



Title	パワーエレクトロニクスと電動機制御入門
Author(s)	辻, 峰男
Citation	パワーエレクトロニクスと電動機制御入門; 2015
Issue Date	2015
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10069/35225">http://hdl.handle.net/10069/35225</a>
Right	

This document is downloaded at: 2019-01-23T01:37:25Z

## 付録3 誘導機のセンサレスベクトル制御

### (Q 軸磁束を利用した方式)

### Speed-sensorless Vector Control of Induction Motor Using Q-Axis Flux

#### (1) 静止座標系のモデルを利用した直接形

#### Direct Type Control using Stationary Reference Frame Model

静止座標系の誘導機の電圧方程式は(3-19)より次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & 0 & \frac{M}{L_r} p & 0 \\ 0 & R_s + \sigma L_s p & 0 & \frac{M}{L_r} p \\ -\frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{1}{\tau_r} + p & \omega_r \\ 0 & -\frac{M}{\tau_r} & -\omega_r & \frac{1}{\tau_r} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{a3-1})$$

**電圧モデル**(Voltage Model)による磁束演算は次式で行う。  $K_c$  は**オブザーバゲイン**(observer gain)である。

$$p\psi_{r\alpha}^v = \frac{L_r}{M}(e_{s\alpha} - R_s^* i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) + K_c(\psi_{r\alpha}^* - \psi_{r\alpha}^v) \quad (\text{a3-2})$$

$$p\psi_{r\beta}^v = \frac{L_r}{M}(e_{s\beta} - R_s^* i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) + K_c(\psi_{r\beta}^* - \psi_{r\beta}^v) \quad (\text{a3-3})$$

$K_c = 0$  として電圧モデルだけで磁束を演算すると不安定になり易いことが判っている(純粋積分の不安定とよぶ)。このため**電流モデル**により得られる**磁束**との誤差を加える<sup>(20)</sup>。制動項として働くように  $K_c > 0$  とする。空間ベクトル(Space Vector)で表示すると

$$p\dot{\psi}_{r\alpha\beta}^v = \frac{L_r}{M}\{\dot{e}_{s\alpha\beta} - (R_s^* + \sigma L_s p)i_{s\alpha\beta}\} + K_c(\dot{\psi}_{r\alpha\beta}^* - \dot{\psi}_{r\alpha\beta}^v) \quad (\text{a3-4})$$

**電流モデル**(Current Model)による磁束演算は次式で行う。実速度の代わりに推定速度で近似する。

$$p\psi_{r\alpha}^* = -\frac{\psi_{r\alpha}^*}{\tau_r^*} - \hat{\omega}_r \psi_{r\beta}^* + \frac{M}{\tau_r^*} i_{s\alpha} \quad (\text{a3-5})$$

$$p\psi_{r\beta}^* = -\frac{\psi_{r\beta}^*}{\tau_r^*} + \hat{\omega}_r \psi_{r\alpha}^* + \frac{M}{\tau_r^*} i_{s\beta} \quad (\text{a3-6})$$

空間ベクトル(Space Vector)で表示すると

$$p\dot{\psi}_{r\alpha\beta}^* = -\frac{1}{\tau_r^*}\dot{\psi}_{r\alpha\beta}^* + j\hat{\omega}_r \psi_{r\alpha\beta}^* + \frac{M}{\tau_r^*} \dot{i}_{s\alpha\beta} \quad (\text{a3-7})$$

速度推定(Speed Estimation) :

$$\hat{\omega}_r = (K_{wp} + \frac{K_{wi}}{s})(\psi_{r\beta}^v \psi_{r\alpha}^* - \psi_{r\alpha}^v \psi_{r\beta}^*) \quad (a3-8)$$

Schauder の方式はオブザーバゲインを 0 としている<sup>(26)</sup>。純粹積分の不安定を回避するため、電圧モデルの後と電流モデルの前にハイパスフィルタが入っている。(a3-8)は、Schauder により Popov の**超安定論**により導出されている。

