

# 永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御 アルゴリズム編

R01AN3786JJ0102  
Rev.1.02  
2018.10.31

## 要旨

本アプリケーションノートでは、ルネサスエレクトロニクス製マイクロコントローラを使用した永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御ソフトウェアにおける速度制御アルゴリズムについて説明します。

## 目次

1. 概説 .....	2
2. ベクトル制御アルゴリズム .....	2
3. 制御系の設計 .....	5
4. センサレスベクトル制御 .....	10

### 1. 概説

本アプリケーションノートでは、ルネサスエレクトロニクス製マイクロコントローラを使用した永久磁石同期モータ（PMSM）のセンサレスベクトル制御ソフトウェアにおける速度制御アルゴリズムについて説明します。

### 2. ベクトル制御アルゴリズム

#### 2.1 永久磁石同期モータの解析モデル

図 2-1 のような正弦波状の磁束分布を持った永久磁石同期モータの電圧方程式は、下記の様に表すことができます。

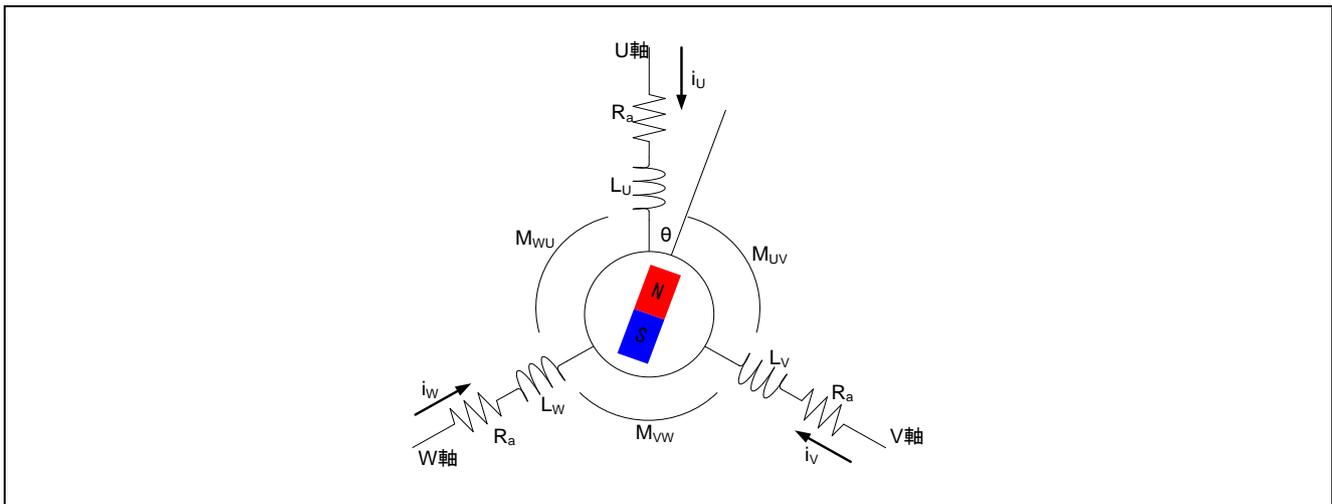


図 2-1 3 相永久磁石同期モータの概念図

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \phi_u \\ \phi_v \\ \phi_w \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_u \\ \phi_v \\ \phi_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{wu} \\ M_{uv} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{vw} & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \psi \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$v_u, v_v, v_w$  : 各相電機子電圧

$i_u, i_v, i_w$  : 各相電機子電流

$\phi_u, \phi_v, \phi_w$  : 各相電機子鎖交磁束

$R_a$  : 各相電機子抵抗

$p$  : 微分演算子

$L_u, L_v, L_w$  : 各相自己インダクタンス

$M_{uv}, M_{vw}, M_{wu}$  : 各相間相互インダクタンス

$\psi$  : 永久磁石による電機子鎖交磁束の最大値

$\theta$  : U相からの永久磁石（回転子）の進み角

## 2.2 永久磁石同期モータの d q 軸モデル

ベクトル制御では、交流の3相(u, v, w)座標系を直流の2相(d, q)座標系で表します。固定子の3相巻線は、永久磁石のロータに同期して回転する2相巻線に変換されるため、相対的に静止し、電氣的に独立した2つの直流回路として扱うことができます。

2相(d, q)座標系は、回転子の永久磁石の磁束(N極)方向にd軸を定め、d軸から角度θの正方向に90度進んだ方向をq軸とします。

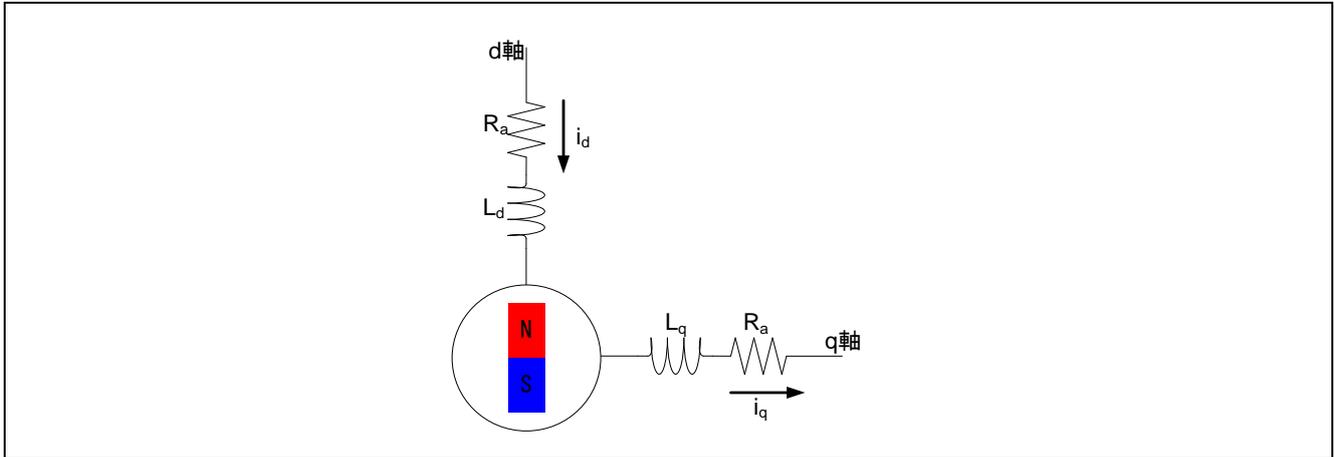


図 2-2 2 相直流モータの概念図

座標系変換には以下の変換行列を用います。

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}$$

上記の座標変換により dq 座標系での電圧方程式は以下の様に表すことができます。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\psi_a \end{bmatrix}$$

$v_d, v_q$  : dq軸電機子電圧

$i_d, i_q$  : dq軸電機子電流

$R_a$  : 各相電機子抵抗

$\omega$  : 角速度

$L_d, L_q$  : dq軸自己インダクタンス

$$L_d = l_a + \frac{3(L_a - L_{as})}{2}, L_q = l_a + \frac{3(L_a + L_{as})}{2}$$

$\psi_a$  : 永久磁石による電機子鎖交磁束の実効値

$$\psi_a = \sqrt{\frac{3}{2}}\psi$$

以上より、静止している3相固定子に流れていた交流は、回転子である永久磁石と同期して回転している2相の固定子に流れる直流に見なす事が出来ます。

モータに生じるトルクの大きさは電流ベクトルと電機子鎖交磁束の外積より下記のように求めます。この式の右辺第一項をマグネットトルク、右辺第二項をリラクタンストルクと呼びます。

$$T = P_n \{ \psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \}$$

$T$ : モータトルク      $P_n$ : 極対数

d軸とq軸のインダクタンスの差が無いモータを非突極性モータと呼びます。この場合、リラクタンストルクは0になるので、q軸電流に比例してトルクは大きくなります。この為、q軸電流をトルク電流と呼ぶ事があります。一方、d軸電流は、その大きさを変化させる事であたかも永久磁石の磁束の大きさが変化しているかのように見せる働きをするので励磁電流と呼ぶ事があります。

