

PWM インバータ駆動シンクロナスリラクタンスモータの 3 相ステップ制御法

小竹 正敏, 村田 年昭, 土谷 武士

(平成 9 年 9 月 19 日受理)

Control Strategy of PWM Inverter-fed Synchronous Reluctance Motor* —Application to three phase step drive—

Masatoshi KOTAKE**, Toshiaki MURATA** and Takeshi TSUCHIYA***

Abstract

In recent years, motors have been widely utilized in various industrial fields. Power converters such as the PWM inverter have been developed, and the requirements for a motor have varied. For example, the function of a motor for a robot, Factory Automation must include energy conservation, high precision position control and small size.

In addition, office automation machines used for research of rationalized business management and as information network terminals must offer small size, faster response time and high performance. The reluctance motor, which rotates digitally according to a pulse signal and boasts a sound basic system, a well developed rotor position sensor and high drive-system performance, has recently been the subject of a great deal of attention.

In this paper, state equations describing the behavior of a reluctance synchronous motor are derived and found to be similar to those for a synchronous motor. A control system with internal angle feedback enable to operate without losing synchronism. A control strategy for obtaining high performance using three phase step drive are discussed. The applicability is confirmed from simulation results.

1. まえがき

電気機器としてのモータの応用は、半導体素子の研究、開発と共に産業界のあらゆる分野に及んでいる。従来、モータはその原動機としての重要な役割とともに、一般的に連続運動を行わせ、負荷に対する伝達は機械的クラッチで ON-OFF させるなどの単純なものであった。最近では大容

* 平成 9 年電気学会全国大会(平成 9 年 3 月), 平成 9 年度電気関係学会北海道支部連合大会で発表(平成 9 年 10 月)

** 北見工業大学電気電子工学科

*** 北海道大学大学院工学研究科システム情報工学専攻

量の電動機に対して比較的小容量のモータの需要が増大し、メカトロニクス技術の発展の波に乗り、PWMインバータなどの電力変換器の開発と共にモータに対する要求も変化してきた。たとえば生産工場の自動化、省力化を目指すFAロボットにおけるモータはパワー環境性、価格、寿命などの従来の要求事項に対して、位置決め精度、小型化、省エネルギー化などがさらに付加されてきた。また、事務処理の合理化、処理能力拡大を目指すOA機器や情報端末機におけるモータにおいても、センサレス化による小型化、速応性、高精度化などが要求されている。

最近、駆動回路の高性能化、回転子位置センサー技術の発展などの基礎技術の成熟に伴い、供給するパルス信号によりデジタル的に回転するリラクタンスマータが注目されている。リラクタンスマータの研究に関しては、主に回転機の構造とインバータ駆動によるドライブ装置の簡単化が主テーマであった。リラクタンスマータの起磁力分布は正弦波分布となることからトルクは通常の回転子に同期して回転するd-q軸座標量で表わすことが出来る。駆動装置は回転子位置フィードバックが必要であり、ベクトル制御系構成には磁極位置の検出、フィードバックは必要不可欠である。リラクタンスマータの一つであるシンクロナスリラクタンスマータは、誘導電動機の回転子と同様の構造を持ち、交流側から自己始動でき始動位置の初期設定が必要でないなどのメリットがあり制御法が種々開発されている。本論文は、負荷角を状態変数に選び、一次角周波数を制御入力とするシンクロナスリラクタンスマータの状態方程式を導出する。負荷角を状態変数として考慮したことにより、負荷角のフィードバックによる系の安定化が理論的に可能となり、始動から同期化に至る解析が可能となることを示す。回転子に同期して回転する座標軸の基本式より、最適制御理論を応用した速度制御系、位置制御系を構成し、シンクロナスリラクタンスマータの3相ステップ駆動法への応用を考察する。