磁束の向きの推定 (Direction of Rotor Flux) は電流モデルの $\psi_{r\alpha}^*$ ,  $\psi_{r\beta}^*$  を用いて次式より求める。

$$\theta^* = \tan^{-1} \frac{\psi_{r\beta}^*}{\psi_{r\alpha}^*} \quad (a3-9)$$

以上により、図 a3-1 のセンサレスベクトル制御系が得られる。 $\varepsilon = \psi_{r\beta}^v \psi_{r\alpha}^* - \psi_{r\alpha}^v \psi_{r\beta}^*$  としている。

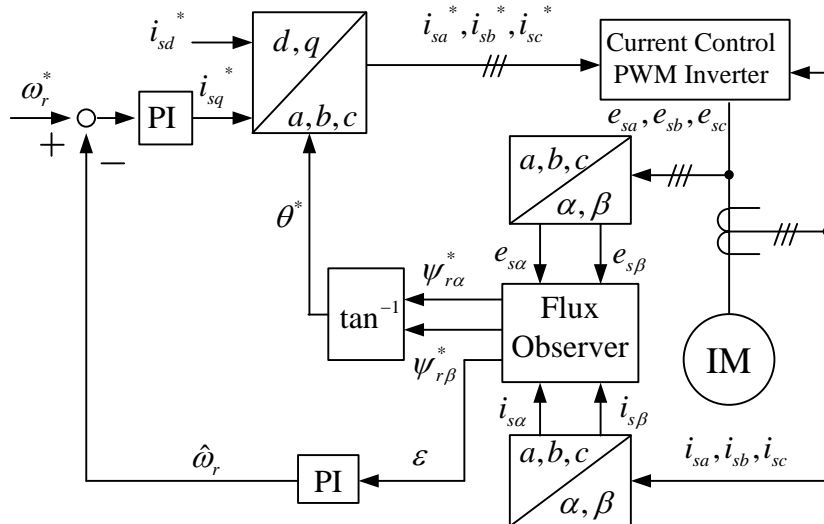


図 a3-1 静止座標系でのオブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系  
Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Flux Observer composed by  
Stationary Reference Frame Model.

## (2) 回転座標系のモデルを利用した間接形 Indirect Type Control Using Rotating Reference Frame Model

図 a3-1 の方式を電流モデルより求めた(a3-9)の $\theta^*$ に同期して回転する  $d-q$  座標系で構成してみよう。すなわち電流モデルから求めた二次鎖交磁束の方向を  $d$  軸に一致させ、磁束と共に回転する座標系を考える。変換式は、

$$\begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta^* & \sin \theta^* \\ -\sin \theta^* & \cos \theta^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{s\alpha} \\ f_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (a3-10)$$

$$\dot{f}_{sdq} = e^{-j\theta^*} \dot{f}_{s\alpha\beta} \quad (\text{a3-11})$$

$f$  は  $e, i, \psi$  を意味する。

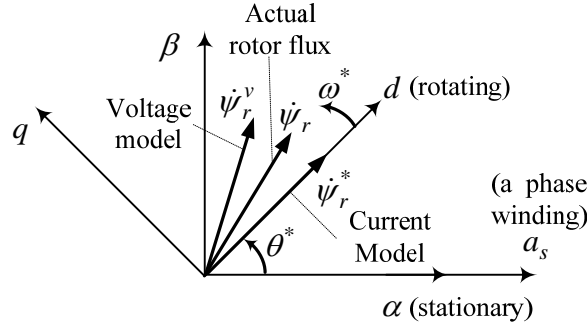


図 a3-2 磁束の空間ベクトルと座標系

Space Vector of Rotor Flux and Reference Frame

$f_{rd}, f_{rq}$  と  $f_{r\alpha}, f_{r\beta}$  の関係も(a3-10), (a3-11)と同じである (三相から  $\alpha, \beta$  への変換は固定子側, 回転子側で異なる)。

$$\begin{bmatrix} f_{rd} \\ f_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta^* & \sin \theta^* \\ -\sin \theta^* & \cos \theta^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{r\alpha} \\ f_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{a3-12})$$

