なかったが、その装置化に道を開くことが出来た。

本研究の全体を通して得られた設計要項と制御性能の関係

図6.1-1に、本研究の全体を通して得られた設計要項と制御性能の関係を示す。同図は、各々の設計要項が各制御性能にどのような経路で影響を及ぼすかという観点から整理してある。設計のためこの図を利用する場合は、矢印を逆にたどればよい。たとえば、精度・応答・ロバスト性が仕様として与えられたときの設計手順は、およそ、次のようになる。

① 図中ハード的制約しか受けない量子化幅とサンプリング周期を、それぞれ、精度と応答の仕様から決める。

② 制御器の構造を適当に決めて、応答仕様を満たすように制御ゲインを決める。

③ 以上で決定した制御の性能をシミュレーションなどで評価する。

④ もし、ある仕様が満たされなければ、図中でその仕様に入っている矢印を逆にたどって再調整可能なものがあれば変更し、③に戻る。それでも駄目なら、②に戻って制御器の構造を再検討する。

上の手順では制御器の構造の決め方が重要であるが、その方法はあまりよく分かっていない。第5章で誘導機を様々な構造の制御器で駆動した結果から、制御器の構造によりロバスト性が違うことは分かる。しかし、逆に「ロバスト性に関する仕様が与えられたとして、適当な制御器の構造をどの様に決めたらよいのか？」という問いには答えにくい。わずかに、変動しては困る制御量を検出（または推定）して、それをフィードバックするようにしなさいとしか答えられない。

ゆえに、今後、ロバスト性と制御器の構造を関連づける研究が必要である。

§6-2 今後の方向

[1] PLL制御関係

ディジタルPLL制御系では、第2章の表2.6-1に示したように複数のリミットサイクルが発生する。しかし、どのリミットサイクルの軌道安定性が強いかはよく分かっていない。シミュレーションによる経験からは、周期の長いものが発生しやすいように思われる。これを理論的に解明することは興味深い。

[2] デッドビート制御関係

デッドビート制御系にはパラメータ変動に弱いという欠点がある。これに対しては、最少整定サンプル数よりサンプル数を増やしてロバスト性を回復するという方法が検討されている。デッドビート制御は目的と考

方が分かりやすいため、今後も理論的な検討の対象となるであろう。

[3] 量子化誤差の評価について

量子化誤差による速度誤差については、第4章の図4.6-8に示したように、解析結果とシミュレーション結果に差がある。今後この原因を検討し、より正確な量子化誤差の評価方法を導く必要がある。

[4] 誘導機の制御関係

- 電圧型ベクトル制御系は、2次鎖交磁束の大きさが（特に高速運転時に）変動しにくいという利点を持つが、実用例が少ない。電圧型ベクトル制御の特長を活かすものとして、超高速回転の誘導機制御への応用が考えられる。超高速回転時に1次もれリアクタンスが増加しても、電圧型ベクトル制御では予めそれを補償している。電流型ベクトル制御では電流フィードバックにより電流誤差を抑え込む必要がある。
- 同期ワットトルクフィードバック制御では、1次巻線抵抗値の変動の影響の評価、および、電源角周波数が小さいときの対策が必要である。それは、第5章の式(6.8)から分かる。後者に関しては、電源角周波数で割り算しないで同期ワットそのもので制御するようにすれば、極低速運転が可能と思われる。
- 磁束オブザーバに関しては、パラメータ変動に強くする研究が堀ら（第5章の文献[HY-3~10]）により進展している。今後、極低速および超高速運転時について、すべり周波数型ベクトル制御と同期ワット（トルク）フィードバックを組み合わせた方式との性能比較が必要である。

謝 辞

原島文雄先生には、本研究の全体に渡りご指導戴くとともに、数多くの国際会議および学会活動に参加する機会を与えていただき著者の見聞・視野を広めて戴きました。まづ、感謝申し上げます。

橋本秀紀先生には、遅々として進まぬ本論文のまとめ作業を常に激励して下さいましたこと、および、熱心に御討論いただきましたことを感謝致します。

稲葉 博氏には、本研究を進めるに当たり研究以外のことも含めて数多くの相談にのっていただきましたことを感謝致します。

原島研究室の皆様にはいろいろなご援助をいただきました。次の方々には、本研究の各部分でご協力いただきました。ここに御名前を記して感謝致します。

内藤 治夫 氏、 田岡 久雄 氏、 小山 正人 氏、 酒井 俊彦 氏；
風間 文男 氏、 大野 靖一郎 氏；
大西 公平 先生、 梶田 政利 氏、 裾野 元久 氏、 在原 栄一 氏、
八軒 英太郎 氏、 大野 雄幸 氏