2. システムの記述

2.1 システムの記述

シンクロナスリラクタンスマータは、回転子に界磁巻線を持たない突極形同期電動機を考えることができる。回転子はかご形誘導電動機の回転子と同様の構造を持ち、始動トルクが確保できるので交流側から自己始動が可能である。Fig. 1に示される3相、2極のシンクロナスリラクタンスマータを考える。静止座標軸を α - β 軸、回転子に同期して回転する座標軸をd-q軸とする。Fig. 1の固定子3相巻線と回転子巻線(d-q軸)に関して以下の式が得られる。以下、本論文においては単位法を採用する。

$$V = \frac{d\lambda}{dt} + ri \quad (1)$$

$$\lambda = Li \quad (2)$$

電圧、電流、鎖交磁束、インダクタンスマトリクスは、それぞれ以下のように表わされる。

$$V = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad \lambda = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ba} & L_{ca} & L_{da} & L_{qa} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{cb} & L_{db} & L_{qb} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} & L_{dc} & L_{qc} \\ L_{ad} & L_{bd} & L_{cd} & L_{dd} & 0 \\ L_{aq} & L_{bq} & L_{cq} & 0 & L_{qq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

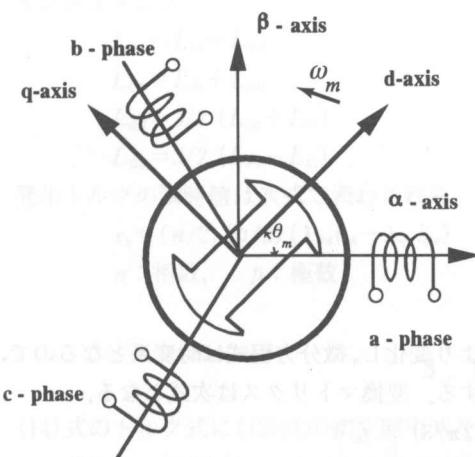


Fig. 1 Synchronous reluctance motor.

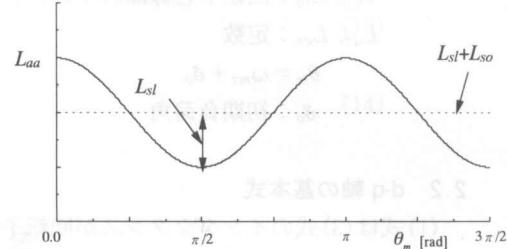


Fig. 2 Definition of inductance.

回転子回路の自己インダクタンスは、回転子角 θ_m の変化の影響を受けないが、固定子巻線の自己インダクタンス、固定子巻線間の相互インダクタンス、固定子巻線と回転子巻線間の相互インダクタンスは θ_m の関数となる。インダクタンスの変化を Fig. 2 に示す。各巻線の自己、相互インダクタンスはそれぞれ以下のように表わされる。

固定子自己インダクタンス

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{sl} + L_{so} - L_{sl} \cos 2\theta_m \\ L_{bb} &= L_{sl} + L_{so} - L_{sl} \cos 2(\theta_m - 2\pi/3) \\ L_{cc} &= L_{sl} + L_{so} - L_{sl} \cos 2(\theta_m + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (4)$$

回転子自己インダクタンス

$$\begin{aligned} L_{dd} &= L_{ld} + L_{dr} \\ L_{qq} &= L_{lq} + L_{qr} \end{aligned} \quad (5)$$

固定子間相互インダクタンス

$$\begin{aligned} L_{ab} &= -1/2L_{so} - L_{sl} \cos 2(\theta_m - 2\pi/3) \\ L_{ac} &= -1/2L_{so} - L_{sl} \cos 2(\theta_m + 2\pi/3) \\ L_{bc} &= -1/2L_{so} - L_{sl} \cos 2(\theta_m + \pi) \\ L_{ab} &= L_{ba}, \quad L_{ac} = L_{ca}, \quad L_{bc} = L_{cb} \end{aligned} \quad (6)$$

回転子間相互インダクタンス

$$L_{dq} = L_{qd} = 0 \quad (7)$$

固定子-回転子間相互インダクタンス

$$\begin{aligned} L_{ad} &= L_{da} = L_{dr} \sin \theta_m \\ L_{aq} &= L_{qa} = L_{qr} \cos \theta_m \\ L_{bd} &= L_{db} = L_{dr} \sin (\theta_m - 2\pi/3) \\ L_{bq} &= L_{dq} = L_{dr} \sin (\theta_m - 2\pi/3) \\ L_{cd} &= L_{dc} = L_{dr} \sin (\theta_m + 2\pi/3) \\ L_{cq} &= L_{qc} = L_{qr} \sin (\theta_m + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、