$$\dot{f}_{rdq} = e^{-j\theta^*} \dot{f}_{r\alpha\beta} \quad (\text{a3-13})$$

一方,  $f_{s\alpha}, f_{s\beta}$  を求める式は,

$$\begin{bmatrix} f_{s\alpha} \\ f_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta^* & -\sin \theta^* \\ \sin \theta^* & \cos \theta^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{a3-14})$$

$$\dot{f}_{s\alpha\beta} = e^{j\theta^*} \dot{f}_{sdq} \quad (\text{a3-15})$$

であり,  $f_{r\alpha}, f_{r\beta}$  も  $f_{rd}, f_{rq}$  より全く同じ変換で求まる。

(a3-13)を(a3-7)に代入して, 次式が得られる。

$$0 = -\frac{M}{\tau_r^*} i_{sd} + \left(\frac{1}{\tau_r^*} + p\right) \psi_{rd}^* - (\omega^* - \hat{\omega}_r) \psi_{rq}^* \quad (\text{a3-16})$$

$$0 = -\frac{M}{\tau_r^*} i_{sq} + (\omega^* - \hat{\omega}_r) \psi_{rd}^* + \left(\frac{1}{\tau_r^*} + p\right) \psi_{rq}^* \quad (\text{a3-17})$$

$$\text{但し, } p \theta^* = \omega^* \quad (\text{a3-18})$$

ところで, (a3-12)より,

$$\psi_{rq}^* = -\psi_{r\alpha}^* \sin \theta^* + \psi_{r\beta}^* \cos \theta^*$$

であるが, (a3-9)より,  $\sin \theta^*$ ,  $\cos \theta^*$  を代入すると,

$$\psi_{rq}^* = -\psi_{r\alpha}^* \cdot \frac{\psi_{r\beta}^*}{\sqrt{\psi_{r\alpha}^{*2} + \psi_{r\beta}^{*2}}} + \psi_{r\beta}^* \cdot \frac{\psi_{r\alpha}^*}{\sqrt{\psi_{r\alpha}^{*2} + \psi_{r\beta}^{*2}}} = 0 \quad (\text{a3-19})$$

となる。磁束の方向を  $d$  軸に一致させたのだから当然のことなのだが, 確認ができた。(a3-19)を(a3-16), (a3-17)に代入すると次式を得る。

$$0 = -\frac{M}{\tau_r^*} i_{sd} + \frac{1}{\tau_r^*} \psi_{rd}^* + p \psi_{rd}^* \quad (\text{a3-20})$$

$$0 = -\frac{M}{\tau_r^*} i_{sq} + (\omega^* - \hat{\omega}_r) \psi_{rd}^* \quad (\text{a3-21})$$

従って, (a3-21)より

$$\omega^* = \hat{\omega}_r + \frac{M}{\tau_r^* \psi_{rd}^*} i_{sq} \quad (\text{a3-22})$$

であり, (a3-22)より次式で  $\theta^*$  が計算できる。

$$\theta^* = \int \omega^* dt = \int \left( \hat{\omega}_r + \frac{M}{\tau_r^* \psi_{rd}^*} i_{sq} \right) dt \quad (\text{a3-23})$$

(a3-11)を用いて(a3-4)を  $d-q$  座標系に変換すると, 次式が得られる。

$$p \psi_{rdq}^v + j \omega^* \psi_{rdq}^v = \frac{L_r}{M} \{ \dot{e}_{sdq} - (R_s^* + \sigma L_s p) i_{sdq} - j \omega^* \sigma L_s i_{sdq} \} + K_c (\psi_{rdq}^* - \psi_{rdq}^v)$$

故に

$$p \psi_{rd}^v = \frac{L_r}{M} (e_{sd} - R_s^* i_{sd} - \sigma L_s p i_{sd} + \omega^* \sigma L_s i_{sq}) + \omega^* \psi_{rq}^v + K_c (\psi_{rd}^* - \psi_{rd}^v) \quad (\text{a3-24})$$

$$p \psi_{rq}^v = \frac{L_r}{M} (e_{sq} - R_s^* i_{sq} - \sigma L_s p i_{sq} - \omega^* \sigma L_s i_{sd}) - \omega^* \psi_{rd}^v + K_c (\psi_{rq}^* - \psi_{rq}^v) \quad (\text{a3-25})$$