### 3. 制御系の設計

#### 3.1 ベクトル制御システムとコントローラ

速度制御システム全体のブロック図を図 3-1 に示します。

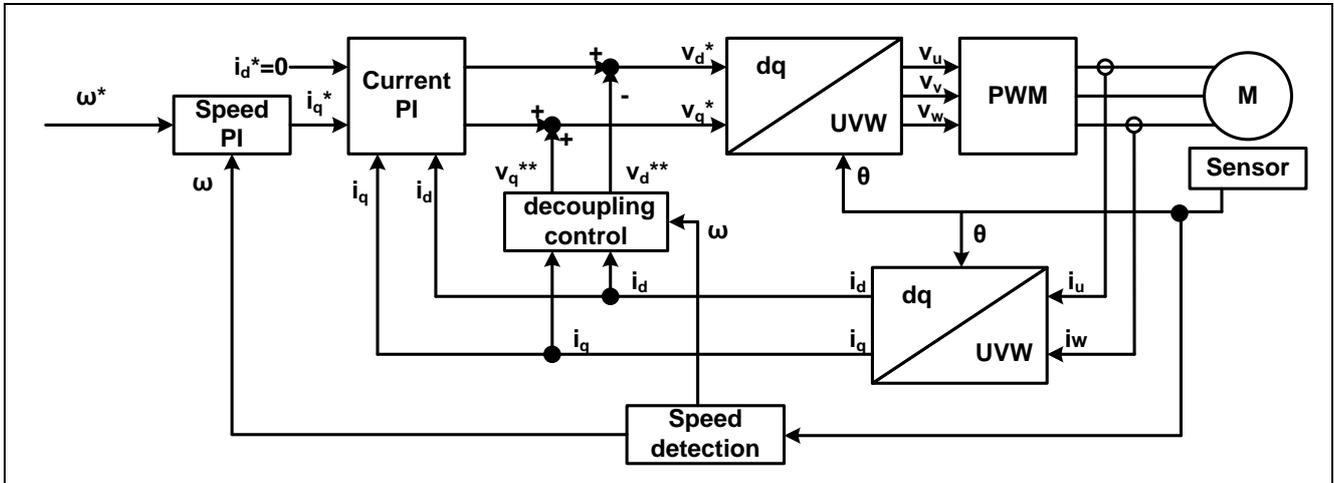


図 3-1 ベクトル制御のシステムブロック(速度制御)

図 3-1 のように速度制御システムは速度制御系と電流制御系によって構成されています。これらのシステムは一般的な PI 制御コントローラを使用して実現され、それぞれの PI コントローラのゲインは所望の制御特性を実現するために適切に設計する必要があります。

また、システムブロック図中の非干渉制御(decoupling control)ブロックでは、モータが回転することによって発生する電圧 $v_d^{**}$ 、 $v_q^{**}$ (下記式参照)を、各相の指令電圧にフィードフォワードします。それにより速度制御システムの高い応答性を実現するとともに、d 軸と q 軸を独立に制御することを可能とします。

$$v_d^{**} = -\omega L_q i_q$$

$$v_q^{**} = \omega(L_d i_d + \psi_a)$$

### 3.2 電流制御系

#### 3.2.1 電流制御系の設計

モータの電気的な特性から電流制御系をモデル化します。固定子コイルは抵抗 $R$ とインダクタンス $L$ で表すことができるため、モータの固定子モデルは、一般的な  $RL$  直列回路の伝達関数  $\frac{1}{R+Ls}$  で表せます。

コントローラは  $PI$  制御を使用して、電流制御系は、図 3-2 のようなフィードバック制御系で表すことができます。

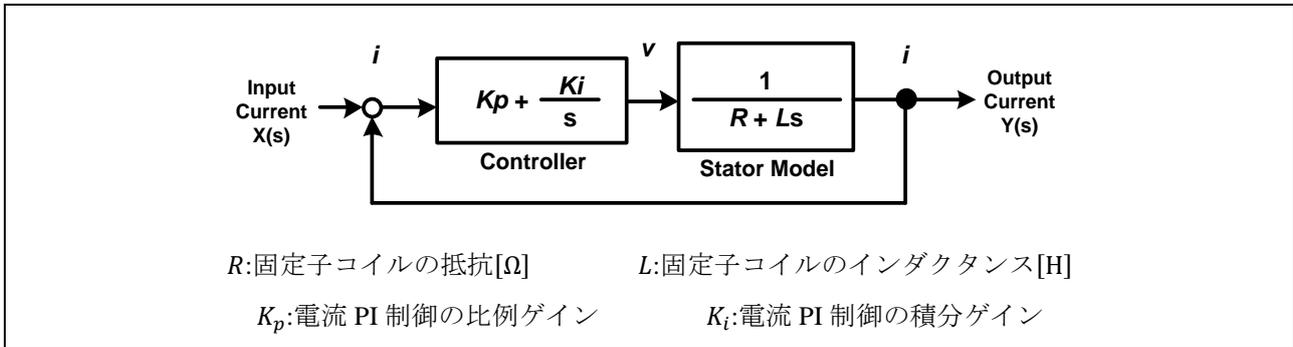


図 3-2 電流制御系のモデル

まず、モータ固定子の $R$ と $L$ を既知として電流制御系の  $PI$  制御ゲインを設計します。

電流制御系の閉ループ伝達関数は以下のように求められます。

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{K_a}{K_b} \left(1 + \frac{s}{a}\right)}{s^2 + \frac{1}{K_b} \left(1 + \frac{K_a}{a}\right)s + \frac{K_a}{K_b}}$$

$$K_i = K_p a, \quad K_a = \frac{K_p a}{R}, \quad K_b = \frac{L}{R}$$

また、零点を持つ 2 次遅れ系の一般式は下記の通り書き表すことができます。

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)$$

そして電流制御系の伝達関数を、零点を持つ2次遅れ系の一般式と係数比較すると、次式のような関係が得られます。

$$\frac{\omega_n^2 \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \Leftrightarrow \frac{\frac{K_a}{K_b} \left(1 + \frac{s}{a}\right)}{s^2 + \frac{1}{K_b} \left(1 + \frac{K_a}{a}\right)s + \frac{K_a}{K_b}}$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_a}{K_b}, \quad 2\zeta\omega_n = \frac{1}{K_b} \left(1 + \frac{K_a}{a}\right), \quad \omega_z = a$$

以上より、固有周波数 $\omega_n$ 、減衰係数 $\zeta$ 、零点周波数 $\omega_z$ は、下記の通り書き表すことができます。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_a}{K_b}}, \quad \zeta = \frac{1}{2K_b \sqrt{\frac{K_a}{K_b}}} \left(1 + \frac{K_a}{a}\right), \quad \omega_z = a = \frac{\omega_n^2 L}{2\zeta\omega_n L - R}$$

このことから電流 PI 制御ゲイン $K_{p\_current}$ 、 $K_{i\_current}$ は、次式のようになります。

$$K_{p\_current} = 2\zeta_{CG}\omega_{CG}L - R, \quad K_{i\_current} = K_{p\_current}a = \omega_{CG}^2 L$$

$\omega_{CG}$ :電流制御系固有周波数

$\zeta_{CG}$ :電流制御系減衰係数

よって、電流制御系の PI 制御ゲインは、 $\omega_{CG}$ と $\zeta_{CG}$ により設計可能であることが分かります。

### 3.3 速度制御系

#### 3.3.1 速度制御系の設計

モータの機械的な特性から速度制御系をモデル化します。回転系の運動方程式より、機械系のトルク式は次式のように書き表せます。

$$T = J\dot{\omega}_{mech}$$

$J$  :回転子イナーシャ,  $\omega_{mech}$ :機械角速度

これに対して、電気系のトルク式は、マグネットトルクのみを考慮すれば、次式のようになります。

$$T = P_n \psi_a i_q$$

力学系と電気系の2つのトルク式を使えば、機械角速度は次式のように書き表せます。

$$\omega_{mech} = \frac{P_n \psi_a}{sJ} i_q$$

また、制御ソフトウェアにおいて速度は電気角で扱っているため、さらに両辺に極対数 $P_n$ を掛けます。

$$\omega_{elec} = \frac{P_n^2 \psi_a}{sJ} i_q$$

$\omega_{elec}$ :電気角速度

よって、これが速度制御系におけるモータモデルとなります。また、コントローラはPI制御を使用し、速度制御系は、図 3-3 のようなフィードバック制御系で表すことができます。