L_{st} ：固定子巻線漏れインダクタンス

L_{so} ：自己インダクタンス

L_{ld}, L_{lq} ：回転子巻線漏れインダクタンス

L_{dr}, L_{qr} ：定数

$$\theta_m = \omega_m t + \delta_0$$

δ_0 ：初期負荷角

2.2 d-q 軸の基本式

(1)式は(3)式のインダクタンスが回転子の位置により変化し、微分方程式は時変系となるので、これを避けるために固定子3相巻線をd-q軸へ変換する。変換マトリクスは次式となる。

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_m & \sin(\theta_m - 2\pi/3) & \sin(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos \theta_m & \cos(\theta_m - 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

(9)式において変数 f は、電圧、電流、鎖交磁束の諸量を表わす。また零相成分 f_o は、固定子の対称性と3相Y結線システムにより零とすることができる。(9)式の変換マトリクスを用いて、回転子側(二次側)諸量を固定子側(一次側)に換算することによりd-q軸の固定子電圧方程式は次式となる。

$$\begin{aligned} V_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \lambda_{qs} \omega_m \\ V_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \lambda_{ds} \omega_m \end{aligned} \quad (10)$$

回転子の電圧方程式は、回転子が短絡されているので次式となる。

$$\begin{aligned} 0 &= r_{dr} i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \\ 0 &= r_{qr} i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \end{aligned} \quad (11)$$

同期電動機は、インダクタンスが時変系になるのを避けるため、回転子上にd-q軸を設定するので、固定子側にある電機子巻線は相対的に見れば、速度 $P\theta_m = \omega_m$ で回転していることになる。従って、(10)式の固定子電圧方程式には鎖交磁束 $\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$ に対する速度起電力が存在し、(11)式の回転子方程式には速度起電力が存在しない。

d-q軸で表わされた鎖交磁束、インダクタンスはそれぞれ次式のように表わされる。

鎖交磁束式

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_{st} + L_{ad} \\ \lambda_{qs} &= L_{qs} i_{qs} + L_{aq} i_{qr} \\ \lambda_{dr} &= L_{ad} i_{ds} + L_{dr} i_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_{aq} i_{qs} + L_{qr} i_{qr} \end{aligned} \quad (12)$$

インダクタンス

$$\begin{aligned} L_{ds} &= L_{sl} + L_{ad} \\ L_{qs} &= L_{sl} + L_{aq} \\ L_{ad} &= 3/2 (L_{so} + L_{sl}) \\ L_{aq} &= 3/2 (L_{so} - L_{sl}) \end{aligned} \quad (13)$$

発生トルクの瞬時値は次式で表わされる。

$$\tau_e = (n/2) (p/2) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (14)$$

n : 相数, p : 極数

3. 制御法

(14)式のトルク式に(12)式の鎖交磁束式を代入すると次式を得る。

$$\tau_e = (3/2) (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} + (3/2) L_{ad} i_{dr} i_{qs} - (3/2) L_{aq} i_{qr} i_{dr} \quad (15)$$

ここで3/2はパーエニットトルクを表わす係数である。

(15)式のトルクはリラクタンスマータと呼ばれるものである。定常状態（同期運転）ではダンパー電流(i_{dr} , i_{qr})は零となるが、これを常に実現させることを考える。

本論文の制御系構成の特徴の一つは、同期はずれのない安定な制御系を構成することであり、内部相差角 δ （負荷角）を次式で定義し、この負荷角 δ を出力として制御する。

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_e - \omega_m \quad (16)$$

ω_e : 同期速度 ω_m : 回転角速度

負荷角 δ を一定にあるいは負荷トルクに応じて制御することにより回転角速度は電源に同期し、脱調（同期はずれ）や乱調のない制御系が構成可能となる。次にd軸電機子電流*i_{ds}*を一定に制御すると、(11)式より次式を得る。

$$\begin{aligned} i_{dr} &= i_{dr}(0) \exp \left(-\frac{r_{dr}}{L_{dr}} t \right) = 0 \\ i_{qr} &= \frac{-PL_{aq}}{r_{qr} + L_{qr}P} i_{qs} \\ P &: \text{微分演算子 } d/dt \end{aligned} \quad (17)$$