最後に、家族である 直子、健介、康彦に ありがとう。

第6章の図・表のリスト

§ 6-1	図6.1-1 設計要項と制御性能の関係
§ 6-2	なし

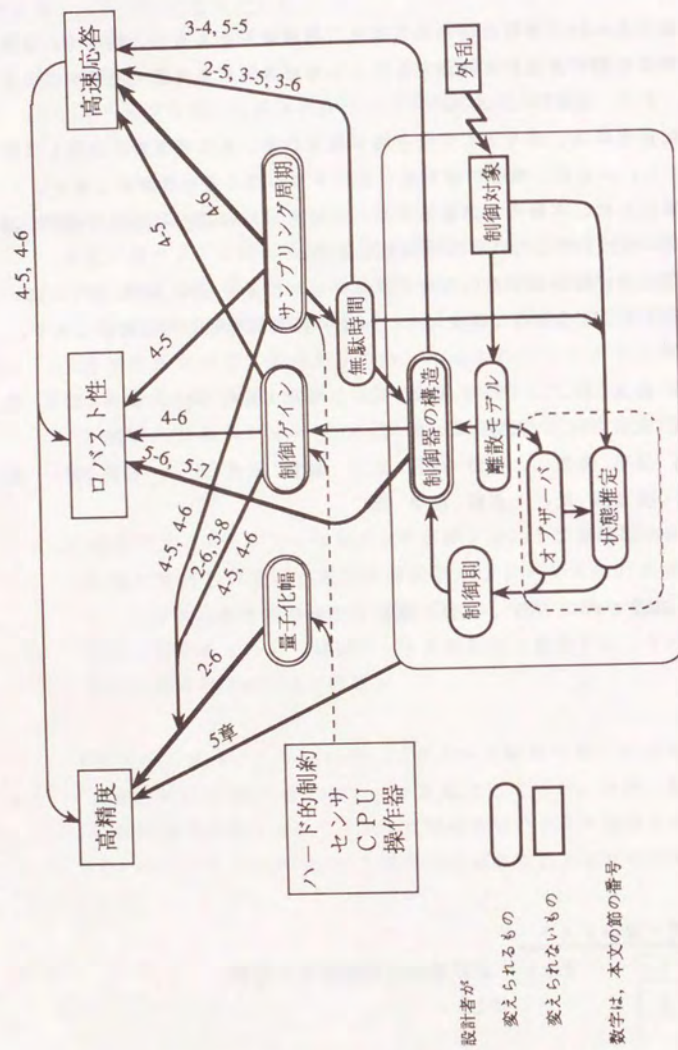


図6.1-1 設計要項と制御性能の関係

著者の発表文献

著者の発表文献

[A] 学会誌論文および解説

- [A-1] F.Harashima, H.Naitoh, M.Koyama, S.Kondo: "Performance Improvement in Microprocessor-based Digital PLL Speed Control System", IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol.IECI-28, No.1, pp.56-61, 1981.2
- [A-2] 原島、近藤、小山: "マイクロプロセッサを用いた電動機のデジタル PLL 速度制御装置と特性解析"、計測自動制御学会論文誌、Vol.17, No.2, pp.286-293, 1981.4
- [A-3] 原島、近藤: "パワーエレクトロニクスにおける現代制御理論の応用"、システムと制御、Vol.25, No.5, pp.263-269, 1981.5
- [A-4] 原島、近藤: "電動機のデジタル制御"、計測と制御、Vol.22, No.7, pp.634-639, 1983.7
- [A-5] 吉田、近藤、原島: "最近の可変速電動機の技術動向 II. 解析及びシミュレーション"、電気学会雑誌、Vol.103, No.9, pp.871-874, 1983.9
- [A-6] F.Harashima, S.Kondo: "Robust State Observer and Variable Sampling Technique for Performance Improvement of a Motor Drive System", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IE-30, No.4, pp.324-329, 1983.11
- [A-7] F.Harashima, S.Kondo, K.Ohnishi, M.Kajita, M.Susono: "Multimicroprocessor-Based Control System for Quick Response Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol.IA-21, No.4, pp.602-609, 1985.5
- [A-8] F.Harashima, H.Hashimoto, S.Kondo: "MOSFET Converter-Fed Position Servo System with Sliding Mode Control", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IE-32, No.3, pp.238-244, 1985.8
- [A-9] F.Harashima, H.Inaba, S.Kondo, N.Takashima: "Microprocessor-Controlled SIT Inverter for Solar Energy System", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IE-34, No.1, pp.50-55, 1987.2
- [A-10] 橋本、中山、近藤、原島: "可変構造系のブラシレス サーボモータ制御への適用"、電気学会論文誌D(産業応用部門誌)、Vol.109-D, No.11, pp.802-808, 1989.11
- [A-11] 堀、近藤: "特集: 最近の制御理論とその応用 — ますます実用が広がる現代制御理論 — の読み方"、電気学会雑誌、Vol.110, No.8, pp.643-644, 1990.8