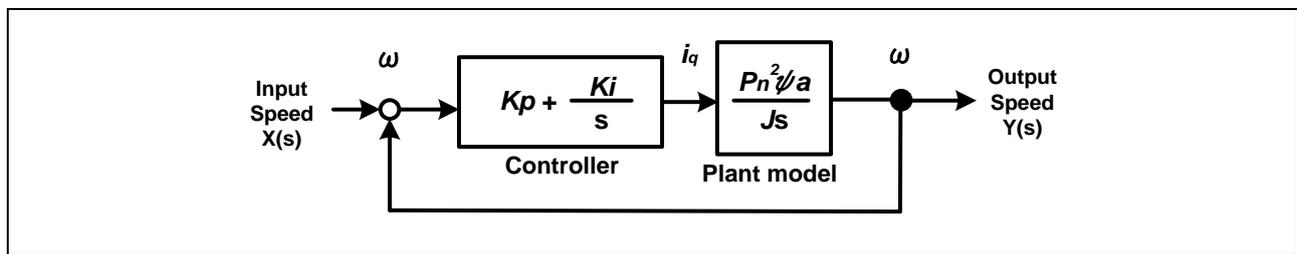


図 3-3 速度制御系のモデル

ここで、モータパラメータ $P_n, \psi_a, J$ を既知として、速度制御系のPI制御ゲインを設定します。まずは、システムの伝達関数を求めます。

速度制御系の閉ループ伝達関数は以下のように求められます。

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_b a \left(1 + \frac{s}{a}\right)}{s^2 + K_b s + K_b a}$$

$$K_b = \frac{K_p P_n^2 \psi_a}{J} \quad K_i = K_p a$$

また、零点を持つ2次遅れ系の一般式は下記の通り書き表すことができます。

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)$$

電流制御系と同様に、速度制御系の伝達関数を、零点を持つ2次遅れ系の一般式と係数比較すると、次式のような関係式が得られます。

$$\frac{\omega_n^2 (1 + s/\omega_z)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \Leftrightarrow \frac{aK_b \left(1 + \frac{s}{a}\right)}{s^2 + K_b s + aK_b}$$

$$\omega_n^2 = aK_b = \frac{K_p a P_n^2 \psi_a}{J}, \quad 2\zeta\omega_n = K_b = \frac{K_p P_n^2 \psi_a}{J}, \quad \omega_z = a$$

以上より、固有周波数 $\omega_n$ 、減衰係数 $\zeta$ 、零点周波数 $\omega_z$ は、下記の通り書き表すことができます。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p a P_n^2 \psi_a}{J}}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_p P_n^2 \psi_a}{aJ}}, \quad \omega_z = a = \frac{\omega_n}{2\zeta}$$

このことからPI制御ゲイン $K_{p\_speed}, K_{i\_speed}$ は、次式のようにになります。

$$K_{p\_speed} = \frac{2\zeta_{SG}\omega_{SG}J}{P_n^2\psi_a}, \quad K_{i\_speed} = K_{p\_speed}a = \frac{\omega_{SG}^2 J}{P_n^2\psi_a}$$

$\omega_{SG}$ :速度制御系固有周波数  
 $\zeta_{SG}$ :速度制御系減衰係数

よって、速度制御系のPI制御ゲインは、 $\omega_{SG}$  と  $\zeta_{SG}$  により設計可能であることが分かります。

4. センサレスベクトル制御

4.1 誘起電圧オブザーバを用いた位置・速度推定法

位置センサを使わない、即ちセンサレスベクトル制御を行う場合、位置情報を何らかの方法で推定する必要があります。昨今は、センサレスでのモータ制御の需要が高まり、位置情報を推定する為に様々な方法が提案されています。本アプリケーションノートでは誘起電圧オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御について紹介します。

誘起電圧オブザーバを使用する場合、誘起電圧をオブザーバで推定し、そこから推定 dq 軸と実 dq 軸の位相誤差を算出することで、位置、速度を求めます。

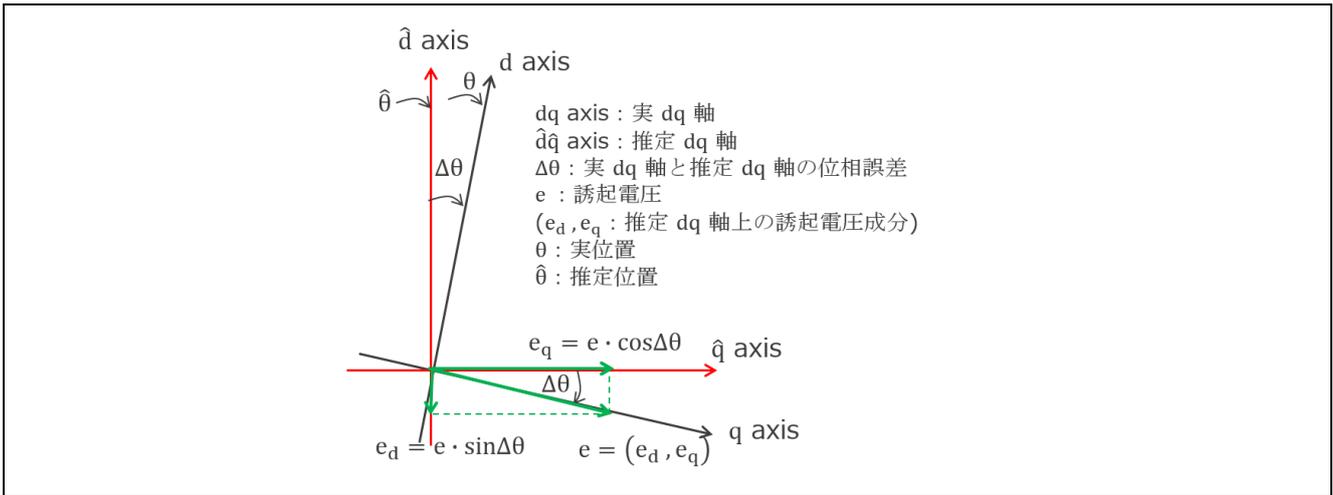


図 4-1 推定 dq 軸上の誘起電圧

図 4-1 より推定 dq 軸上の電圧方程式は以下のように書けます。

$$v_d^* = (R + sL_d)i_d - \omega^* L_q i_q + e_d$$

$$v_q^* = (R + sL_q)i_q + \omega^* L_d i_d + e_q$$

ここで、 $-\omega^* L_q i_q + e_d$ 、 $\omega^* L_d i_d + e_q$ を電圧外乱に見立てて、それぞれ $-d_d$ 、 $-d_q$ とおきます。

$$v_d^* = (R + sL_d)i_d - d_d$$

$$v_q^* = (R + sL_q)i_q - d_q$$

ここからまずは d 軸誘起電圧の推定式を導出します。d 軸電圧方程式を下記のように書き換えます。

$$s i_d = \frac{v_d^*}{L_d} - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{d_d}{L_d}$$

上式をもとに $i_d$ (d軸電流)と $d$ (電圧外乱)を状態変数として状態方程式を立てます。

$$\begin{aligned} s i_d &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{d}{L_d} + \frac{v_d^*}{L_d} \\ s d &= s d_d \end{aligned}$$

ここで、 $i_d$ と $d$ の推定値を $\hat{i}_d$ 、 $\hat{d}$ とすると、オブザーバ側の推定状態方程式は、推定誤差に推定ゲイン $K_{Ed1}$ 、 $K_{Ed2}$ を掛けた項を加えて、下記のように書けます。

$$\begin{aligned} s \hat{i}_d &= -\frac{R}{L_d} \hat{i}_d + \frac{\hat{d}}{L_d} + \frac{v_d^*}{L_d} + K_{Ed1}(i_d - \hat{i}_d) \\ s \hat{d} &= K_{Ed2}(i_d - \hat{i}_d) \end{aligned}$$