トルク τ_e は $\tau_e \propto i_{ds} \cdot i_{qs}$ となり、 i_{qs} を高速に制御することにより高速トルク応答が期待できる。

4. 状態方程式

4.1 シンクロナスリラクタンスマータの状態方程式

回転角速度に ω_m 同期して回転するd-q座標軸におけるシンクロナスリラクタンスマータの状態方程式は、(10)～(14)式、(16)式と機械系のトルク方程式から以下のように表わされる。

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_e - \omega_m \quad (18)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_b \omega_m \quad (19)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3\omega_b}{4H} (\gamma_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) - \frac{\omega_b}{2H} \tau_L \quad (20)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma} \left(V_{ds} + \frac{r_{ds}}{L_{dr}} \lambda_{ds} - Ri_{ds} + \lambda_{qs} \omega_m \right) \quad (21)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma} \left(V_{qs} + \frac{r_{qs}}{L_{qr}} \lambda_{qs} - Ri_{qs} - \lambda_{ds} \omega_m \right) \quad (22)$$

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = V_{ds} + \lambda_{qs} \omega_m - r_s i_{ds} \quad (23)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = V_{qs} - \lambda_{ds} \omega_m - r_s i_{qs} \quad (24)$$

本論文は単位法で表わしているが、角度をラジアン(rad)で表示するために基準角周波数 ω_b を用いている。

4.2 PWM インバータの状態方程式

PWM インバータは出力波形の半周期内のパルスを複数個に分割し、個々のパルス幅を制御することによって出力電圧の制御と波形改善を行うものである。シンクロナスリラクタンスマータの制御においては、直流電圧を PWM インバータによって 3 相交流電圧に変換し、その電圧を入力電圧とする。PWM インバータと電動機を一体のものとして考えてシステムを設計する。

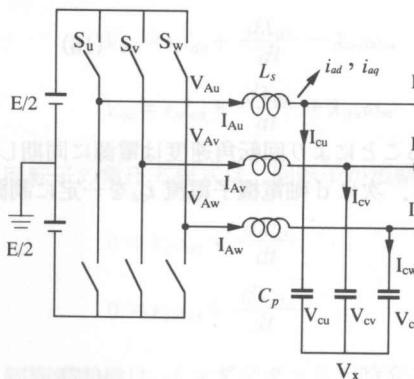


Fig. 3 Inverter-fed SRM.

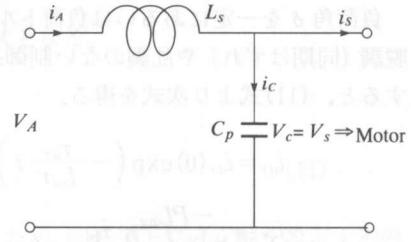


Fig. 4 Equivalent circuit at α - β axes.

Fig. 3 に回路図、Fig. 4 に静止 α - β 軸等価回路を示す。 α - β 軸等価回路のベクトル表示の回路方程式は以下のように得られる。

$$C_p \frac{dV_c}{dt} = i_A - i_s \quad (25)$$

$$L_s \frac{di_A}{dt} = V_A - V_c \quad (26)$$

高性能可变速制御系の制御アルゴリズムは同期角速度で回転する d-q 座標軸で構成されるので(25), (26)式を d-q 軸へ変換する。ベクトルの変換は次式となる。

