

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

大山和宏\*・篠原勝次\*\*

Stability Analysis in the Low Speed Region of Direct Field Oriented Control System of Induction Motor without Speed Sensor Using Adaptive Flux Observer

Kazuhiro OYAMA and Katsuji SHINOHARA

Measured stator voltage errors have great implications for stability in the low speed region of the vector control systems of induction motors without speed sensors.

In this paper, we analyzed exactly the stability in the low speed region of the direct field oriented control system of an induction motor without a speed sensor using an adaptive flux observer, taking into account the effects of measured stator voltage errors.

At first, we derive the linearized model of the system by using standard small signal analysis techniques. Next, transfer functions between the rotor speed  $\omega_r$  and rotor speed command  $\omega_r^*$  are computed. Then, the poles and zeros are calculated from the transfer functions to investigate the influences of the measured stator voltage errors.

## 1. まえがき

誘導電動機の速度センサレスベクトル制御は、誘導電動機の基本方程式から導かれる数式モデルを用いた二次磁束の演算又は推定を行う。従って、得られる未知量の精度は数式モデル内で使われる電動機定数、入力信号として使われる一次電流、電圧の正確さに依存する。この性質に密接な関係がある問題として低速運転時での不安定現象がある。なぜ密接な関係があるかという点、低速運転領域では一次電圧が非常に小さくなることから測定が不正確になったり、電圧モデルを用いた二次磁束の演算において一次抵抗の影響が大きくなるからである。低速運転領域の改善については、一次電圧検出値を用いる方式に対し、DSP等のデジタル制御器に入力する際のA/Dコンバータの量子化誤差による振幅誤差とオフセット量の影響が解析され、オフセット量に対する補償法が提案された<sup>1)</sup>。また、入力信号として一次電圧検出値ではなくその指令値を用いる方式に対しても、指令値をA/D変換する際の量子化誤差によるオフセット量やデッドタイム等が原因である電圧減少分による振幅誤差

の影響が解析され、その補償法が提案された<sup>2),3)</sup>。しかし、これらの報告での一次電圧検出誤差が系に与える影響の解析は、時間領域でのシミュレーションを行い実験結果と照合しながら検討する方法を用いており、系の定常特性や安定性に対する検討は行っていない。

本稿では、適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系<sup>4)</sup>の一次電圧検出誤差を考慮した安定性の解析法を提案する。そして、低速運転時における一次・二次抵抗変動及び一次電圧検出誤差が安定性に与える影響を述べる。また、従来方式の代表としてトルク電流帰還形ベクトル制御系<sup>5),6)</sup>を挙げ、両者の比較を行う。

## 2. 解析方法

### 2.1 解析モデル

図1に適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系(MRAS方式)を示す。図2で示される適応二次磁束オブザーバにおいて一次電圧・電流から二次磁束推定値 $\widehat{\phi}_{2a}$ 、 $\widehat{\phi}_{2\beta}$ を求め、磁束のオリエンテーションに用いている。又、一次電流の推定値と実際値の偏差 $\varepsilon_{ia}$ 、 $\varepsilon_{i\beta}$ と $\widehat{\phi}_{2a}$ 、 $\widehat{\phi}_{2\beta}$ の外積をPI演算することで速度推定値 $\widehat{\omega}_r$ を求めている。トルク成分電流指令値 $i_{1q}^*$ は、速度制御器において速度指令値 $\omega_r^*$ と速度推定値 $\widehat{\omega}_r$ の偏差を入力としたPI演算を行うことで求

平成9年5月31日受理

\*博士後期課程システム情報工学専攻

\*\*電気電子工学科

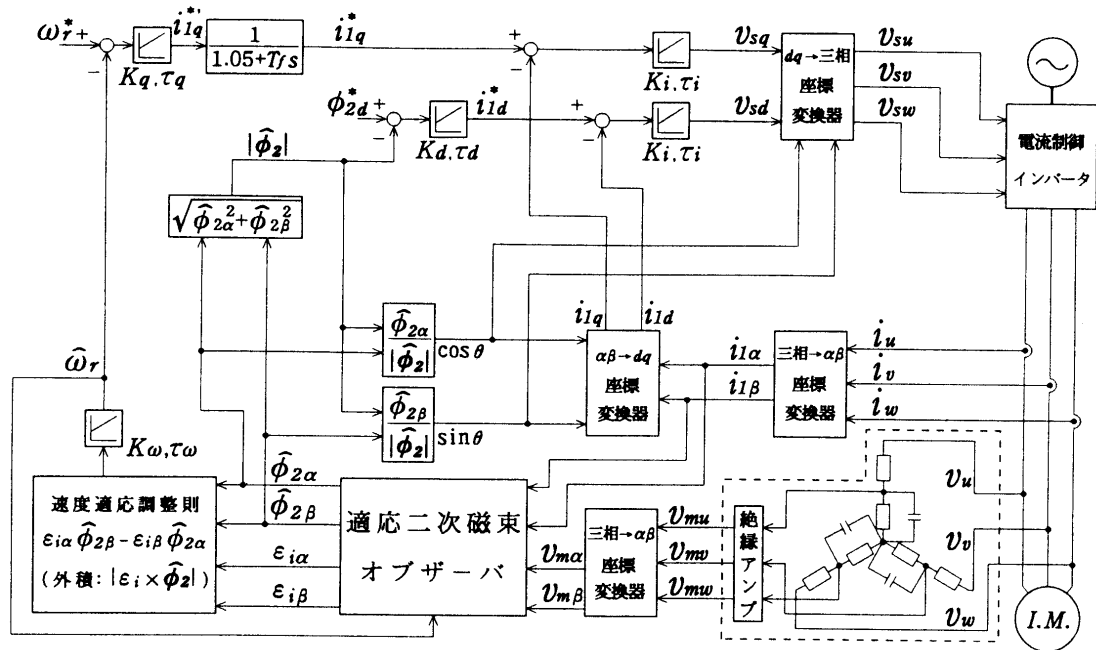


図1 適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系 (MRAS方式)