上式より $\hat{i}_d$ と $\hat{d}$ は下記のように書き表すことができます。

$$\begin{aligned} \hat{i}_d &= \frac{\frac{K_{Ed2}}{L_d}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + K_{Ed1}\right)s + \frac{K_{Ed2}}{L_d}} \left\{ \left(1 + \frac{K_{Ed1}}{K_{Ed2}} L_d s\right) i_d + \frac{s}{K_{Ed2}} v_d^* \right\} \\ \hat{d} = \hat{d}_d &= \frac{\frac{K_{Ed2}}{L_d}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + K_{Ed1}\right)s + \frac{K_{Ed2}}{L_d}} \{(L_d s + R) i_d - v_d^*\} \end{aligned}$$

上式を見ると、 $\hat{i}_d$ と $\hat{d}_d$ は、 $i_d$ と $v_d^*$ を入力とする、2次系の形で書けることが分かります。また、固有周波数 $\omega_n$ と減衰係数 $\zeta$ は、下記の通りとなります。

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{\frac{K_{Ed2}}{L_d}} \\ \zeta &= \frac{\frac{R}{L_d} + K_{Ed1}}{2 \sqrt{\frac{K_{Ed2}}{L_d}}} \end{aligned}$$

d 軸誘起電圧推定系の推定ゲイン  $K_{Ed1}$ 、 $K_{Ed2}$  は  $\omega_n$  と  $\zeta$  を用いて、下記のように書くことができます。

$$K_{Ed1} = 2\zeta\omega_{EG} - \frac{R}{L_d}$$

$$K_{Ed2} = \omega_{EG}^2 L_d$$

$\omega_{EG}$ : 誘起電圧推定系固有周波数  
 $\zeta$ : 誘起電圧推定系減衰係数

さらに推定の状態方程式を下記のように書き換えます。

$$\hat{i}_d = \frac{1}{s} \left\{ -\frac{R}{L_d} \hat{i}_d + \frac{\hat{d}_d}{L_d} + \frac{v_d^*}{L_d} + K_{Ed1}(i_d - \hat{i}_d) \right\}$$

$$\hat{d}_d = \frac{1}{s} \{ K_{Ed2}(i_d - \hat{i}_d) \}$$

上式より d 軸誘起電圧推定のブロック線図は図 4-2 のようになります。

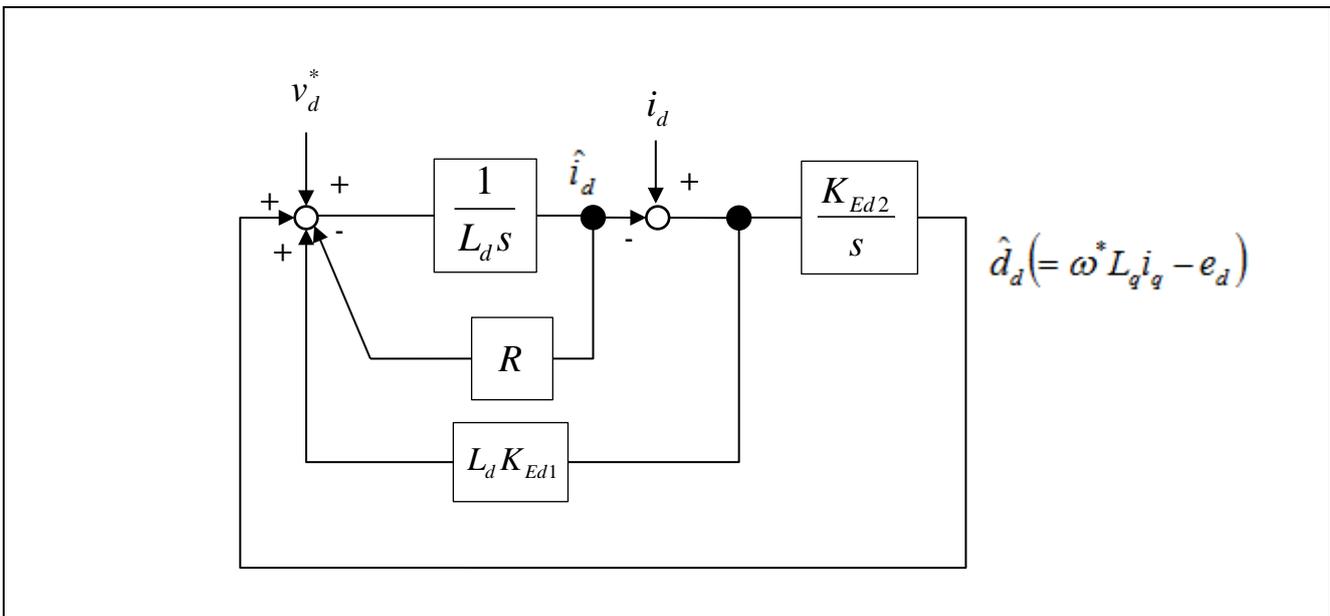


図 4-2 d 軸誘起電圧オブザーバブロック線図

また、q 軸側についても同様に計算することができ、 $\hat{i}_q$  と  $\hat{d}$  は、下記のように書き表すことができます。  $K_{Eq1}$ 、 $K_{Eq2}$  は、q 軸側の推定ゲインです。

$$\hat{i}_q = \frac{\frac{K_{Eq2}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_q} + K_{Eq1}\right)s + \frac{K_{Eq2}}{L_q}} \left\{ \left(1 + \frac{K_{Eq1}}{K_{Eq2}} L_q s\right) i_q + \frac{s}{K_{Eq2}} v_q^* \right\}$$

$$\hat{d} = \hat{d}_q = \frac{\frac{K_{Eq2}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_q} + K_{Eq1}\right)s + \frac{K_{Eq2}}{L_q}} \{ (L_q s + R) i_q - v_q^* \}$$

上式を見ると、d 軸の場合と同様に、 $\hat{i}_q$  と  $\hat{d}_q$  は、 $i_q$  と  $v_q^*$  を入力とする、2 次系の形で書けることが分かります。また、固有周波数  $\omega_n$  と減衰係数  $\zeta$  は、下記の通りとなります。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{Eq2}}{L_q}}$$

$$\zeta = \frac{\frac{R}{L_q} + K_{Eq1}}{2 \sqrt{\frac{K_{Eq2}}{L_q}}}$$

このことから、q 軸誘起電圧推定系の推定ゲイン  $K_{Eq1}$ 、 $K_{Eq2}$  は、下記のように書くことができます。

$$K_{Eq1} = 2\zeta_{EG}\omega_{EG} - \frac{R}{L_q}$$

$$K_{Eq2} = \omega_{EG}^2 L_q$$

$\omega_{EG}$ : 誘起電圧推定系固有周波数

$\zeta_{EG}$ : 誘起電圧推定系減衰係数

さらに推定状態方程式は、d 軸側の場合と同様に、下記のように書けます。

$$\hat{i}_q = \frac{1}{s} \left\{ -\frac{R}{L_q} \hat{i}_q + \frac{\hat{d}_q}{L_q} + \frac{v_q^*}{L_q} + K_{Eq1}(i_q - \hat{i}_q) \right\}$$