$$f^{d-q} = f^{\alpha-\beta} e^{-\omega_e t} \quad (27)$$

(25), (26)式の電圧、電流ベクトルを(27)式でベクトル変換すれば以下の式を得る。

$$\mathbf{L}_s \frac{di_A}{dt} = V_A - V_c - j\omega_e L_s i_A \quad (28)$$

$$\mathbf{C}_p \frac{dV_C}{dt} = i_A - i_S - j\omega_e C_p V_C \quad (29)$$

ここで

$$V_A = V_{ad} + jV_{aq}, \quad V_C = V_{cd} + jV_{cq}$$

$$i_A = i_{ad} + ji_{aq}, \quad i_S = i_{ds} + ji_{dq}$$

フィルタ回路の状態変数として V_C と i_C を選ぶとインバータ回路の状態方程式は次式で示される。

$$\frac{di_{cd}}{dt} = \frac{1}{L_S} V_{ad} - \frac{1}{L_S} V_{ds} + \omega_e i_{cq} + \omega_e i_{qs} - \frac{di_{ds}}{dt} \quad (30)$$

$$\frac{di_{cq}}{dt} = \frac{1}{L_S} V_{aq} - \frac{1}{L_S} V_{qs} - \omega_e i_{cd} - \omega_e i_{ds} - \frac{di_{qs}}{dt} \quad (31)$$

$$\frac{dV_{ds}}{dt} = \omega_e V_{ds} + \frac{1}{C_p} i_{cq} \quad (32)$$

$$\frac{dV_{qs}}{dt} = \omega_e V_{qs} + \frac{1}{C_p} i_{cd} \quad (33)$$

5. 制御系の構成

状態変数 x , 制御入力 u , 出力 y , 外乱 a を次式で定義する。

速度制御

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [\delta, \omega_m, i_{ds}, i_{qs}, \lambda_{ds}, \lambda_{qs}, i_{cd}, i_{cq}, V_{ds}, V_{qs}]^T \\ \mathbf{u} &= [\omega_e, V_{ad}, V_{aq}] \\ \mathbf{y}_m &= [\omega_m, \delta, i_{ds}] \\ \mathbf{d} &= \tau_L \end{aligned} \quad (34)$$

T : 転置

位置制御

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [\delta, \theta_m, i_{ds}, i_{qs}, \omega_m, \lambda_{ds}, \lambda_{qs}, i_{cd}, i_{cq}, V_{ds}, V_{qs}]^T \\ \mathbf{u} &= [\omega_e, V_{ad}, V_{aq}] \\ \mathbf{y}_\theta &= [\theta_m, \delta, i_{ds}] \\ \mathbf{d} &= \tau_L \end{aligned} \quad (35)$$

T : 転置

(18)～(24)式, (30)～(33)式の状態方程式を動作点近傍で線形化し, 1サンプリング周期に等しい入力むだ時間を考慮して離散時間値系に変換すると次式となる。

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{Ax}(k) + \mathbf{Bu}(k-1) + \mathbf{Ed}(k) \quad (36)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{Cx}(k) \quad (37)$$

ただし、行列 A , B , E は以下のように表わされる。

$$A = e^{\tilde{A}T} = \phi(t)$$

$$B = \int_0^T \phi(\lambda) \bar{B} d\lambda$$

$$E = \int_0^T \phi(\lambda) \bar{E} d\lambda$$

T : サンプリング周期

(36), (37)式で与えられる制御対象に対して誤差 e を次式で定義する。

$$e(k) = R(k) - y(k) \quad (R : \text{目標値}) \quad (38)$$

$$R(k) = [\delta^R(k), \omega_m^R(k), i_{ds}^R(k)]^T : \text{速度制御} \quad R(k) = [\delta^R(k), \theta_m^R(k), i_{ds}^R(k)]^T : \text{位置制御}$$

次に誤差、状態変数の一階差分値を新たな状態変数とし、入力変数の一階差分値を新たな入力変数に選んだ拡大系、エラーシステムを構成する。

$$\begin{bmatrix} e(k+1) \\ \Delta x(k+1) \\ \Delta u(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & -CA & -CB \\ 0 & A & B \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta x(k) \\ \Delta u(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix} \Delta R(k) + \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta R(k+1) + \begin{bmatrix} -CE \\ E \\ 0 \end{bmatrix} \Delta d(k) \quad (39)$$

ただし Δ は差分をあらわし以下を意味する。

$$\Delta x(k) = x(k) - x(k-1)$$

(39)式を次式で表わす。

$$X(k+1) = \Psi X(k) + G \Delta u(k) + G_R \Delta R(k+1) + G_d \Delta d(k) \quad (40)$$