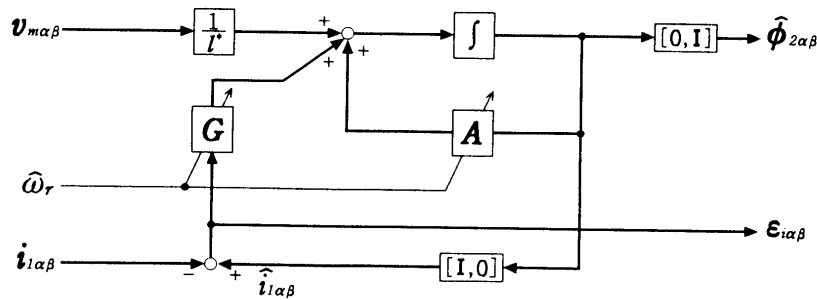


図2 適応二次磁束オブザーバ

めている。磁束成分電流指令  $i_{1d}^*$  は、磁束制御器において二次磁束指令  $\phi_{2d}^*$  と二次磁束推定値の大きさ  $|\hat{\phi}_2|$  の偏差を入力としたPI演算を行うことで求めている。電流制御器は  $dq$  軸上電流PI制御方式<sup>7)</sup>を用いている。図3にトルク成分電流帰還形ベクトル制御系(従来方式)を示す。磁束とトルクに寄与する電流の非干渉化を行うために、図4で示される  $\hat{\phi}_{2d}$ 、 $\hat{i}_{1q}$  演算回路内部において一次電圧・電流からトルク成分電流演算値  $\hat{i}_{1q}$  と二次磁束演算値  $\hat{\phi}_{2d}$  を求めている。速度推定値  $\hat{\omega}_r$  は  $i_{1q}^*$  と  $\hat{i}_{1q}$  の偏差を入力とするPI演算により求められ、すべり角周波数指令  $\omega_s^*$  と加算されて回転磁界の角速度  $\omega_\phi$  となる。磁束成分電流指令  $i_{1d}^*$  は、磁束制御器において二次磁束指令  $\phi_{2d}^*$  と二次磁束演算値  $\hat{\phi}_{2d}$  の偏差を入力としたPI演算を行うことで求めている。その他の構成はMRAS方式と同じである。

### 2.2 一次電圧検出部の式

図1の適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレス直接形ベクトル制御系(MRAS方式)及び図3のトルク成分電流帰還形ベクトル制御系(従来方式)中において、破線で囲まれた一次電圧検出部は基本波検出用フィルタの特性、ハード面から来る検出精度の要因が大きいと思われる検出値の振幅誤差や検出値にのるオフセットを考慮すると次式で表される<sup>8),9)</sup>。

$$\begin{bmatrix} v_{mu} \\ v_{mv} \\ v_{mw} \end{bmatrix} = \frac{1}{1+T_v p} \left\{ K_a \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{0u} \\ v_{0v} \\ v_{0w} \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 $K_a$  は一次電圧検出値の振幅誤差を考慮するためのパラメータであり、振幅誤差がない場合は  $K_a=1.0$  である。また、 $v_{0u}$ 、 $v_{0v}$ 、 $v_{0w}$  は検出値にのるオフセットを表している。(1)式を  $dq$  同期軸上での式に変換する



表1 誘導電動機定数及び制御回路定数

誘導電動機定数	制御回路定数
$P_o=1.5$ (kW)	$K_v=15.0$
$V=180$ (V)	$K_i=4.5$
$f=60$ (Hz)	$K_q=0.552$
$P=4$ (極)	$K_\omega=20$
$R_1=0.532$ ( $\Omega$ )	$K_d=3.3$
$R_2=0.537$ ( $\Omega$ )	$\tau_i=0.0001$ (s)
$L_1=0.0794$ (H)	$\tau_q=0.1$ (s)
$L_2=0.0794$ (H)	$\tau_\omega=0.1$ (s)
$M=0.0773$ (H)	$\tau_d=0.01551$ (s)
$J=0.03128$ ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ )	$T_f=0.005$ (s)
(負荷機を含む)	$T_v=0.0002$ (s)
	$\phi_{2d}^*=0.464$ (Wb)
	$T_c^*=0.148$ (s)

に示す。解析する動作点は、低速運転時の例として速度指令  $\omega_r^*=0$  [rpm], 滑り  $s=2.7$  [%] の場合を挙げ、高速運転時の例として  $\omega_r^*=855$  [rpm],  $s=2.7$  [%] の場合をあげる。

3.1 一次・二次抵抗変動, 一次電圧検出誤差の影響

一次抵抗変動  $R_1^*/R_1$ , 二次抵抗変動  $R_2^*/R_2$ , 一次電圧検出値の振幅誤差  $K_a$ , 一次電圧の基本波検出用フィルタの一次遅れ時定数  $T_v$  については, オフセット  $v_{od}=v_{0q}=0$  と仮定し計算された速度の伝達関数の極・零点の計算により安定性を検討した。

3.1.1 一次抵抗変動  $R_1^*/R_1$  に対する検討

図5に低速運転時 ( $\omega_r^*=0$ rpm) での一次抵抗  $R_1^*/R_1$  に対する極と零点の軌跡を示す。ここでMRA S方式における適応二次磁束オブザーバは観測対象である誘導機と同じ収束速度になるように設計されている。同図(a)MRA S方式の場合, 系が安定である  $R_1^*/R_1$  の範囲が0.61~1.75, 同図(b)従来方式の場合0.3~1.23である。MRA S方式の方が従来方式に比べ少し安定な範囲が広い。

図6に高速運転時 ( $\omega_r^*=855$ rpm) での一次抵抗に  $R_1^*/R_1$  に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRA S方式の場合, 系が安定である  $R_1^*/R_1$  の範囲が0~2.5, 同図(b)従来方式の場合0~1.18である。MRA S方式の方が従来方式に比べ安定な範囲が広い。また, 図5, 図6中の表で示してある定常状態での速度制御誤差 ( $\omega_r-\omega_r^*$ ) は, MRA S方式, 従来方式の両者において低速運転時の方が高速運転時よりも大きい。また, MRA S方式の方が従来方式よりも同じ  $R_1^*/R_1$  に対して速度制御誤差が大きい。

3.1.2 二次抵抗変動  $R_2^*/R_2$  に対する検討

図7に低速運転時 ( $\omega_r^*=0$ rpm) での二次抵抗  $R_2^*/R_2$  に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRA S方式の場合, 系が安定である  $R_2^*/R_2$  の範囲が0.25~3.15, 同図(b)従来方式の場合0.25~2.5である。MRA S方式の方が従来方式に比べ安定な範囲が広い。