$$\hat{d}_q = \frac{1}{s} \{ K_{Eq2}(i_q - \hat{i}_q) \}$$

上式より q 軸誘起電圧推定のブロック線図は図 4-3 のようになります。

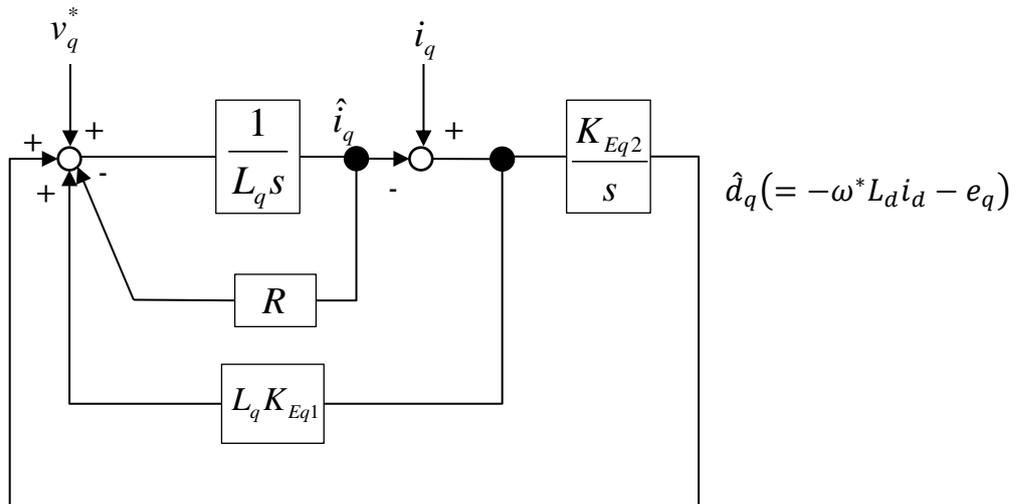


図 4-3 q 軸誘起電圧オブザーバブロック線図

次に誘起電圧は、電圧外乱  $\hat{d}_d$ 、 $\hat{d}_q$  から下記のように算出出来ます。

$$e_d = -\hat{d}_d + \omega^* L_q i_q$$

$$e_q = -\hat{d}_q - \omega^* L_d i_d$$

$$\Delta\theta = \text{atan} \left( \frac{e_d}{e_q} \right)$$

以上より、実 dq 軸と推定 dq 軸の間の位相誤差  $\Delta\theta$  が求まります。

最後に、位相誤差 $\Delta\theta$ を推定 dq 軸位相に反映させます。反映は図 4-4 のブロック線図に従って行います。

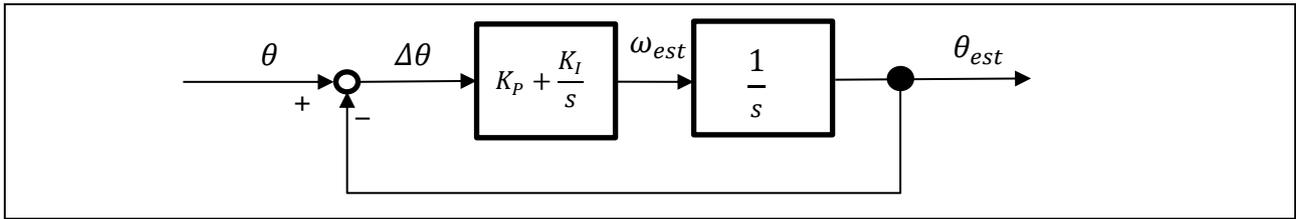


図 4-4 磁極位置推定系のブロック線図

ここで、モータの磁極位置 $\theta$ から推定磁極位置 $\theta_{est}$ までの閉ループ伝達関数は、下記のように書けます。

$$\frac{\theta_{est}(s)}{\theta(s)} = \frac{K_I \left( s \frac{K_P}{K_I} + 1 \right)}{s^2 + K_P s + K_I}$$

よってモータの実際の磁極位置から推定磁極位置までの伝達関数は 2 次系の形となり、磁極位置推定系の固有周波数 $\omega_n$ と減衰係数 $\zeta$ は次式のようにになります。

$$\omega_n = \sqrt{K_I}$$

$$\zeta = \frac{K_P}{2\sqrt{K_I}}$$

従って、磁極位置推定系の制御ゲイン $K_{P\_phase\_error}$ と $K_{I\_phase\_error}$ は、下記のように書くことができます。

$$K_{P\_phase\_error} = 2\zeta_{\Delta\theta}\omega_{\Delta\theta}$$

$$K_{I\_phase\_error} = \omega_{\Delta\theta}^2$$

$\omega_{\Delta\theta}$  : 磁極位置推定系固有周波数

$\zeta_{\Delta\theta}$  : 磁極位置推定系減衰係数

以上より位置・速度推定が完了します。

4.2 オープンループ制御

通常センサレスベクトル制御では、低速域では誘起電圧が小さく、位置・速度推定の精度が上がらないため、一定の d 軸電流を流して回転磁界を発生させ、それに対して速度オープンループでモータを同期駆動させます(オープンループ制御)。この時モータの速度は、電流、モータパラメータに依存する固有周波数で振動します。そこで図 4-5 のブロック線図にあるようなオープンループダンピング制御を実装することで、モータの振動を低減し、低速域でもモータの速度を安定させることが出来ます。

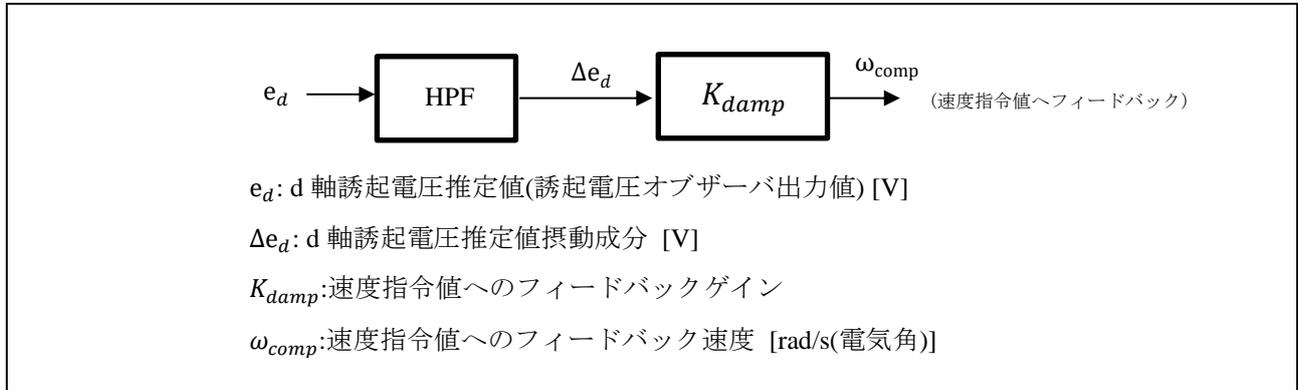


図 4-5 オープンループダンピング制御ブロック線図

また、モータ始動後、誘起電圧が十分に推定可能な速度に到達したところで、センサレス制御(速度クローズドループ制御)に移行します。ただし、オープンループ制御時は、位相誤差が生まれることでトルクが発生しモータが回転しているため、特に高負荷時には、位相誤差が大きく、センサレス制御移行時に電流及び速度のハンチングが起こる場合があります。そのため、位相誤差 $\Delta\theta$ から負荷トルクを推定し、図 4-6 のようなセンサレス制御への切り替え処理を行います。これにより制御切り替え時の電流及び速度のハンチングを低減することが出来ます。