目標値、外乱信号はステップ信号と仮定するとエラーシステムの状態方程式は以下のように得られる。

$$X(k+1) = \Psi X(k) + G \Delta u(k) \quad (41)$$

(41)式のエラーシステムは、大きなパラメータ変動、ステップ外乱変動に対してできるだけ安定性が保証されることが望ましい。そのための一つの有効な手段として最適レギュレータ理論を利用する。(41)式に対して、次のような2次形式の評価関数を定義する。

$$PI = (1/2) \sum_{j=1}^{\infty} [X(j)^T Q X(j) + \Delta u(j)^T H \Delta u(j)] \quad (42)$$

(42)式の右辺第一項は誤差信号の重み付二乗面積、第二項は入力の重み付二乗分値、つまり制御に必要なエネルギーをあらわしている。ここで、 Q , H はそれぞれ誤差と入力の重み行列で、正定値対称行列となるように次式で与えられる。

$$Q = \begin{bmatrix} Q_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & 0 \\ 0 & h_2 & 0 \\ 0 & 0 & h_3 \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$Q_e = \text{diag}[Q_1, Q_2, Q_3], \quad \text{diag} : \text{対角行列}$$

(42)式で与えられる最適レギュレータ問題を解くと最適制御入力は次式となる。

$$\Delta u(k) = F X(k) \quad F : \text{フィードバックゲイン} \quad (44)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{F} &= [\mathbf{F}_e \quad \mathbf{F}_x \quad \mathbf{F}_u] \\ \mathbf{X}(k) &= [\mathbf{e}(k) \quad \Delta \mathbf{x}(k) \quad \Delta \mathbf{u}(k-1)]^T \\ \mathbf{F} &= -[\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{\Psi}\end{aligned}\quad (45)$$

\mathbf{P} は離散値リカッチ(Riccati)方程式の定常解であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{P} = \mathbf{Q} + \mathbf{\Psi}^T \mathbf{P} \mathbf{\Psi} - \mathbf{\Psi}^T \mathbf{P} \mathbf{G} [\mathbf{H} + \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{P} \mathbf{\Psi} \quad (46)$$

\mathbf{Q}, \mathbf{H} を対称行列としているので、 \mathbf{P} は正定値対称行列となることが知られている。また、(44)式の最適制御入力はエラーシステムの全状態フィードバック制御となる。Fig. 5にブロック線図を示す。

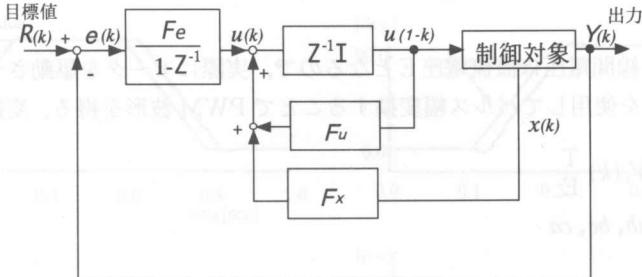


Fig. 5 Block diagram.

ここでコントローラの構造を示すために(44)式を解くと次式を得る。

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{F}_e \sum_{j=1}^k \mathbf{e}(j) + \mathbf{F}_x \mathbf{x}(k) + \mathbf{F}_u \mathbf{u}(k-1) \quad (47)$$

ただし、 $\mathbf{F}_u = [\mathbf{F}_e \quad \mathbf{F}_x]$

コントローラは積分要素、比例要素、むだ時間補償要素から構成される。

6. シミュレーション結果

6.1 PWM 制御法

電力変換器として PWM インバータを用いた制御系の構成線図を Fig. 6 に示す。インバータのスイッチングパターンは電源角速度 ω_e より、電圧ベクトルの位置を $(\theta_e) = \omega_e t$ として求め、 $\pm 30^\circ$ の間で同一スイッチングとする。Fig. 7 に電圧パターン、Fig. 8 にパルスパターンを示す。インバータの PWM 制御法は以下の通りである。(44)式より得られた最適制御入力 V_{ad} , V_{aq} , ω_e から電圧ベクトルの大きさと象限判定を行い、インバータが出力すべき電圧を(9)式より求めた次式で算定する。