なお,  $\psi_{rq}^* = 0$  である。

速度推定は(a3-8)より，次式が導かれる。この物理的意味は図 a3-5 で明らかとなる。

$$\begin{aligned}\hat{\omega}_r &= (K_{wp} + \frac{K_{wi}}{s})(\psi_{rq}^v \psi_{rd}^* - \psi_{rd}^v \psi_{rq}^*) \\ &= (K_{wp} + \frac{K_{wi}}{s}) \psi_{rq}^v \psi_{rd}^*\end{aligned}\tag{a3-26}$$

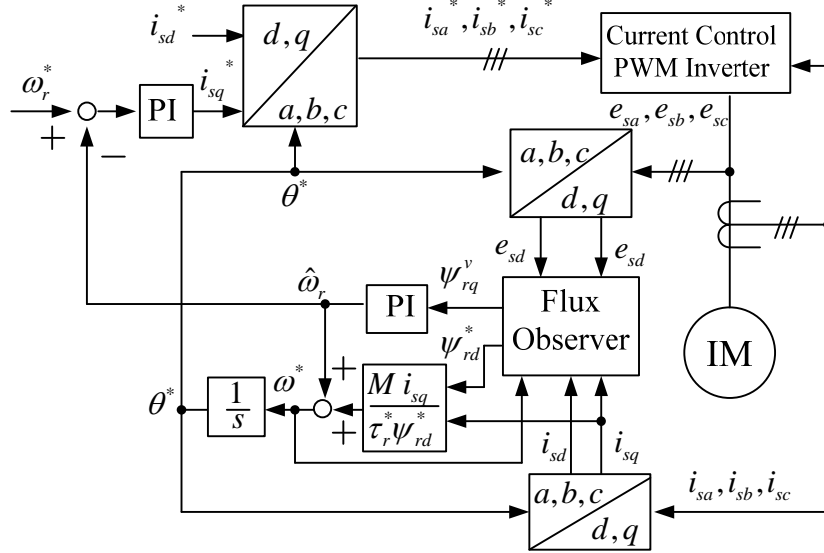


図 a3-3 回転座標系でのオブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系  
Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Flux Observer composed by Rotating Reference Frame Model.

以上により，回転座標系のオブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系が図 a3-3 のように得られる。図 a3-3 は図 a3-2 の制御系の変数を変更しただけで等価である。

図 a3-1，図 a3-3 の場合には，3 相電流指令通りの電流をインバータで流す必要があり，ヒステリシスコンパレータや 3 相電流 PI 制御が利用できる。後者は，交流電流の制御で位相の遅れが問題となる。通常は， $d-q$  軸電流の PI 制御が広く利用されている。そこで，一般に広く利用されているすべり周波数制御形のベクトル制御に習い，電流制御を理想的として電流の指令値を利用したセンサレスベクトル制御系を図 a3-4 に示す。磁束オブザーバは，(a3-27)，(a3-28)の演算を行うが，簡単化のため電圧センサをなくして指令電圧を用いる。

$$\begin{aligned}p\psi_{rd}^v &= \frac{L_r}{M}(e_{sd}^* - R_s^* i_{sd} - \sigma L_s p i_{sd} + \omega^* \sigma L_s i_{sq}) + \omega^* \psi_{rq}^v \\ &\quad + K_c(\psi_{rd}^* - \psi_{rd}^v)\end{aligned}\tag{a3-27}$$

$$\begin{aligned}p\psi_{rq}^v &= \frac{L_r}{M}(e_{sq}^* - R_s^* i_{sq} - \sigma L_s p i_{sq} - \omega^* \sigma L_s i_{sd}) - \omega^* \psi_{rd}^v \\ &\quad + K_c(\psi_{rq}^* - \psi_{rq}^v)\end{aligned}\tag{a3-28}$$