[B] 国際会議

- [B-1] F.Harashima, M.Koyama, S.Kondo, H.Naitoh: "Performance Improvement of Microprocessor-Based Digital PLL Speed Control System", IEEE IECI'80 Proceedings, pp.53-58, 1980.3
- [B-2] F.Harashima, S.Kondo: "Minimum Time Settling Control of Motor Speed Using a Microprocessor", 4th Power Electronics Conference (Butapest), Vol.11, pp.227-237, 1981.10
- [B-3] F.Harashima, S.Kondo: "Microprocessor-Based Optimal Speed Control System of Motor Drives", IEEE IECI'81 Proceedings, pp.252-257, 1981.11
- [B-4] F.Harashima, S.Kondo: "A Design Method for Digital Speed Control System of Motor Drives", IEEE PESC'82 Records, pp.289-297, 1982.6
- [B-5] F.Harashima, S.Kondo: "Robust State Observer and Variable Sampling Technique for Performance Improvement of a Motor Drive System", IEEE IECON'82 Proceedings, pp.72-77, 1982.11
- [B-6] M.O.Kaynak, F.Harashima, S.Kondo: "Microprocessor Controlled Position Servo System with a Sliding Mode", ETG-Facheberichte (Microelectronics in Power Electronics and Electrical Drives, Darmstadt), pp.273-279, 1982.10
- [B-7] F.Harashima, S.Kondo: "Evaluation of Digital Speed Sensor and Signal Processing in Motor Drives", International Power Electronics Conference (IPEC-Tokyo'83), pp.1717-1727, 1983.4
- [B-8] F.Harashima, H.Hashimoto, S.Kondo: "MOSFET Converter-Fed Position Servo System with Sliding Mode Control", IEEE PESC'83, pp.73-79, 1983.6
- [B-9] F.Harashima, T.Sakai, S.Kondo: "Design Procedure for Optimizing Microprocessor-Based Controller of Motor Drives", International Conference on Electrical Machine (ICEM'84), pp.201-204, 1984.9
- [B-10] F.Harashima, S.Kondo, K.Ohnishi, M.Kajita, M.Susono: "Multi-Microprocessor Based Control System for Quick Response Induction Motor Drive", IEEE IAS'84 Records, pp.605-611, 1984.10
- [B-11] F.Harashima, E.Arihara, K.Ohnishi, S.Kondo: "Microcomputer-Controlled Induction Motor Considering the Effects of Secondary Resistance Variation", IEEE IAS'85 Records, pp.548-553, 1985.10
- [B-12] F.Harashima, S.Kondo, K.Ohnishi, E.Arihara: "Control Robustness against Motor Parameter Variation in Induction Motor Drive", International Conference on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, pp.451-457, 1986.7
- [B-13] F.Harashima, S.Kondo: "Optimal Power Flow Control of Solar Photovoltaic Energy System", Mediterranean Electrotechnical Conference, pp.655-658, 1987.3
- [B-14] F.Harashima, S.Kondo: "Optimal Power Flow Control of Photovoltaic

Solar Energy System", International Workshop on Control Systems in New Energy Applications, pp.9-18, 1987.9