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sqrt{3}/2 & 1/2 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_e(k) & -\sin \theta_e(k) \\ \sin \theta_e(k) & \cos \theta_e(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ad} \\ V_{aq} \end{bmatrix} \quad (48)$$

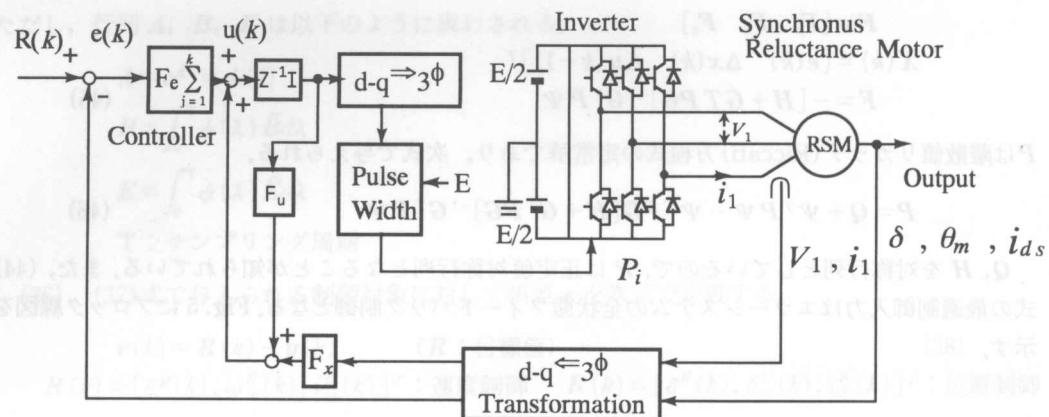


Fig. 6 Control system structure.

求めたインバータ線間電圧は直流電圧 E となるので、実際にモータを駆動させるために必要な電圧は、等価面積法を使用してパルス幅変換することで PWM 波形を得る。変換式を以下に示す。

$$P_i = V_i(k) \frac{T}{E} \quad (49)$$

$$i = ab, bc, ca$$

6.2 シミュレーション結果

本論文で明らかにしたモデルを用いて、速度制御系、位置制御系のシミュレーション結果から本論文の制御法の有効性を確認する。Fig. 9 は速度 $0.1 \sim 0.15$ [p.u] までの応答である。評価関数の重み係数は応答を確認しながら以下のように選んだ。

$$Q_1 = 100.0, Q_2 = 50.0, Q_3 = 0.5 \quad h_1 = 5.0, h_2 = 0.001, h_3 = 0.005$$

電機子電流 i_{ds} は一定に制御され、トルク τ_e は電機子電流 i_{qs} に比例している。本論文の目的の一つである同期はずれのない安定な制御を実現するため、負荷角 δ の目標値を与え、過渡におい

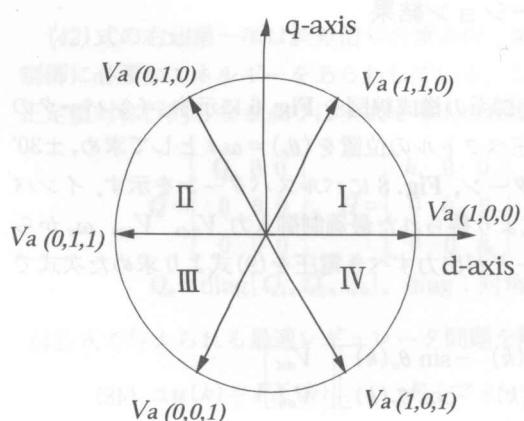


Fig. 7 Voltage pattern.

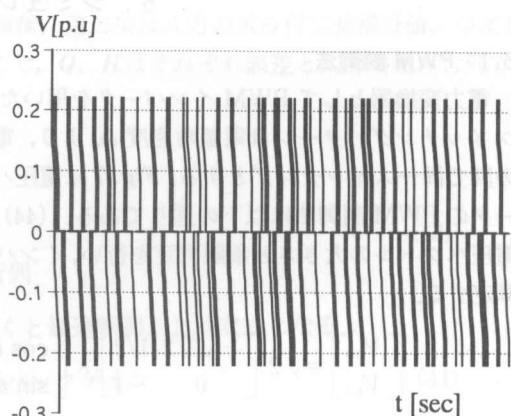


Fig. 8 Pulse pattern.