なお， $\psi_{rq}^* = 0$  である。

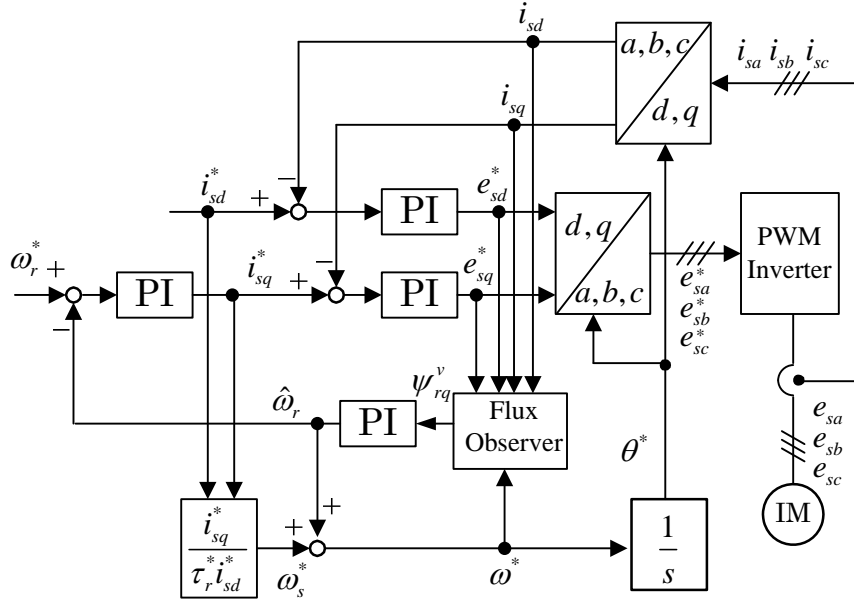


図 a3-4 回転座標系でのオブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系<sup>(34)</sup>  
 ( $d$ - $q$  軸電流制御, 電流モデルの  $d$ - $q$  軸電流を指令値で代用  
 $d$ - $q$  軸電圧を指令値で代用, 磁束一定制御の場合)

Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Flux Observer composed by Rotating Reference Frame Model. ( $d$ - $q$  axis current control,  $d$ - $q$  axis current commands are used in current model,  $d$ - $q$  axis voltage commands are used in voltage model, Flux command is constant )

図 a3-4 のシステムは,  $K_c$  が小さいとパラメータ変動 (一次抵抗の温度による変化) やノイズに弱く,  $K_c$  が大きいほど再生領域の不安定領域が大きくなる。力行運転では  $K_c$  は比較的大きく選べる。

図 a3-4 では, 磁束の指令値を一定と考え

$$\psi_{rd}^* = M i_{sd}^* \quad (\text{a3-29})$$

としている。このとき, すべり周波数は

$$\omega_s^* = \frac{M i_{sq}^*}{\tau_r \psi_{rd}^*} \quad (\text{a3-30})$$

となる。磁束可変制御も行う場合には, (a3-20)より次式を用いる。

$$p \psi_{rd}^* = -\frac{1}{\tau_r} \psi_{rd}^* + \frac{M}{\tau_r} i_{sd}^* \quad (\text{a3-31})$$

次に,  $q$  軸磁束で**同期速度(回転磁束の角速度)を推定する方式**を考える。まず(a3-2), (a3-3)の電圧モデルで求まる磁束を真値と仮定する。(a3-5), (a3-6)の電流モデルには速度が含まれており, 図 a3-5 のように電流モデルの磁束は真値からずれている。 $d$ 軸を電流モデルの磁束の向きにとると, 電圧モデルの磁束の  $q$  軸成分が 0 になっていれば, 電流モデルの磁束の向きは正しいことになる。