図8に高速運転時 ( $\omega_r^*=855$ rpm) での二次抵抗

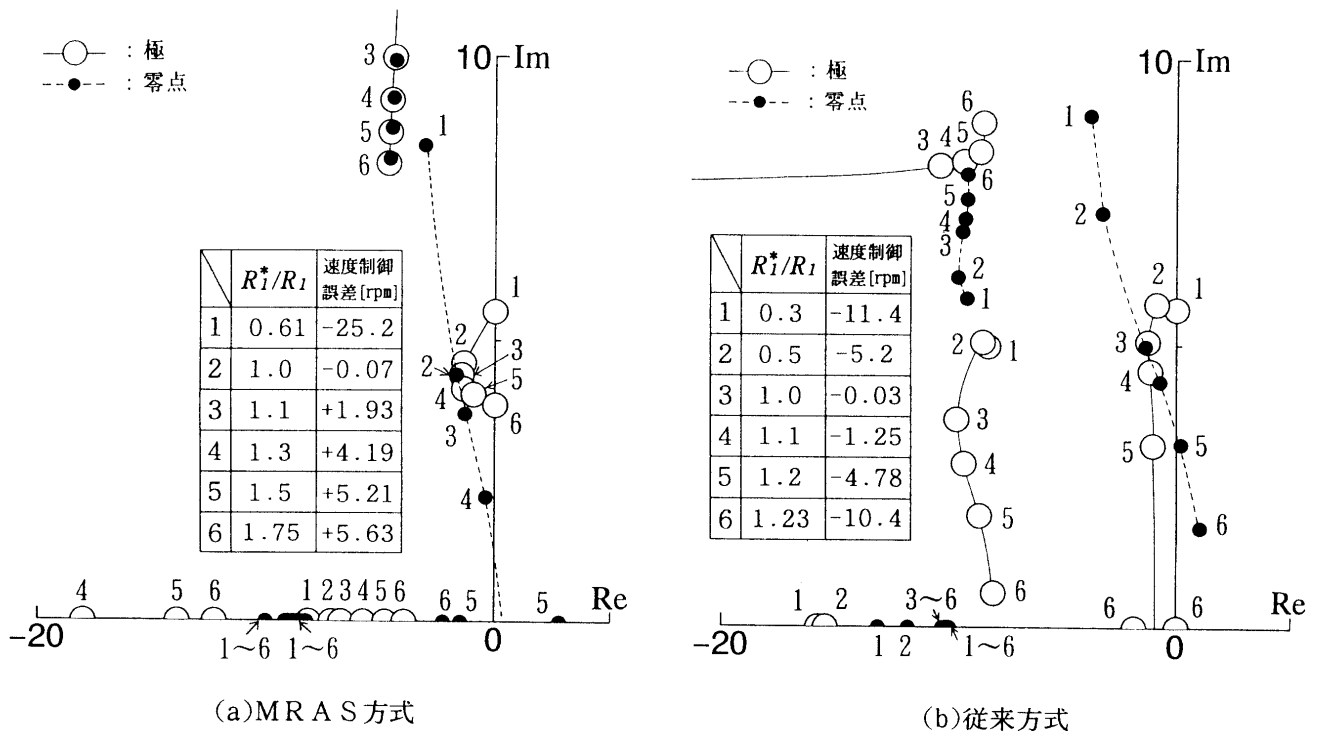
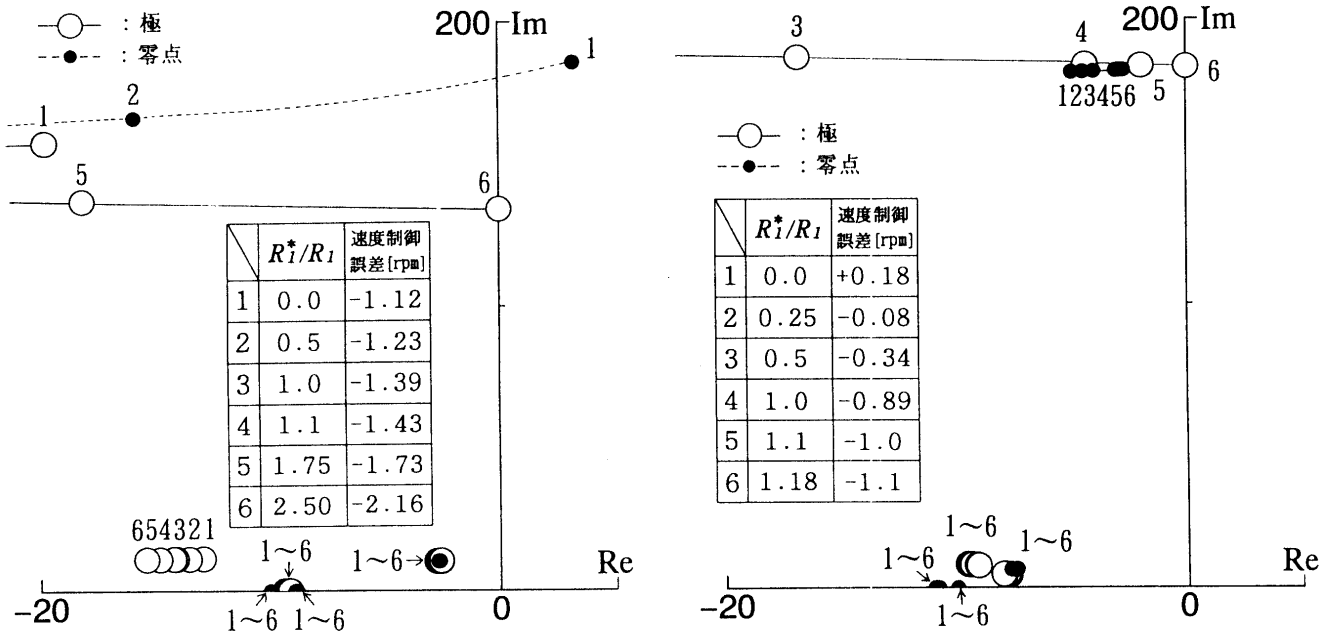


