ロボットの定格外瞬発駆動のための可変周波数 PWM 方式*

菅 伸 二** 本 多 庸 悟***

A Variable Frequency PWM Method for Over-rated Quick Driving of Robots

Shinji Kan and Tsunenori Honda

The purpose of the study is to develop a method to control the armature current of the DC servo motors effectively and safely in the case of over-rated driving of the motors for realizing quick motion of robots. A method of variable frequency PWM (Pulse Width Modulation) has been developed both to suppress the rush current generated at the starting and to prevent the decrease of the effective value of the current. To apply the method to quick driving of a robot leg with three joints, the mathematical model with similar responses has been derived, and experiments on the model has been performed. The results have shown the effectiveness of the method.

Key words: robot, PWM, over-rated, quick driving

1. 序 論

本研究の目的は、ロボットに対して、より瞬発的な動作を行わせることを可能にするために、アクチュエータであるDCサーボモータ（以下DCモータ）に定格外駆動を積極的に適用することを可能とするような、有効かつ安全な制御戦略を得ることである。ロボットだけでなくすべての機械は、通常それらの定格内において使用されている。ロボットやNC工作機械のようなモーションコントロールを主体とする機械は負荷の動的変動が大きいので、加速時などでは若干の定格外駆動が行われている。

ロボットは動的、静的双方について、広い範囲の様々な負荷状態で使用される。しかし、ロボットに最大負荷状態に対応するより大きな能力のアクチュエータを持たせるのは、重量増加と、それに伴うパワーレートの減少などから好ましくない。

筆者らは3関節脚ロボット（通称“Rigel-1”）を開発し、DCモータの定格外駆動を行い、高速立上がり、垂直跳びなどの瞬発的動作の実現に取り組んできた^{1)~3)}。DCモータの定格外駆動においては、定格駆動ではさほど問題とならなかった、起動時に電機子に流れるラッシュ電流が瞬時最大電機子電流を超え、モータを破損させることが容易に起こりうる。そのため、起動時にこのラッシュ電流を制限し、DCモータの破損を回避することが必要不可欠である。

本論文は、Rigel-1の数式モデルに対して、PWM電流値モデルによる過渡的な電流値応答の解析に基づいた可変周波数PWM方式を考案し、DCモータの電機子電流の制約に基づいた制御戦略を導いて、それを3関節脚ロボットに適用した場合のシミュレーション結果を示したものである。なおDCコンバータのPWM技術にも可変周波数方式⁴⁾があるが、この方式はオン期間を一定にしながら周波数を可変にするものである。オン期間を固定とししないで周波数を可変にする本論文の可変周波数PWM方式はこれとは異なるものである。

2. 実験用脚ロボットRigel-1

本研究において適用対象とする脚ロボットRigel-1（リゲル1号）を図1に示す。Rigel-1は、人間の脚の足首、膝、腰関節に相当する三つのピッチ軸から構成される脚ロボットで、各関

節はアクチュエータであるDCモータと減速機であるハーモニックドライブにより構成されている。このロボット、駆動回路やインタフェース等、システム全体は筆者らによって設計製作されたものである。Rigel-1の諸元を表1、使用しているDCモータの諸元を表2に示す。アクチュエータに関して、そのトルク・慣性比あるいはトルク・重量比を大きくするために本研究ではDCサーボモータの定格外電流駆動が可能のように、その駆動回路は定格電流の6倍程度までの電流が得られるものとした。

ただし、ここではこの実モデルを用いるのは本研究の基本に関わる駆動実験にとどめ、破損の危険性の大きい定格外駆動、特に瞬時最大電機子電流前後での実験には、以下に示すようにこの実モデルへの忠実度の高い数式モデルを作成し、主にそれによるシミュレーション実験を用いるものとする。

Fig.1 Overall view of Rigel-1

Table 1 Specifications of Rigel-1

Total height	680 mm
Total weight	8.6 kgf
Gear ratio	Hip:100 Knee:100 Ankle:120

*原稿受付 平成9年9月18日

**学生会員 東京農工大学大学院（小金井市中町2-24-16）

***正会員 東京農工大学工学部

Table 2 Specifications of the DC motor

Model	Super R406T (Sanyo)
Rated output	60 W
Rated voltage	24 V
Rated torque	1.9 kgf-cm
Rated current	4.1 A
Rated speed	3000 rpm
Maximum speed	5000 rpm
Armature resistance	1.1 Ω
Armature inductance	0.4 mH
Mass	0.45 kg
Back EMF constant	5.21 V/krpm