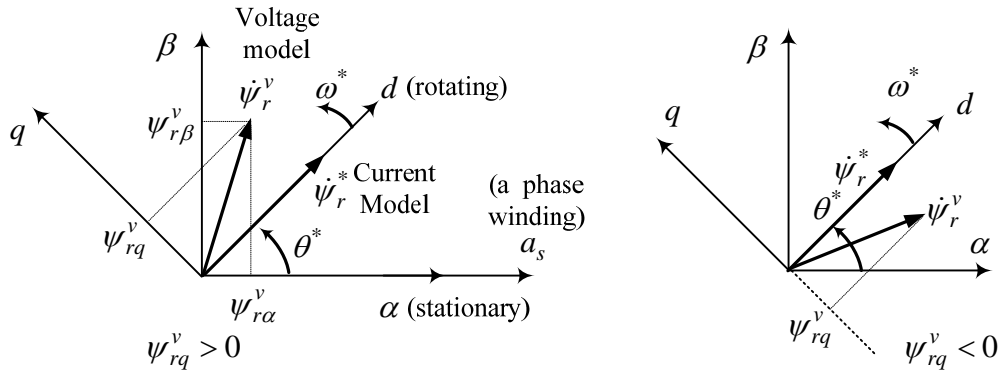


図 a3-5 磁束の空間ベクトルと座標系

Space Vector of Rotor Flux and Reference Frame

以上のことから、 $\psi_{rq}^v$  が 0 になるように、 $\omega^*$  を調整して  $d$ - $q$  軸を回転させる。 $\psi_{rq}^v > 0$  なら、 $\omega^*$  を増加させ、 $\psi_{rq}^v < 0$  なら、 $\omega^*$  を減少させる。すなわち、電流モデルの磁束の回転角速度  $\omega^*$  を次式で演算する。

$$\omega^* = (K_{wp} + \frac{K_{wi}}{s})\psi_{rq}^v \quad (\text{a3-32})$$

この式は  $\omega^* < 0$  (逆転) の場合にも問題ない。以上により、回転座標系のオブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系が図 a3-6 のように得られる。なお、速度は次式で求められる。

$$\hat{\omega}_r = \omega^* - \frac{M}{\tau_r^* \psi_{rd}^*} i_{sq} \quad (\text{a3-33})$$

安定性に関しては、図 a3-4 と図 a3-6 は大差ないようである。

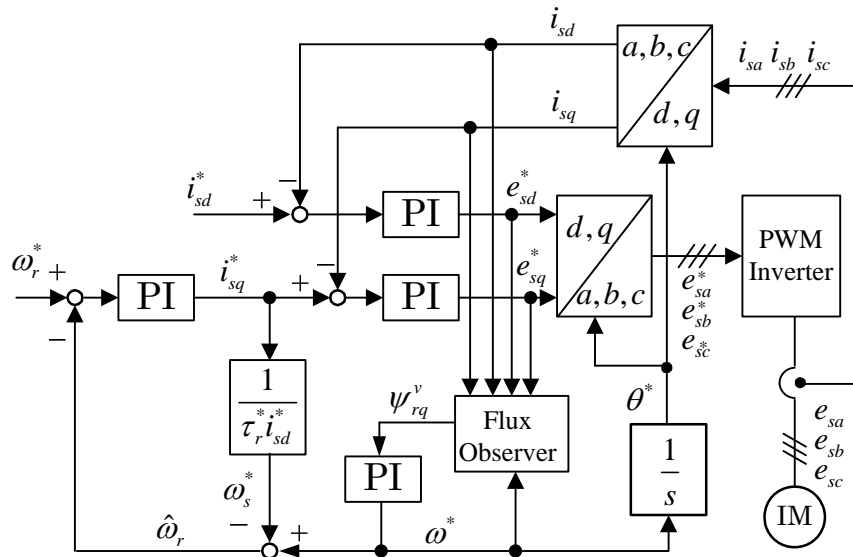


図 a3-6 回転座標系でのオブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系

( $d$ - $q$  軸電流制御, 電流モデルの  $d$ - $q$  軸電流を指令値で代用,  $d$ - $q$  軸電圧を指令値で代用, 磁束一定制御の場合) Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Flux Observer composed by Rotating Reference Frame Model. ( $d$ - $q$  axis current control,  $d$ - $q$  axis current commands are used in current model,  $d$ - $q$  axis voltage commands are used in voltage model, Flux command is constant )