ても電源周波数に同期するよう制御系を構成したが、角速度 ω_m と電源角周波数 ω_e はよく一致しており、負荷角 δ を状態変数に選んだ妥当性が証明されている。Fig. 10 は停止した状態から位置角 $\theta_m = 90^\circ$ まで進ませた位置制御系の応答である。これにおいても、同期状態で高速トルク応答が得られており良好な位置制御が行われている。

7. む す び

シンクロナスリラクタンスマータの速度制御系、位置制御系を構成し、シミュレーション結果から制御系構成法の有用性を確かめた。シンクロナスリラクタンスマータは交流側から自己始動でき、本論文で明らかにしたモデルを用いて制御系を構成すれば、繁雑な始動、停止を繰り返す位置サーボ系においても安定かつ精密な制御が期待される。

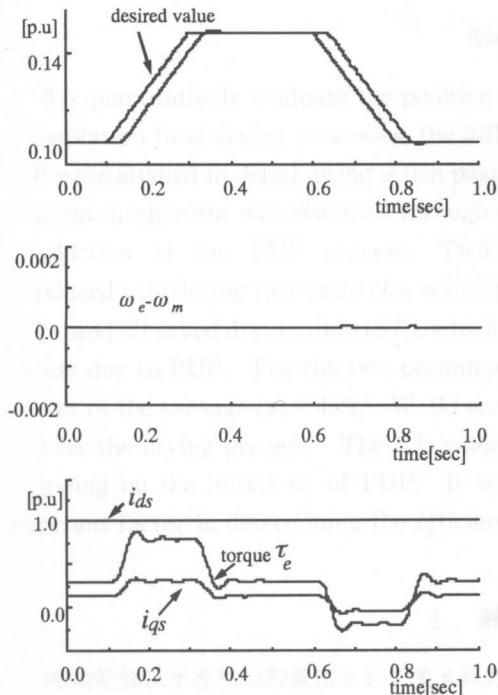


Fig. 9 Responses for desired speed.

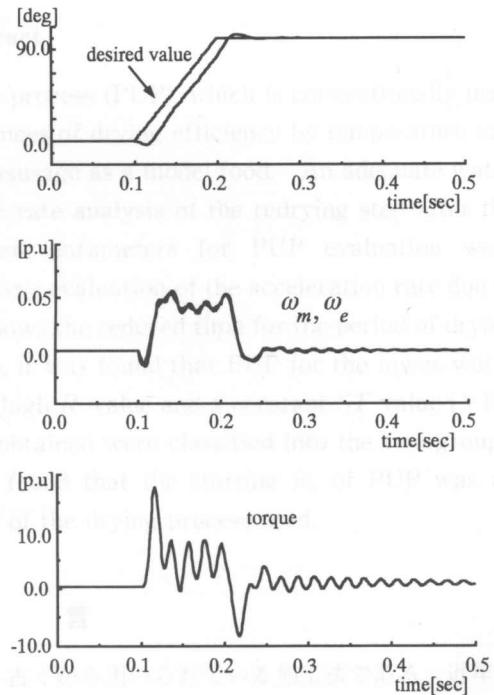


Fig. 10 Responses for desired position.

参 考 文 献

- 1) T. A. Lipo and P. C. Krause: Stability Analysis of a Reluctance-Synchronous Machine, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, PAS-86, NO. 7(1967)
- 2) 村田・小竹・土谷・武田：リラクタンスマータの制御法，第25回計測自動制御学会北海道支部学術講演会論文集，B26 (1993)
- 3) 村田・土谷：リラクタンスマータのステップ制御法，平成9年電気学会全国大会講演論文集，NO. 986, 4-327/4-328(1997)
- 4) 小竹・村田・土谷：平成9年度電気関係学会北海道支部連合大会講演論文集，No. 58(1997)
- 5) 土谷・江上：現代制御工学，産業図書(1991)