3. Rigel-1の動的数式モデル

Rigel-1の運動方程式をラグランジュの方法を用いて導出する。図1の写真からわかるように、Rigel-1は比較的、各関節部に質量が集中しているため、各関節部のみ集中質量をもつモデルで近似する。すなわち、図2に示すように、Rigel-1を足首、膝、腰関節部および上体質量の四つの質点系とする。また平面内での自由度しか持たないものとして運動方程式を導くと、式(1)のようになる。

$$J(q)\ddot{q} + C(q)\dot{q}^2 + D\dot{q} - G(q) + \tau_f = \tau \quad (1)$$

ここで、 q ：一般化座標、 τ_f ：クーロン摩擦トルク、 τ ：入力トルクであり、第1項から第4項まではそれぞれ、慣性力項、遠心力項、粘性摩擦力項、重力項であるが、詳細は付録に示す。

Subscripts h, k and a mean hip, knee and ankle, respectively.

Fig.2 Model of Rigel-1

4. パラメータの同定実験

第3章で得られたRigel-1の数式モデルには、式(1)に示すように、質量、リンク長、関節回りの慣性モーメント、粘性摩擦係数、クーロン摩擦係数などの多くのパラメータが含まれている。これらのパラメータのうち、質量、リンク長は脚ロボットの設計段階で正確な値を得ることができる。

しかし、関節回りの慣性モーメント、粘性摩擦係数、クーロン摩擦力の各パラメータは直接的に得ることが困難であるた

め、関節の駆動実験によりその値を同定した。足首、膝、腰の三つの関節はその関節構造が同じなので、関節回りの慣性モーメント、粘性摩擦係数、クーロン摩擦力はそれぞれ3関節で同じ値であると仮定している。パラメータの同定は1関節の駆動実験によって行われた。同定したパラメータの値を表3に示す。

つぎに、同定したパラメータの評価を行うために、Runge-Kutta法を使った数値積分によるシミュレーションを行い、実モデルとの比較を行った。具体的には、実モデルとシミュレーション上の動的数式モデルに対して、図3に示すような初期姿勢（左図）から最終姿勢（右図）に至る高速立上がりを行わせ、両者の角度応答の比較によって評価を行っている。定格外駆動（定格電圧の2倍）における実モデルの角度応答を図4、シミュレーションの角度応答の一例を図5に示す。図4、図5の角度応答から、同定したパラメータの値が妥当であることがわかる。

Table 3 Estimated parameters

Parameter	Moment of inertia N·m·s ² /rad	Viscous friction N·m·s/rad	Coulomb friction N·m
Joints			
Hip	0.36	2.60	2.60
Knee	0.36	2.60	2.60
Ankle	0.36	2.60	2.60

Fig.3 Conditions of experiments

Fig.4 Actual responses of angle (Over-rated driving)

Fig.5 Simulated responses of angle (Over-rated driving)

5. 定格内駆動と定格外駆動

5.1 起動時の電機子電流および電流値モデル

Rigel-1に、定格内駆動で図3と同条件の立上がり動作を行わせた場合のシミュレーションの角度応答を図6に示す。図5（定格外）と図6の比較から、印可電圧2倍の定格外駆動によって目標到達時間が約1/2になっており、定格外駆動によって脚ロボットの応答の大きな改善が得られることがわかる。しかし、定格内駆動および定格外駆動における起動時の電流値応答（それぞれ図7, 図8）を比較すると、定格内駆動における膝関節の電流値のピークが約17Aであるのに対し、定格外駆動においては約34Aとなっている。定格外駆動は確かに応答の改善に多大な効果があるものの、瞬時最大電機子電流を超える駆動はDCモータの破損につながるため避けなければならない。

5.2 PWM電流値モデル

PWM駆動回路における電機子電流はPWMデューティ比、駆動電圧、電機子抵抗、駆動回路の出力抵抗、角速度およびモータの諸定数から算出できる。飯田ら⁶⁾は、目標電流値と回転数からPWMデューティ比を決定するためのテーブルを作成し、表引きによるフィードフォワードにより電流値制御を行っている。この研究で用いられている電流値モデルは、上記の研究には有効であるが、

- (1) PWM駆動の1周期の平均電流を表すため、瞬間的な電流値を表現することができない。
- (2) PWM駆動の1周期の初期電流値と最終電流値が常に等しいという電流連続条件（定常状態だけを考慮）を設定しているため、初期電流がゼロ（起動時）の場合やPWMデューティ比が変化する場合の過渡的な電流値応答を表現できない。