### (3) 簡易センサレスベクトル制御

$\psi_{rq}^v$  の計算を簡単化することで、簡易センサレスベクトル制御を実現できる。(a3-27)式で、オブザーバゲインを 0 と置き、微分は 0 とする。この結果、次式が得られる。

$$e_{sd}^* = R_s^* i_{sd} - \omega^* \sigma L_s i_{sq} - \frac{\omega^* M}{L_r} \psi_{rq}^v \quad (\text{a3-34})$$

この近似は、たとえ過渡状態であっても  $d$  軸電流制御が理想的で、 $i_{sd} = i_{sd}^*$  (一定) で、その結果  $d$  軸磁束が一定に制御できているなら成立し、かなり妥当性のある近似と考えられる。(a3-34)で

$$e_d^* = -\frac{\omega^* M}{L_r} \psi_{rq}^v \quad (\text{a3-35})$$

とおき、 $i_{sd} = i_{sd}^*$  を用いると次式が得られる。

$$e_{sd}^* = R_s^* i_{sd}^* - \omega^* \sigma L_s i_{sq} + e_d^* \quad (\text{a3-36})$$

$i_{sd}$  を用いると正帰還になり不安定となるであろう。(a3-36)より  $e_d^*$  が得られると、(a3-35)より  $\psi_{rq}^v$  はこれに比例するから次式で磁束の回転角速度が推定できる。

$$\omega^* = -K_w \left(1 + \frac{1}{sT_w}\right) e_d^* \quad (\text{a3-37})$$

$$\text{ただし、} K_w = \text{sign}(\omega^*) |K_w|, \quad \text{sign}(\omega^*) = \begin{cases} 1 & \omega^* > 0 \\ -1 & \omega^* < 0 \end{cases} \quad (\text{a3-38})$$

以上により図 a3-7 の簡易センサレスベクトル制御系 I が得られる。この制御系は回生運転領域で安定となることが判っている。

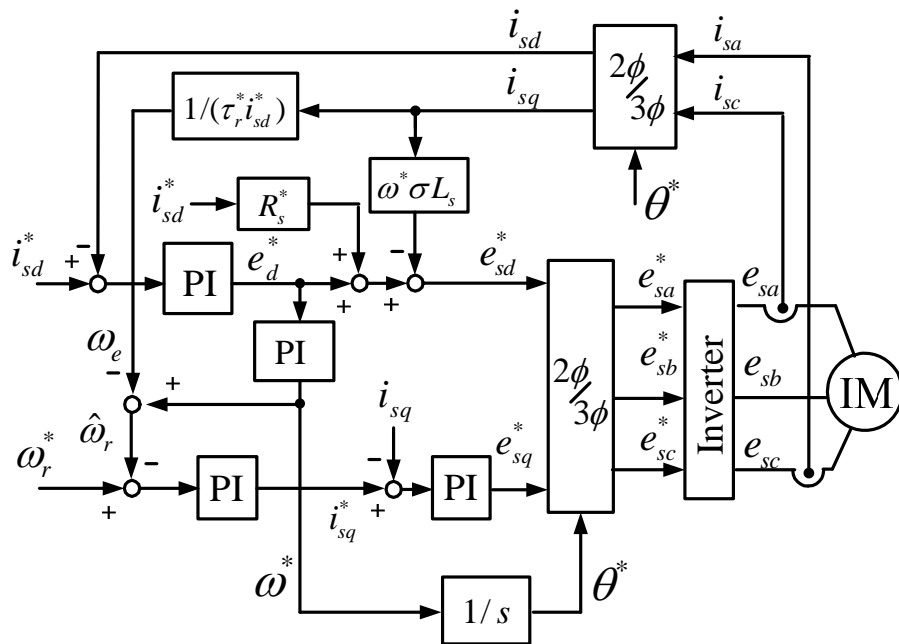


図 a3-7 簡易センサレスベクトル制御系 I

速度は(a3-33)より求める。 $q$  軸電流制御が理想的と仮定すれば、 $i_{sq}$  の代わりに  $i_{sq}^*$  を用いることも考えられる。