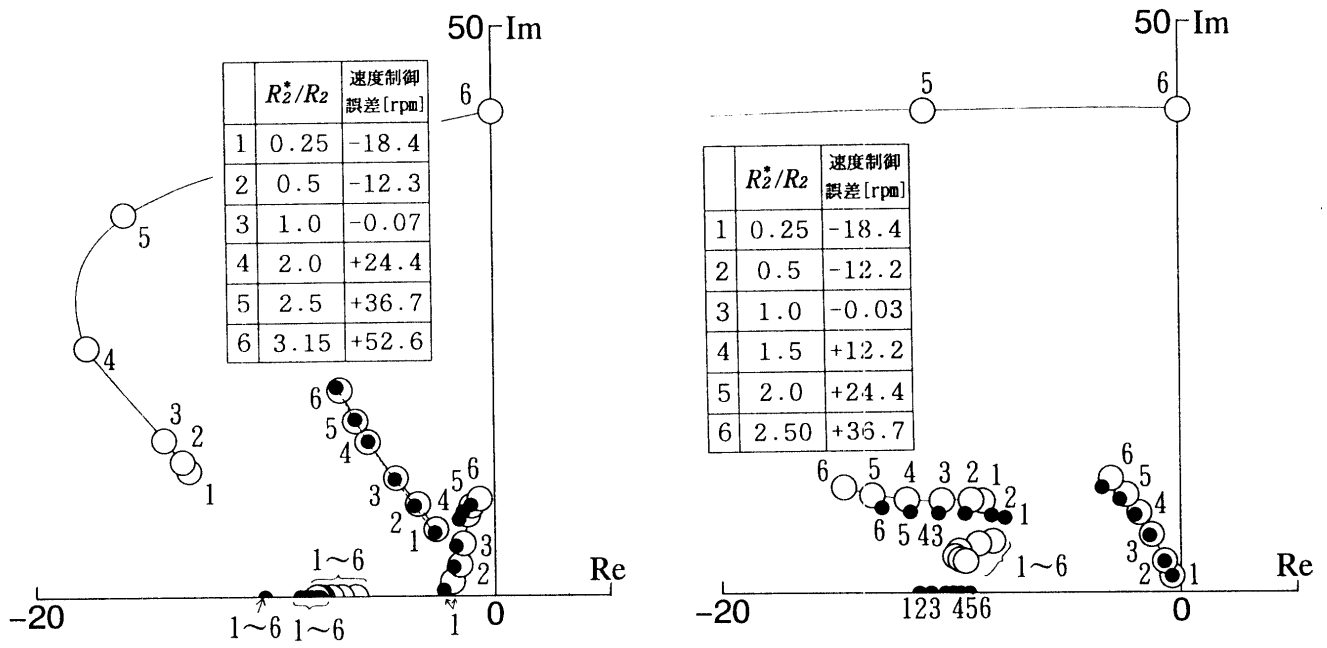
図5 低速運転時 ( $\omega_r^*=0$ rpm) での一次抵抗  $R_1^*/R_1$  に対する極と零点の軌跡 (—○— : 極, ---●--- : 零点)



(a)MRA S方式

(b)従来方式

図6 高速運転時 ( $\omega_r^* = 855\text{rpm}$ ) での一次抵抗  $R_1^*/R_1$  に対する極と零点の軌跡  
( $\circ$  : 極,  $\bullet$  : 零点)



(a)MRA S方式

(b)従来方式

図7 低速運転時 ( $\omega_r^* = 0\text{rpm}$ ) での二次抵抗  $R_2^*/R_2$  に対する極と零点の軌跡  
( $\circ$  : 極,  $\bullet$  : 零点)

$R_2^*/R_2$  に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRA S方式の場合、系が安定である  $R_2^*/R_2$  の範囲が0.25~2.97、同図(b)従来方式の場合は0.34~2.32である。MRA S方式の方が従来方式に比べ安定な範囲が広い。また、図7、

図8中の表で示してある速度制御誤差は、両方式で同じであり、低速運転と高速運転とではほぼ等しい。

### 3.1.3 一次電圧検出値の振幅誤差 $K_u$ に対する検討

図9に低速運転時 ( $\omega_r^* = 0\text{rpm}$ ) での一次電圧検出

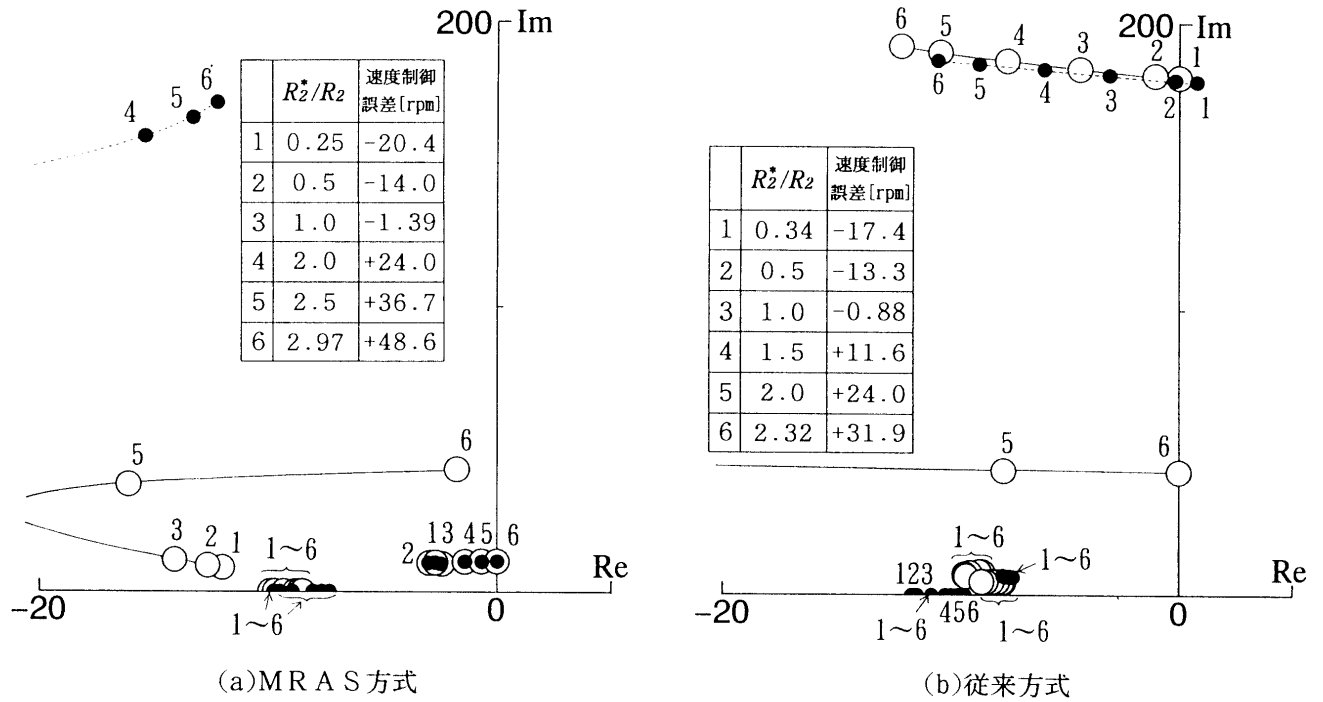


図8 高速運転時 ( $\omega_r^* = 855\text{rpm}$ ) での二次抵抗  $R_2^*/R_2$  に対する極と零点の軌跡  
 (—○— : 極, -●- : 零点)