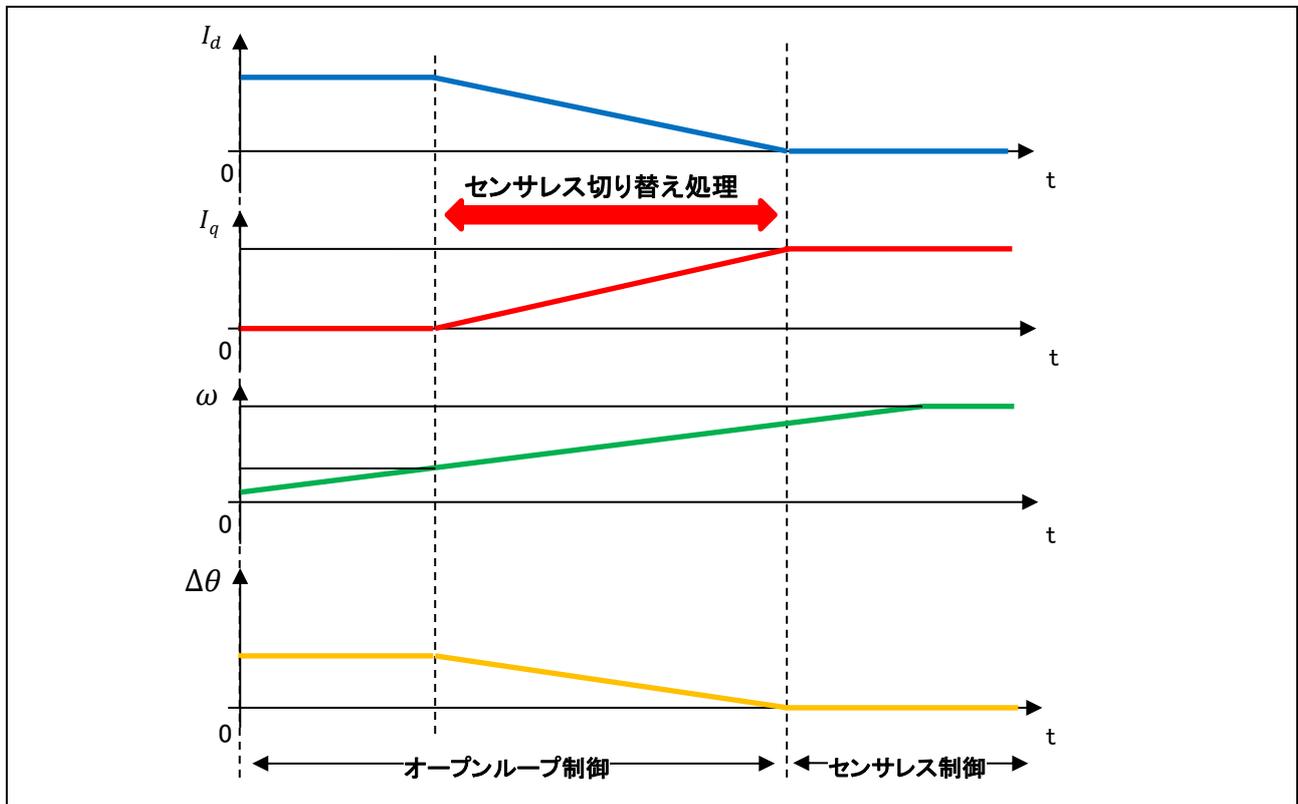


図 4-6 センサレス切り替え処理時の各物理量の挙動イメージ

### 4.3 弱め磁束制御

永久磁石同期モータを駆動すると、回転子の永久磁石磁束と回転速度に比例した誘起電圧が発生します。そして回転速度が上がり、誘起電圧が電源電圧と等しくなる、すなわち電圧が飽和すると、モータにそれ以上電流を流せなくなり、回転速度が飽和します。つまり永久磁石同期モータでは、高いトルクと高速回転の両立が難しく、例えば強力な磁石を搭載しているモータほどトルクは大きくなりますが、誘起電圧も大きくなり、高速回転が出来ません。この課題を解決する技術として弱め磁束制御があります。

弱め磁束制御では、d 軸電流を負方向に印加することで、誘起電圧による電圧飽和の影響を抑え、高速回転化及び高速回転域での出力向上を実現出来ます。

実際には下式に従って d 軸電流を決定します。

$$I_d = \frac{-\psi_a + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega}\right)^2 - (L_q I_q)^2}}{L_d}$$

$$\therefore V_{om} = V_{amax} - I_a R$$

$V_{om}$ : 誘起電圧制限値 [V]

$V_{amax}$ : 電圧ベクトルの最大値 [V]

$I_a$ : 電流ベクトルの大きさ [A]

### 4.4 電圧誤差補償

電圧形 PWM 変換器では、上下アームのスイッチング素子間の短絡を防止するために、上下アーム 2 つの素子が同時にオフとなるデッドタイムを設けています。そのため電圧指令値と実際にモータに印加される電圧には誤差が生じ、制御精度が悪化します。そこでその誤差を低減するため、電圧誤差補償を実装します。

電圧誤差の電流依存性は、電流(向きと大きさ)とデッドタイム、使用するパワー素子のスイッチング特性に依存し、下記のような特性を持ちます。電圧誤差補償では、下記電圧誤差と逆の電圧パターンを電流に応じて電圧指令値に補償します。

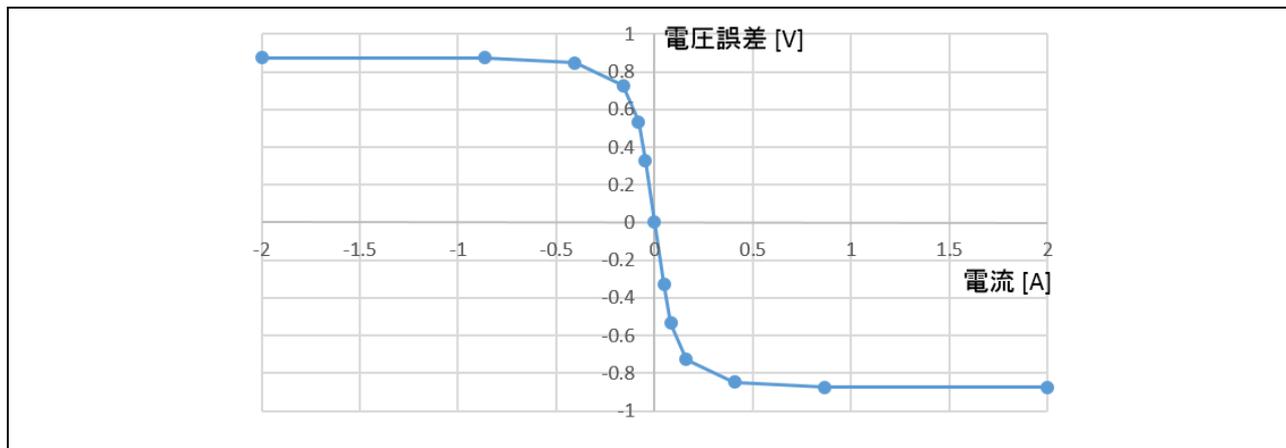


図 4-7 電圧誤差の電流依存性(一例)

### 4.5 Pulse Width Modulation (PWM)

永久磁石同期モータのベクトル制御において、一般的に所望の各相電圧指令値は、正弦波状に生成します。ところが、それをそのまま PWM 生成のための変調波として使用すると、実際にモータに印加される電圧のインバータ母線電圧に対する電圧利用効率率は線間電圧換算で最大 86.7[%]となります。そこで、下記式にあるように、各相電圧指令値の最大値と最小値の平均値を算出し、それらを各相電圧指令値から減算したものを変調波として使用します。そうすると、線間電圧はそのままに、変調波の最大振幅は、 $\sqrt{3}/2$ 倍となり、結果として電圧利用効率は 100[%]となります。

$$\begin{pmatrix} V'_u \\ V'_v \\ V'_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{pmatrix} + \Delta V \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$\therefore \Delta V = -\frac{V_{max}+V_{min}}{2}, \quad V_{max} = \max\{V_u, V_v, V_w\}, \quad V_{min} = \min\{V_u, V_v, V_w\}$$

$V_u, V_v, V_w$  : U,V,W 相電圧指令値  
 $V'_u, V'_v, V'_w$  : PWM 生成用 U,V,W 相電圧指令値(変調波)

4.6 センサレスベクトル制御の制御ブロック図

図 4-8 に誘起電圧オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御におけるオープンループ制御時の制御ブロック図を示します。