図 a3-7 の簡易センサレスベクトル制御系 I を更に簡単化した図 a3-8 の簡易センサレスベクトル制御系 II も考えられる。(a3-28)でオブザーバゲインを 0 と置き、定常状態では、次式が成り立つ。

$$e_{sq}^* = R_s^* i_{sq} + \omega^* \sigma L_s i_{sd} + \omega^* \frac{M}{L_r} \psi_{rd}^v \quad (\text{a3-39})$$

$\psi_{rd}^v = M i_{sd}^*$ ,  $i_{sd} = i_{sd}^*$  を用いると(a3-39)は次式となる。

$$e_{sq}^* = R_s^* i_{sq} + \omega^* L_s i_{sd}^* \quad (\text{a3-40})$$

図 a3-8 では、必要となる  $q$  軸電圧をフィードフォワード的に作り、微調整を図の  $\omega_c$  で行う。なお、 $R_s^* i_{sq}$  の項は加えていない。これは正帰還で不安定になる恐れがあるためである。

図より、次式が成り立つ。

$$\omega_r^* + \omega_e - \omega_d = \omega^* \quad (\text{a3-41})$$

故に、

$$\omega_d = \omega_r^* - (\omega^* - \omega_e) = \omega_r^* - \hat{\omega}_r \quad (\text{a3-42})$$

推定速度  $\hat{\omega}_r$  は計算していないが、実質的に  $\omega_d$  は速度誤差に相当する。従って、 $\omega_d$  に比例する  $e_d^*$  を積分制御して  $\omega_c$  を  $q$  軸電圧にフィードバックすれば速度制御器として動作する。積分制御の代わりに PI 制御とすることも可能である。いずれにしても積分器が入れば速度指令と推定速度の誤差を 0 にすることができる。この制御系も回生運転領域で安定となることが判っている。

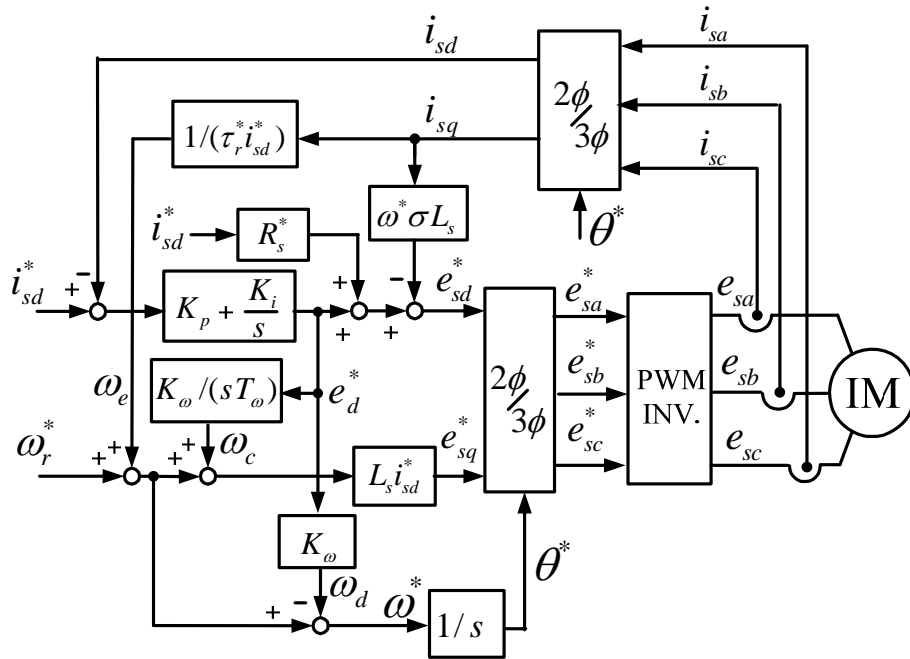


図 a3-8 簡易センサレスベクトル制御系 II <sup>(56)</sup>