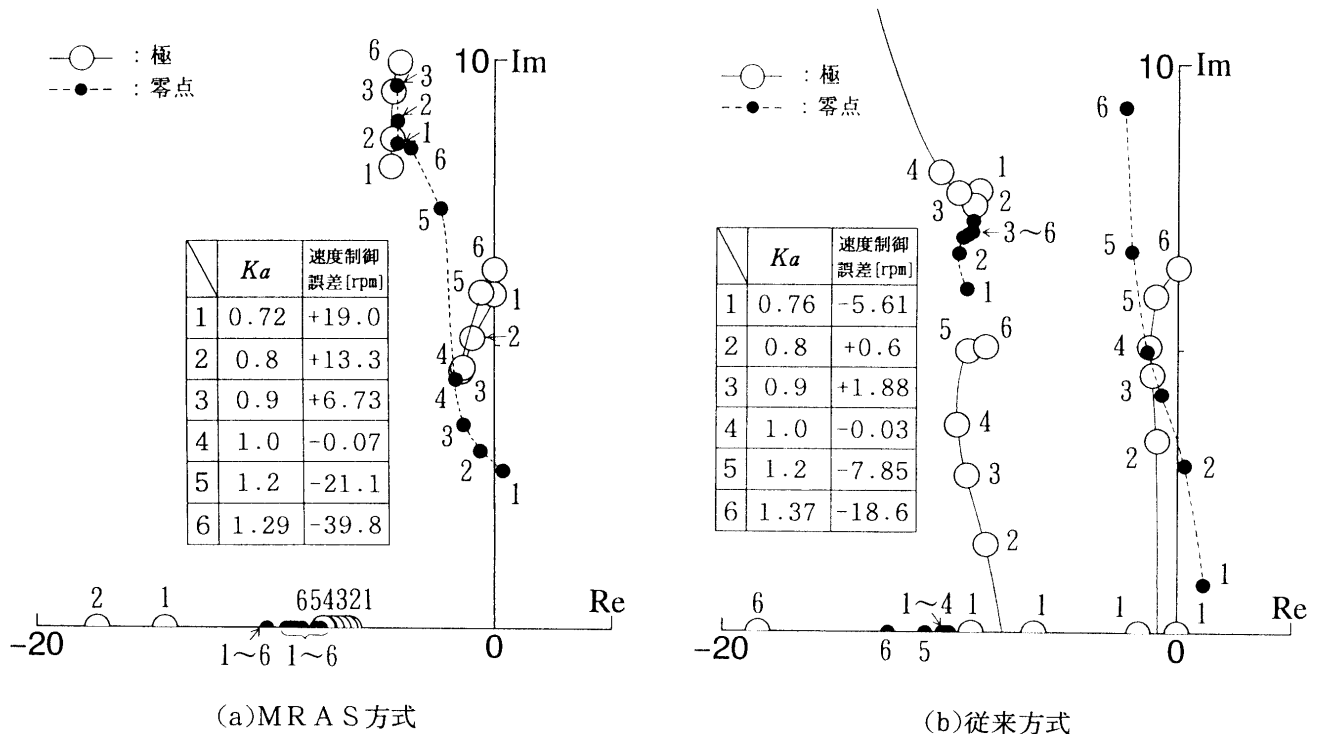


図9 低速運転時 ( $\omega_r^* = 0\text{rpm}$ ) での一次電圧検出値の振幅誤差  $K_a$  に対する極と零点の軌跡  
 (—○— : 極, -●- : 零点)

値の振幅誤差  $K_a$  に対する極と零点の軌跡を示す。同図 (a)MRAS方式の場合、系が安定である  $K_a$  の範囲が 0.72~1.29, 同図(b)従来方式の場合は0.76~1.37である。

低速運転時での振幅誤差  $K_a$  に対する安定な範囲は両者でほぼ等しい。

図10に高速運転時 ( $\omega_r^* = 855\text{rpm}$ ) での一次電圧検

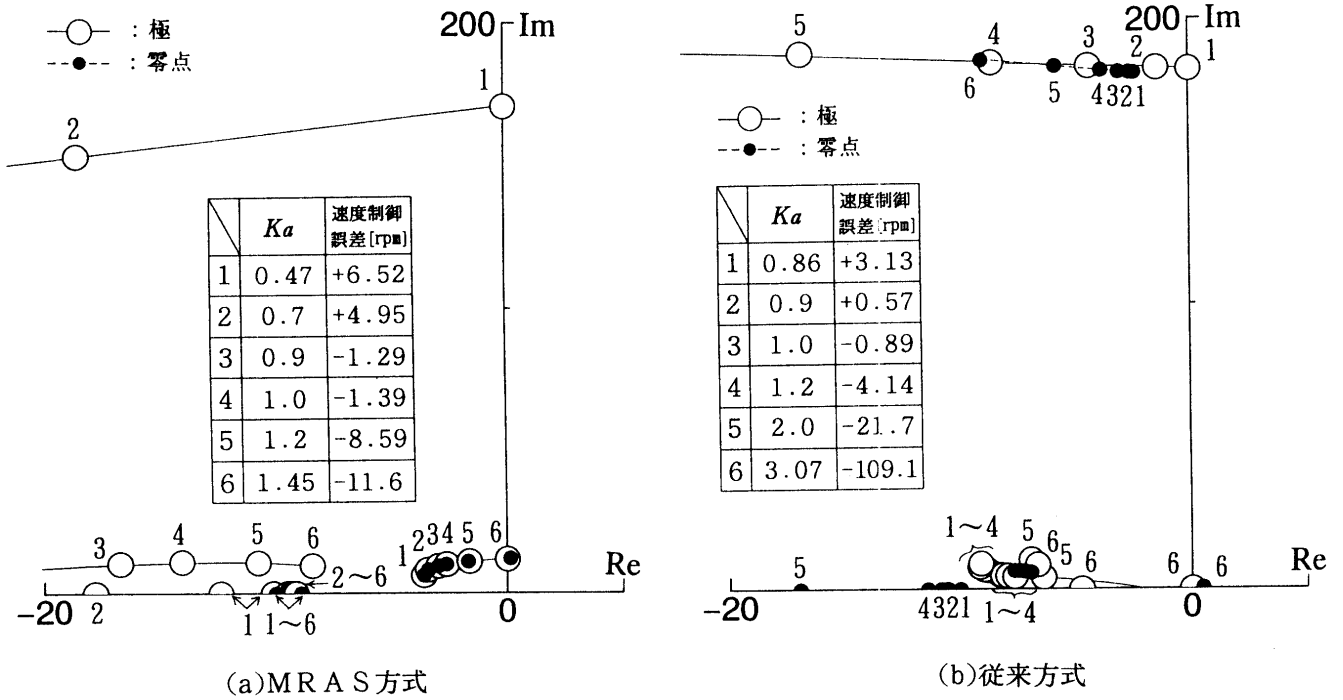


図10 高速運転時 ( $\omega_r^* = 855\text{rpm}$ ) での一次電圧検出値の振幅誤差  $K_a$  に対する極と零点の軌跡 (—○— : 極, -●- : 零点)