- [B-15] F.Harashima, S.Kondo, E.Hachiken, Y.Ohno, K.Ohnishi: "Synchronous Watt Torque Feedback Control of Induction Motor Drives", IEEE IAS'87, pp.156-162, 1987.10
- [B-16] H.Hashimoto, T.Nakayama, S.Kondo, H.Harashima: "Variable Structure Approach for Brushless Servo Motor Control --Practical Implementation of DSP--", IEEE IECON'87, pp.1169-1179, 1987.11
- [B-17] H.Hashimoto, T.Nakayama, S.Kondo, F.Harashima: "Practical Variable Structure Approach for Brushless Motor Control --Practical Implementation of DSP--", IEEE PESC'88, pp.207-213, 1988.4
- [B-18] H.Kobayashi, M.Koizumi, H.Hashimoto, S.Kondo, F.Harashima: "A New Controller for Induction Motors Using Flux Observer", IEEE PESC'88, pp.637-644, 1988.4
- [B-19] H.Hashimoto, Y.Ohno, S.Kondo, F.Harashima: "Torque and Flux Feedback Control of Induction Motor Based on Discrete Model", IEEE IECON'88, pp.483-488, 1988.11
- [B-20] K.Mitamura, H.Takahashi, S.Kondo, F.Harashima: "Development of SIT Multi-Function High-Frequency PWM Inverter Interconnection System", PCIM'88, pp.509-517, 1988.12
- [B-21] S.Kondo, Y.Ohno, H.Hashimoto, F.Harashima: "Torque and Flux Feedback Control of Induction Motor Using State Observer", 1989 International Symposium on Power Electronics (in Seoul), pp.108-114, 1989.5
- [B-22] H.Hashimoto, Y.Ohno, S.Kondo, F.Harashima: "Torque Control of Induction Motor Using Predictive Observer", IEEE PESC'89, pp.271-278, 1989.6
- [B-23] F.Harashima, Y.Demiz, S.Kondo, H.Hashimoto: "Application of Neural Networks to Power Converter Control", IEEE IAS'89, pp.1086-1091, 1989.10
- [B-24] F.Harashima, S.Kondo, S.Inoue: "High Performance Torque Control of Induction Motor by Speed Sensorless Vector Control", '90 Korean Automatic Control Conference, pp.1410-1414, 1990.10

[C] 研究会

- [C-1] 原島、近藤、風間: "マイクロプロセッサによる 直流電動機のPLL速度制御の特性解析", 電気学会 制御変換装置研究会資料、PCC-79-28, 1979.3
- [C-2] 原島、近藤: "マイクロプロセッサを用いた電動機速度の最適制御装置の検討", 電気学会 半導体電力変換研究会資料、SPC-81-7, 1981.2
- [C-3] 原島、近藤: "オブザーバをもちいた電動機速度の有限時間整定制御",

電気学会 情報処理研究会資料、IP-82-36, 1982.10

- [C-4] 原島、在原、大西、近藤: "電圧型アルゴリズムを用いた誘導機トルク制御系における二次抵抗推定", SPC-85-47, 1985.8
- [C-5] 原島、近藤: "交流機のデジタル制御技術の動向", 電気学会 産業電力応用研究会資料、IA-86-5, 1986.3
- [C-6] 原島、近藤、大野、橋本: "二次磁束推定オブザーバを用いた誘導電動機の高性能トルク制御", 電気学会 産業計測制御研究会、IIC-89-17, 1989.6

[D] 国内大会および講演会

- [D-1] 坪井、近藤、清水、棚町: "ブラシレスサイリスタ 電動発電機の起動について", 電気四学会連合大会、No.89(1), 1976.10
- [D-2] 原島、近藤: "同期発電機-サイリスタ回路系の解析", 電気学会全国大会、No.530, 1979.4
- [D-3] 原島、近藤: "電動機のデジタル速度制御系の特性解析", 電気学会全国大会、No.436, 1980.4
- [D-4] 原島、近藤: "マイクロプロセッサを用いた電動機速度の有限時間整定制御の検討", 第19回SICE学術講演会、No.3215, 1980.8
- [D-5] 原島、近藤: "制御信号の飽和を考慮した電動機速度の最短時間制御の検討", 第23回自動制御連合講演会、No.3027, 1980.11
- [D-6] 原島、近藤: "パワーエレクトロニクスにおける解析と設計 -現代制御理論の応用-", 電気学会 全国大会、シンポジウム S9-5, 1981.4
- [D-7] 原島、近藤、高橋: "マイクロプロセッサを用いた電動機速度の有限時間整定制御におけるサンプリング周期決定法", 電気学会 全国大会、No.596, 1981.4
- [D-8] 原島、K.Iwamoto, 近藤、内藤: "定余裕角制御無整流子電動機の不安定性の検討", 電気学会 全国大会、No.538, 1981.4
- [D-9] 原島、近藤、大野: "電動機速度の最短時間整定制御系におけるオブザーバの応用", 第24回自動制御連合講演会、No.2008, 1981.11
- [D-10] 原島、近藤: "電動機のデジタル速度制御系におけるPI制御とI-P制御の比較検討", 電気学会全国大会、No.542, 1982.4
- [D-11] 原島、近藤: "電動機のデジタル制御アルゴリズムの評価", 第21回SICE学術講演会、No.1106, 1982.7
- [D-12] 原島、近藤: "マイクロコンピュータによる電動機制御系", 電気学会全国大会、シンポジウム S14-5, 1983.3
- [D-13] 原島、橋本、近藤: "Variable Structure による位置サーボ系の制御", 第22回SICE学術講演会、No.3101, 1983.7
- [D-14] 原島、近藤: "ドライブ装置におけるセンサ", 電気四学会連合大会、No.9-1, 1983.10
- [D-15] 原島、近藤: "最近の電動機応用システムにおける制御理論の適用", 電気関係学会関西支部連合大会、S1-1, 1983.11