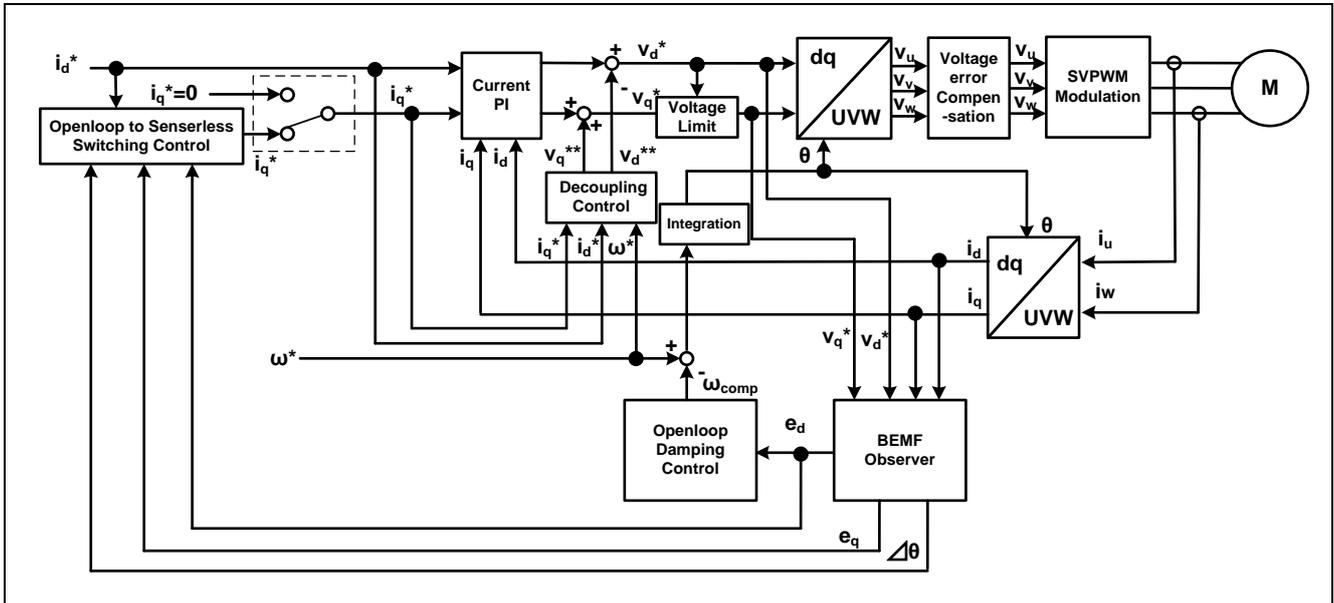


図 4-8 センサレスベクトル制御の制御ブロック図(オープンループ制御時)

図 4-9 に誘起電圧オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御におけるセンサレス制御時(速度クローズドループ制御時)の制御ブロック図を示します。

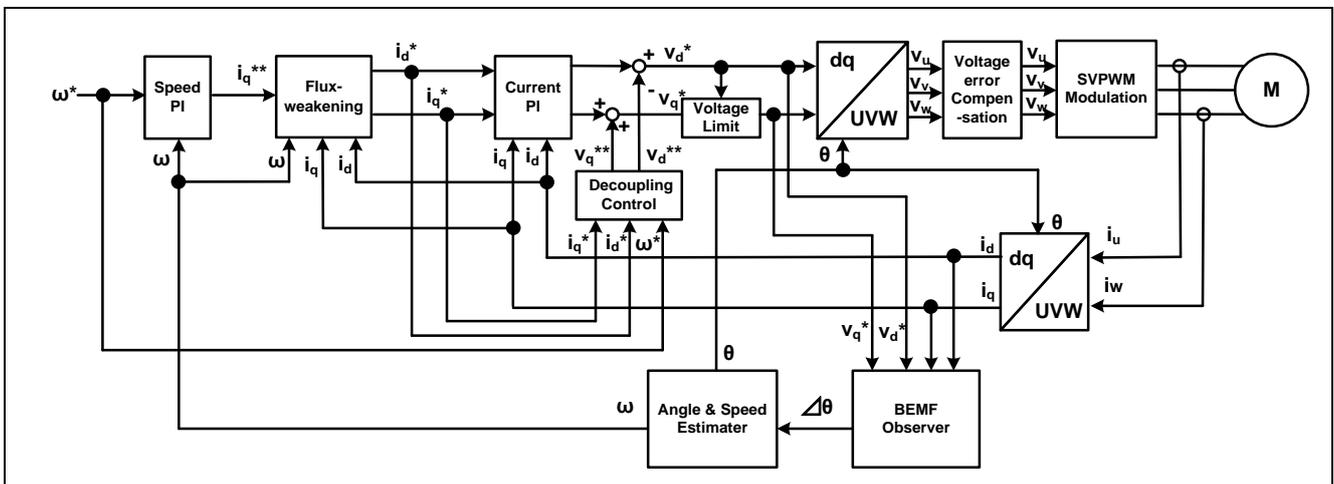


図 4-9 センサレスベクトル制御の制御ブロック図(センサレス制御時)

4.7 始動シーケンス

図 4-10 にセンサレスベクトル制御における始動方法の例を示します。

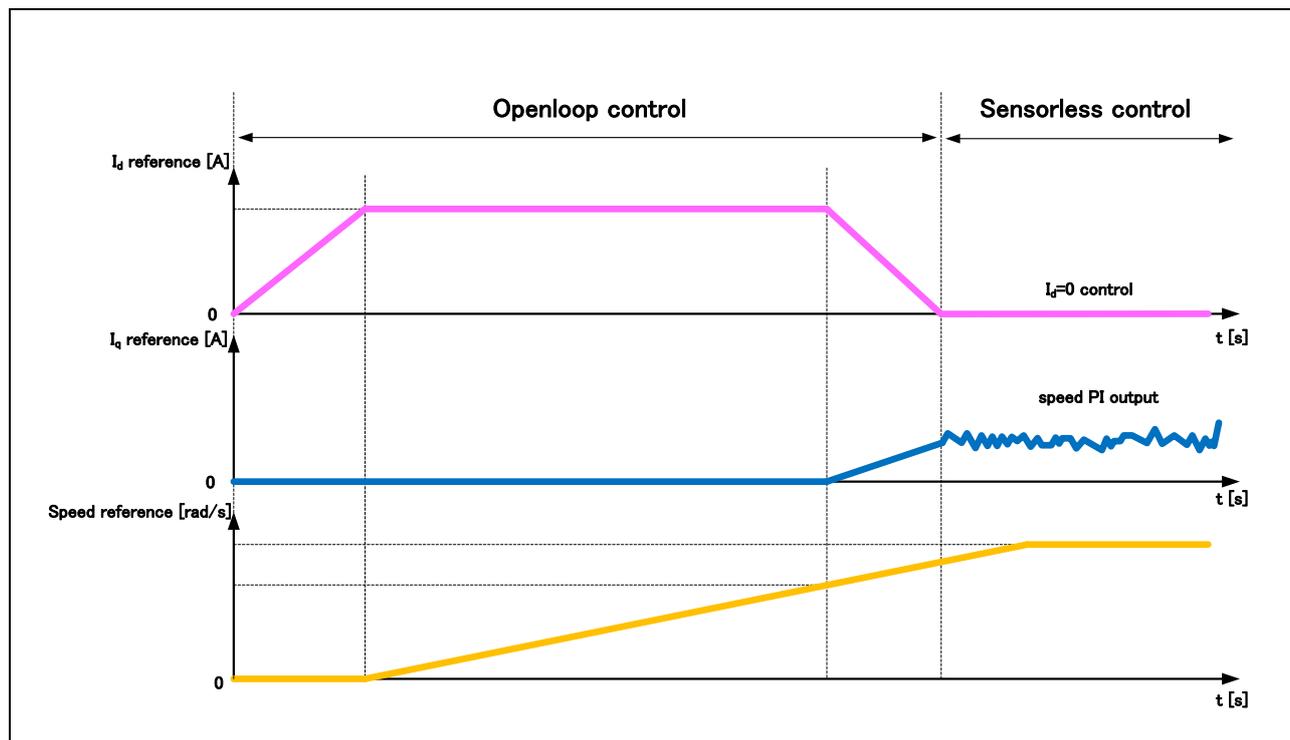


図 4-10 センサレスベクトル制御における始動制御(一例)