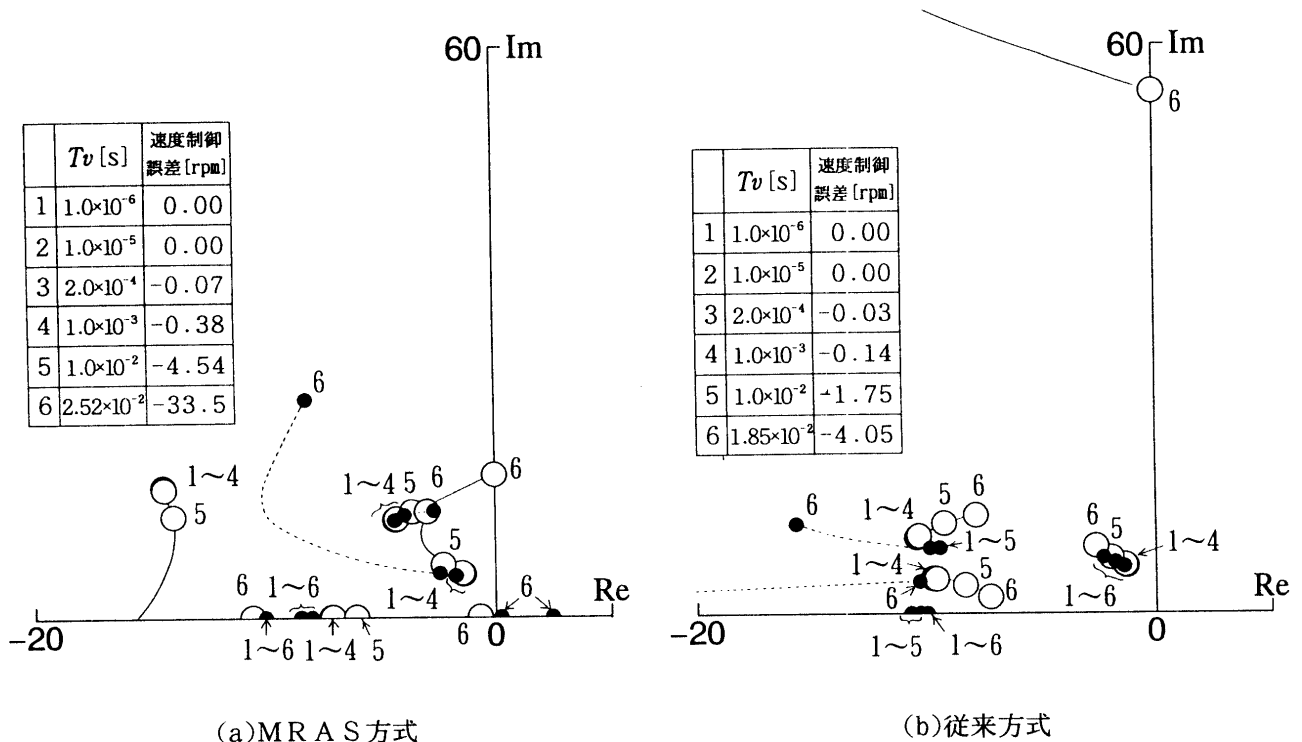


図11 低速運転時 ( $\omega_r^* = 0\text{rpm}$ ) での基本波検出用フィルタの一次遅れ時定数  $T_v$  に対する極と零点の軌跡 (—○— : 極, -●- : 零点)

出値の振幅誤差  $K_a$  に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRAS方式の場合、系が安定である  $K_a$  の範囲が 0.47~1.45、同図(b)従来方式は 0.86~3.07 である。