- [D-16] 原島、近藤、大西、梶田、堀野：“電圧型アルゴリズムによる誘導電動機の高速トルク制御”、電気学会全国大会、No.594, 1984.4
- [D-17] 原島、酒井、近藤：“デジタル系の応答時間設計とサンプリング周期の選択指針”、第27回自動制御連合講演会、No.1082, 1984.11
- [D-18] 原島、在原、大西、近藤：“二次抵抗変化を考慮した誘導機高速トルク制御系の過渡特性の検討”、電気学会全国大会、No.672, 1985.4
- [D-19] 原島、在原、大西、近藤：“電圧型アルゴリズムを用いた誘導機高速トルク制御系における二次抵抗の推定”、第24回SICE学術講演会、No.1115, 1985.7
- [D-20] 原島、近藤、稲葉、加登、中山：“PWMインバータの短絡防止期間を考慮したキャリア周波数決定法”、電気学会全国大会、No.521, 1987.4
- [D-21] 原島、近藤、八軒：“誘導機の同期ワットトルクによるフィードバック制御”、電気学会全国大会、No.640, 1987.4
- [D-22] 橋本、近藤、沈、原島：“外乱を抑圧するデジタル位置サーボ系”、SICE第16回制御理論シンポジウム、pp.25-28, 1987.6
- [D-23] 原島、近藤、八軒、大野：“誘導機の同期ワットトルクフィードバック制御”、電気学会産業応用部門全国大会、No.132, 1987.8
- [D-24] 原島、近藤、高橋、三田村：“SITを用いた太陽光発電系統連系用多機能高周波PWMインバータ”、第2回SIDIデバイスシンポジウム、SID-88-(1)-2, 1988.1
- [D-25] 橋本、中山、近藤、原島：“DSPを用いたACブラシレスモータの可変構造制御”、電気学会全国大会、No.1512, 1988.3
- [D-26] 橋本、大野、近藤、原島：“誘導電動機の離散モデルによる磁束推定ベクトル制御”、電気学会全国大会、No.1525, 1988.3
- [D-27] 橋本、大野、近藤、原島：“状態観測器を用いた誘導電動機のトルク制御の特性”、電気学会産業応用部門全国大会、No.76, 1988.8
- [D-28] 橋本、中山、近藤、原島：“可変構造系のブラシレスサーボモータ制御への適用”、電気学会産業応用部門全国大会、No.135, 1988.8
- [D-29] 橋本、大野、近藤、原島：“状態観測器を用いた誘導電動機のトルク・磁束フィードバック制御”、電気学会全国大会、No.1690, 1989.4
- [D-30] 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”、電気学会産業応用部門全国大会、No.159, 1989.8

[E] その他

- [E-1] 坪井、棚町、石川、近藤、高橋：“車両用ブラシレスサイリスタ電動発電機”、日立評論、Vol.57, No.11, pp.71-76, 1975.11
- [E-2] 原島、近藤：“マイクロプロセッサによる直流電動機のPLL速度制御の特性解析”、豊田研究報告、第三十三報告、pp.77-82, 1980.3
- [E-3] 原島、近藤：“マイクロプロセッサを用いた電動機のPLL速度制御装

置”、豊田研究報告、第三十三報告、pp.42-50, 1981.5

- [E-4] 近藤：“現代制御理論に基づくデジタル制御系の実現”、日本能率協会'84小型モータシンポジウム、pp.(3-3-1)~(3-3-8), 1984.2
- [E-5] 吉田、原島、近藤ほか：“ドライブシステムにおける整合化技術”、電気学会技術報告、(II部)第235号、1986.11

- 以上 -