## ホームページとサポート窓口

ルネサス エレクトロニクスホームページ

<http://japan.renesas.com/>

お問い合わせ先

<http://japan.renesas.com/contact/>

すべての商標および登録商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 改訂記録

Rev.	発行日	改訂内容	
		ページ	ポイント
1.00	2017.04.05	-	新規発行
1.01	2017.07.07	-	一部の誤記を修正
1.02	2018.10.31	-	一部の誤記を修正

## 製品ご使用上の注意事項

ここでは、マイコン製品全体に適用する「使用上の注意事項」について説明します。個別の使用上の注意事項については、本ドキュメントおよびテクニカルアップデートを参照してください。

### 1. 未使用端子の処理

【注意】未使用端子は、本文の「未使用端子の処理」に従って処理してください。

CMOS製品の入力端子のインピーダンスは、一般に、ハイインピーダンスとなっています。未使用端子を開放状態で動作させると、誘導現象により、LSI周辺のノイズが印加され、LSI内部で貫通電流が流れたり、入力信号と認識されて誤動作を起こす恐れがあります。未使用端子は、本文「未使用端子の処理」で説明する指示に従い処理してください。

### 2. 電源投入時の処置

【注意】電源投入時は、製品の状態は不定です。

電源投入時には、LSIの内部回路の状態は不確定であり、レジスタの設定や各端子の状態は不定です。

外部リセット端子でリセットする製品の場合、電源投入からリセットが有効になるまでの期間、端子の状態は保証できません。

同様に、内蔵パワーオンリセット機能を使用してリセットする製品の場合、電源投入からリセットのかかる一定電圧に達するまでの期間、端子の状態は保証できません。

### 3. リザーブアドレス（予約領域）のアクセス禁止

【注意】リザーブアドレス（予約領域）のアクセスを禁止します。

アドレス領域には、将来の機能拡張用に割り付けられているリザーブアドレス（予約領域）があります。これらのアドレスをアクセスしたときの動作については、保証できませんので、アクセスしないようにしてください。

### 4. クロックについて

【注意】リセット時は、クロックが安定した後、リセットを解除してください。

プログラム実行中のクロック切り替え時は、切り替え先クロックが安定した後に切り替えてください。

リセット時、外部発振子（または外部発振回路）を用いたクロックで動作を開始するシステムでは、クロックが十分安定した後、リセットを解除してください。また、プログラムの途中で外部発振子

（または外部発振回路）を用いたクロックに切り替える場合は、切り替え先のクロックが十分安定してから切り替えてください。

### 5. 製品間の相違について

【注意】型名の異なる製品に変更する場合は、製品型名ごとにシステム評価試験を実施してください。

同じグループのマイコンでも型名が違っていると、内部ROM、レイアウトパターンの相違などにより、電気的特性の範囲で、特性値、動作マージン、ノイズ耐量、ノイズ輻射量などが異なる場合があります。型名が違う製品に変更する場合は、個々の製品ごとにシステム評価試験を実施してください。

## ご注意書き

1. 本資料に記載された回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報は、半導体製品の動作例、応用例を説明するものです。お客様の機器・システムの設計において、回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報を使用する場合には、お客様の責任において行ってください。これらの使用に起因して生じた損害（お客様または第三者いずれに生じた損害も含まれます。以下同じです。）に関し、当社は、一切その責任を負いません。
  2. 当社製品、本資料に記載された製品データ、図、表、プログラム、アルゴリズム、応用回路例等の情報の使用に起因して発生した第三者の特許権、著作権その他の知的財産権に対する侵害またはこれらに関する紛争について、当社は、何らの保証を行うものではなく、また責任を負うものではありません。
  3. 当社は、本資料に基づき当社または第三者の特許権、著作権その他の知的財産権を何ら許諾するものではありません。
  4. 当社製品を、全部または一部を問わず、改造、改変、複製、リバースエンジニアリング、その他、不適切に使用しないでください。かかる改造、改変、複製、リバースエンジニアリング等により生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
  5. 当社は、当社製品の品質水準を「標準水準」および「高品質水準」に分類しており、各品質水準は、以下に示す用途に製品が使用されることを意図しております。  
標準水準： コンピュータ、OA機器、通信機器、計測機器、AV機器、  
家電、工作機械、パーソナル機器、産業用ロボット等  
高品質水準： 輸送機器（自動車、電車、船舶等）、交通制御（信号）、大規模通信機器、  
金融端末基幹システム、各種安全制御装置等  
当社製品は、データシート等により高信頼性、Harsh environment向け製品と定義しているものを除き、直接生命・身体に危害を及ぼす可能性のある機器・システム（生命維持装置、人体に埋め込み使用するもの等）、もしくは多大な物的損害を発生させるおそれのある機器・システム（宇宙機器と、海底中継器、原子力制御システム、航空機制御システム、プラント基幹システム、軍事機器等）に使用されることを意図しておらず、これらの用途に使用することは想定していません。たとえ、当社が想定していない用途に当社製品を使用したことにより損害が生じて、当社は一切その責任を負いません。
  6. 当社製品をご使用の際は、最新の製品情報（データシート、ユーザーズマニュアル、アプリケーションノート、信頼性ハンドブックに記載の「半導体デバイスの使用上の一般的な注意事項」等）をご確認の上、当社が指定する最大定格、動作電源電圧範囲、放熱特性、実装条件その他指定条件の範囲内でご使用ください。指定条件の範囲を超えて当社製品をご使用された場合の故障、誤動作の不具合および事故につきましては、当社は、一切その責任を負いません。
  7. 当社は、当社製品の品質および信頼性の向上に努めていますが、半導体製品はある確率で故障が発生したり、使用条件によっては誤動作したりする場合があります。また、当社製品は、データシート等において高信頼性、Harsh environment向け製品と定義しているものを除き、耐放射線設計を行っておりません。仮に当社製品の故障または誤動作が生じた場合であっても、人身事故、火災事故その他社会的損害等を生じさせないよう、お客様の責任において、冗長設計、延焼対策設計、誤動作防止設計等の安全設計およびエージング処理等、お客様の機器・システムとしての出荷保証を行ってください。特に、マイコンソフトウェアは、単独での検証は困難なため、お客様の機器・システムとしての安全検証をお客様の責任で行ってください。
  8. 当社製品の環境適合性等の詳細につきましては、製品個別に必ず当社営業窓口までお問合せください。ご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制するRoHS指令等、適用される環境関連法令を十分調査のうえ、かかる法令に適合するようご使用ください。かかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は、一切その責任を負いません。
  9. 当社製品および技術を国内外の法令および規則により製造・使用・販売を禁止されている機器・システムに使用することはできません。当社製品および技術を輸出、販売または移転等する場合は、「外国為替及び外国貿易法」その他日本国および適用される外国の輸出管理関連法規を遵守し、それらの定めるところに従い必要な手続きを行ってください。
  10. お客様が当社製品を第三者に転売等される場合には、事前に当該第三者に対して、本ご注意書き記載の諸条件を通知する責任を負うものといたします。
  11. 本資料の全部または一部を当社の文書による事前の承諾を得ることなく転載または複製することを禁じます。
  12. 本資料に記載されている内容または当社製品についてご不明な点がございましたら、当社の営業担当者までお問合せください。
- 注1. 本資料において使用されている「当社」とは、ルネサス エレクトロニクス株式会社およびルネサス エレクトロニクス株式会社が直接的、間接的に支配する会社をいいます。
- 注2. 本資料において使用されている「当社製品」とは、注1において定義された当社の開発、製造製品をいいます。

(Rev.4.0-1 2017.11)



ルネサスエレクトロニクス株式会社

■営業お問合せ窓口

<http://www.renesas.com>

※営業お問合せ窓口の住所は変更になることがあります。最新情報につきましては、弊社ホームページをご覧ください。

ルネサス エレクトロニクス株式会社 〒135-0061 東京都江東区豊洲3-2-24（豊洲フォレスト）

■技術的なお問合せおよび資料のご請求は下記へどうぞ。  
総合お問合せ窓口：<https://www.renesas.com/contact/>