MRAS方式の方が従来方式の方に比べ安定な範囲が狭い。また、図9、図10の表で示してある速度制御誤差は、MRAS方式、従来方式の両者において低速運転時の方

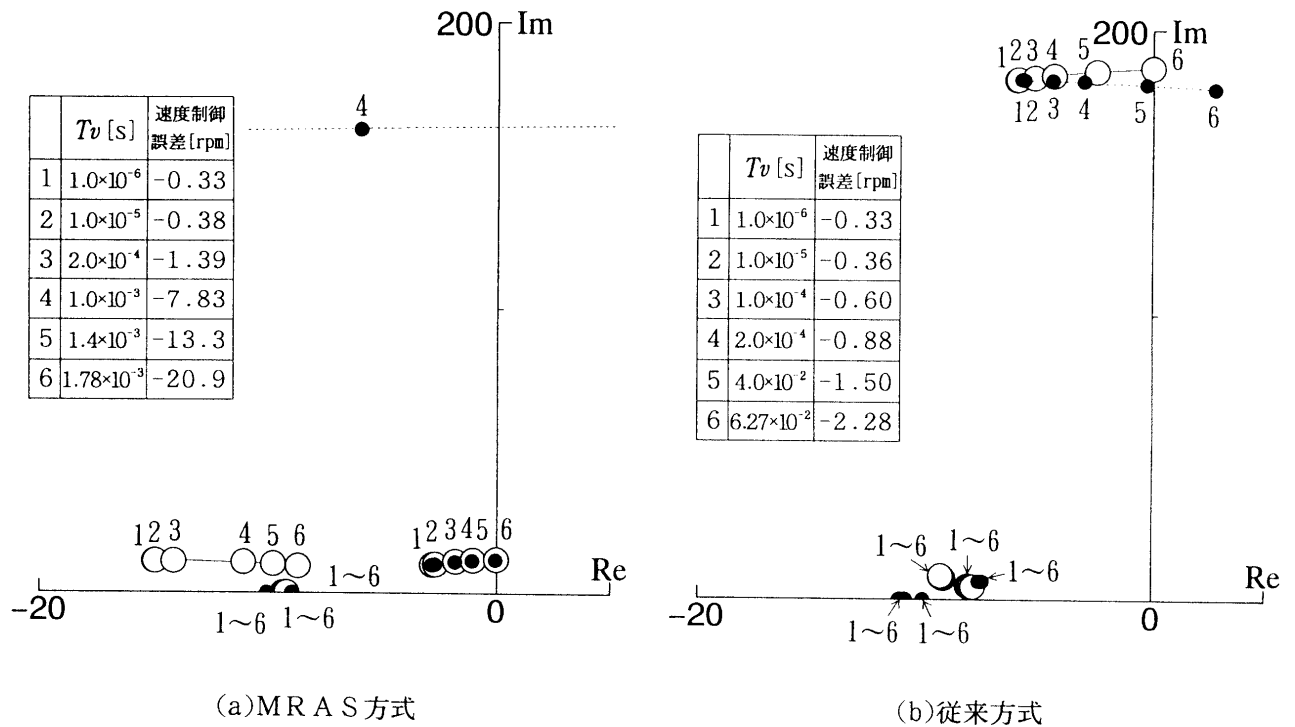


図12 高速運転時 ( $\omega^* = 855\text{rpm}$ ) での基本波検出用フィルタの一次遅れ時定数  $T_v$  に対する極と零点の軌跡 (—○— : 極, ---●--- : 零点)

が高速運転時よりも大きい。また、MRAS方式の方が従来方式に比べ速度制御誤差が大きい。

### 3.1.4 一次電圧の基本波検出用フィルタの一次遅れ時定数 $T_v$ に対する検討

図11に低速運転時 ( $\omega^* = 0\text{rpm}$ ) での基本波検出用フィルタの一次遅れ時定数  $T_v$  に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRAS方式の場合、系が安定である  $T_v$  の上限は  $2.52 \times 10^{-2}$  [s]、同図(b)従来方式の場合は  $1.85 \times 10^{-2}$  [s] である。低速運転時での一次遅れ時定数  $T_v$  に対する安定な範囲は従来方式の方が広い。

図12に高速運転時 ( $\omega^* = 855\text{rpm}$ ) でのフィルタ時定数  $T_v$  に対する極と零点の軌跡を示す。同図(a)MRAS方式の場合、系が安定である  $T_v$  の上限は  $1.78 \times 10^{-3}$  [s]、同図(b)従来方式は  $6.27 \times 10^{-2}$  [s] である。MRAS方式の方が従来方式の方に比べ安定な範囲が狭い。また、図11、図12の表で示してある速度制御誤差は、MRAS方式、従来方式の両者において高速運転時の方が低速運転時よりも大きい。また、MRAS方式の方が従来方式に比べ速度制御誤差が小さい。

### 3.2 一次電圧検出値にのるオフセットの検討

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

図13に一次電圧検出値にのるオフセットを示す。これ

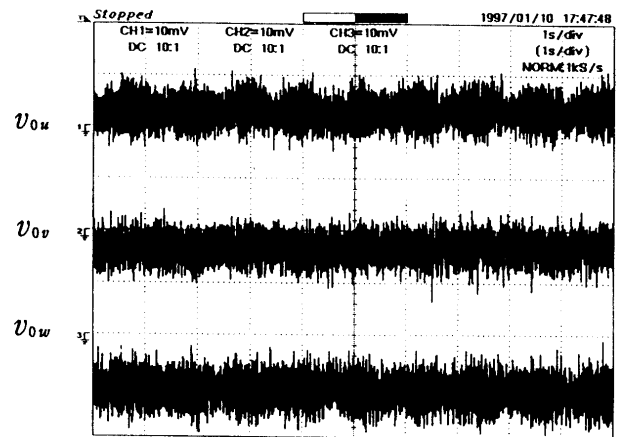


図13 一次電圧検出値にのるオフセット

らは一次電圧検出回路における絶縁アンプの出力を主電源を入れず制御回路のみを立ち上げた状態 ( $v_u = v_v = v_w = 0.0$  [V]) で測定したものである。この時の読み取り値は、 $v_{mu} = 0.057$  [V]、 $v_{mv} = -0.076$  [V]、 $v_{mw} = -0.19$  [V] である。制御回路だけ立ち上げた状態では(1)式において時間微分演算子  $p = 0$ 、 $v_u = v_v = v_w = 0$  となり、読み取り値がオフセットに等しくなる。この読み取り値を一次電圧検出値にのるオフセットとし解析を行う。

図14にMRAS方式での速度指令  $\omega^* = 30$  [rpm] 時の実速度  $\omega$ 、(計算波形)を示す。同図中で示してある  $k$



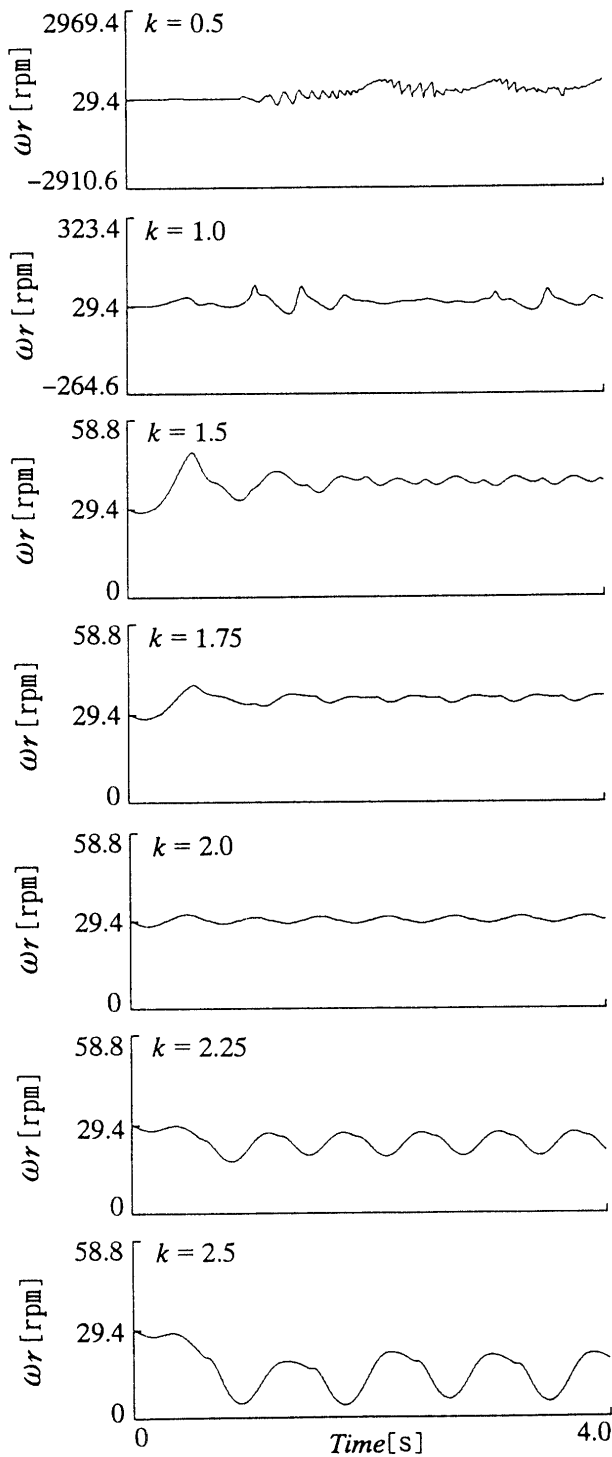


図14 MRAS方式での速度指令  $\omega^* = 30$  [rpm]時の実速度  $\omega_r$  (計算波形, オフセット:  $v_{0u} = 0.057$  [V],  $v_{0v} = -0.076$  [V],  $v_{0w} = -0.19$  [V])

は適応二次磁束オブザーバの極設定のためのパラメータである。 $k$ を決定することにより、適応二次磁束オブザーバの収束速度が観測対象である誘導電動機の $k$ 倍になるように設定することができる。 $k = 0.5, 1.0, 1.5,$

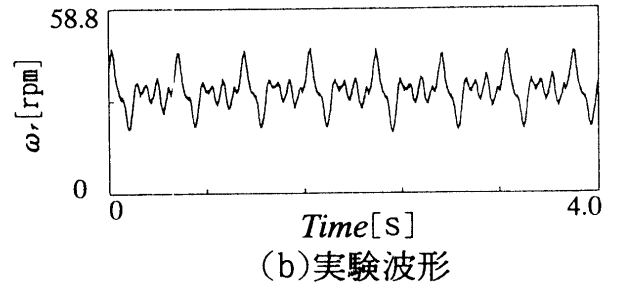
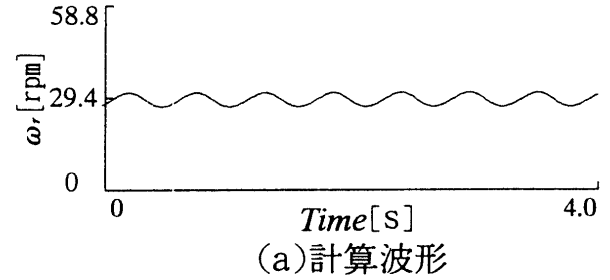


図15 従来方式での速度指令  $\omega^* = 30$  [rpm]時の実速度  $\omega_r$  (オフセット:  $v_{0u} = 0.057$  [V],  $v_{0v} = -0.076$  [V],  $v_{0w} = -0.19$  [V])

1.75, 2.0, 2.25, 2.5の場合において、一次電圧検出値にのるオフセットを  $v_{0u} = 0.057$  [V],  $v_{0v} = -0.076$  [V],  $v_{0w} = -0.19$  [V]と仮定して、実速度  $\omega_r$ を計算した。離散的な $k$ の値に対してしか計算を行っていないので、明確な安定領域は示すことができない。しかし、 $k = 1.0 \sim 2.25$ の付近が安定領域であり、 $k = 2.0$ が最適値であることが確かめられた。

図15に従来方式での速度指令  $\omega^* = 30$  [rpm]時の実速度  $\omega_r$ を示す。(a)計算波形, (b)実験波形ともに実速度が周期的な脈動を生じていることが分かる。

#### 4. まとめ

以上の解析により以下のことが明らかになった。

- (1)両方式ともに高速よりも低速において、一次抵抗変動  $R_1^*/R_1$ 、一次電圧検出値の振幅誤差  $K_a$  に対する安定領域が狭い。
- (2)MRAS方式は従来方式よりも一次抵抗  $R_1^*/R_1$ 、二次抵抗  $R_2^*/R_2$  に対する安定領域が広く、振幅誤差  $K_a$  に対する安定領域が狭い。
- (3)一次電圧の基本波検出用フィルタの一次遅れ時定数  $T_v$  に対する安定領域は、低速ではMRAS方式の方が広く、高速では従来方式の方が広い。
- (4)MRAS方式の振幅誤差  $K_a$  に対する低速での速度制御誤差は、従来方式に比べ極端に大きい。
- (5)MRAS方式では、一次電圧検出値にのるオフセットに対して適応二次磁束オブザーバの極設定パラメータ  $k = 1.0 \sim 2.25$ の付近が安定であり、 $k = 2.0$ の場合が最も影

響が小さくなる。

(6)従来方式において、オフセットが実速度に周期的な脈動を生じさせることを、実験及び解析において確認した。

### 参考文献

- 1) 久保田・吉原・松瀬：「速度センサレスベクトル制御誘導電動機の一次電圧オフセット補償による低速域の特性改善」, 電学論D, **115**, 952 (平7-7)
- 2) 井手・狭間・辻・小黑：「一次電圧誤差補償オブザーバを有する誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御」, 電学論D, **116**, 835 (平8-8)
- 3) T. Kim & A. Kawamura: 「Sensorless Slip Frequency Estimation of Induction Motor in the Very Low Speed Region」, 電学論D, **116**, 652 (平8-6)
- 4) 久保田・尾崎・松瀬・中野：「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機の世界速度センサレス直接形ベクトル制御」, 電学論D, **111**, 954 (平3-11)
- 5) 大谷・渡邊・高崎・高田：「ベクトル制御による誘導電動機の世界速度センサレスドライブ」, 電学論D, **107**, 199 (昭62-2)
- 6) 篠原・永野・大山：「誘導電動機世界速度センサレスベクトル制御系における電流制御ループを考慮した安定性解析」, 電学論D, **116**, 337 (平8-3)
- 7) K. Oyama & K. Shinohara: “Stability Improvement of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor”, PEDS'97, pp. 649~655 (1997)
- 8) 大山・篠原：「低速運転時における一次電圧検出誤差の世界速度センサレスベクトル制御系への影響」, 平成9年電気学会全国大会 No. 994, pp. 4-342~4-343
- 9) 大山・篠原：「適応二次磁束オブザーバを用いた世界速度センサレス直接形ベクトル制御系の低速時の安定性」, 平成9年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集II, No. 93, pp. 217~220