などの理由で、起動時の過渡的な電流応答であるラッシュ電流の解析には直接用いることができない。一方、高橋の研究⁷⁾における電流値モデルは、前の周期の最終電流値が次の周期の初期電流値となる電流値連続条件を設定しているため、過渡的な電流値の応答が表現できる。そこで本研究では、式(2),(3)で表されるPWM電流値モデルにより起動時の電流値応答を解析している。図9において、 P 番目の周期の時刻 t におけるオン状態での電機子電流 $I_{on}^P(t)$ は式(2)で表される。また P 番目の周期の時刻 t におけるオフ状態での電機子電流 $I_{off}^P(t)$ は式(3)で表される。PWM駆動において、 $P-1$ 番目の周期の最終電流値と P 番目の

周期の初期電流値は必ず一致する（電流値連続条件）。つまり、 $I_{off}^{P-1}(T_0) = I_{on}^P(0)$ が成り立つ。

Fig.6 Simulated responses of angle (Rated driving)

Fig.7 Simulated responses of armature current (Rated driving)

Fig.8 Simulated responses of armature current (Over-rated driving)

本研究では定格外駆動をも対象としているが、破損しない範囲での定格外電流については、定格内でのパラメータがそのまま有効であることを確認している。また、電機子抵抗および駆動回路の出力抵抗は温度依存性を有しており、その推定を行

い電流制御特性を向上させた研究⁷⁾⁸⁾があるが、本研究では、起動時のごく短期間のみ存在するラッシュ電流の解析を行うため、これらの温度依存性は無視できるものとする。

Fig.9 Waveforms of PWM pulse and armature current

$$I_{on}^P(t) = \frac{V_0 - K_e N}{R} \left(1 - e^{-t/T_m} \right) + I_{off}^{P-1}(T_0) e^{-t/T_m} \quad (2)$$

$$I_{off}^P(t) = -\frac{V_0 + K_e N}{R} \left(1 - e^{-(t - \alpha T_0)/T_m} \right) + I_{on}^P(\alpha T_0) e^{-(t - \alpha T_0)/T_m} \quad (3)$$

ここで、

- R : 電機子抵抗 (Ω)
- L : 電機子インダクタンス (H)
- K_e : 逆起電力定数 (V/krpm)
- N : 角速度 (krpm)
- V_0 : 電機子電圧 (V)
- T_0 : PWMの周期 (s)
- α : PWMデューティ比
- $T_m = L/R$: 電氣的時定数 (s).

6. 可変周波数PWM方式による駆動

6.1 PWM電流値モデルによる電機子電流の制限

DCモータの起動時に流れる過大な電流は、一般にラッシュ電流として知られている。図7からもわかるように、定格内駆動においてはラッシュ電流が瞬時最大電機子電流を超えることがなく、DCモータの破損の恐れはない。しかし、本研究で対象とする定格外駆動の場合、電源電圧を定格電圧の2倍の48Vとしているため、このラッシュ電流が瞬時最大電機子電流である25Aを超えることは図8からも明らかである。瞬時最大電機子電流を超える駆動はDCモータの破損につながるため避けなければならない。

ラッシュ電流を抑える一般的な方法としては、電源回路に電流制限回路を挿入しDCモータへの流入電流を制限する方法があるが、本研究では、PWM駆動を用いる場合に、1周期ごとに角速度を直接フィードバックし、PWM電流値モデルで次の1周期の電機子電流のピーク値およびピークタイムを予測計算するとともに、ピーク値に達した後はPWM周波数を高い方へ変える可変周波数PWM方式により、最大電機子電流を超え

ない範囲でつとめて電機子電流の実効値を大きく保つようにし、応答の速さを損なわない方法を提示する。ここで、 P 番目の周期の予測計算には $P-1$ 番目の周期の角速度データが使用されるため、角速度データに若干の誤差が存在し、計算される電機子電流のピーク値およびピークタイムにも誤差が生じるが、起動時の角速度は単調増加を示すため、計算に使用される角速度は実際の値よりも小さいものとなる。したがって、実用上は問題がない。

6.2 可変周波数PWM方式によるダイナミクスの改善

PWM瞬時電流値モデルを使ってラッシュ電流を制限した場合の電流値応答を図10に示す。この例では、PWMの基準周期は $256\mu s$ である。膝関節の電流値のピークが瞬時最大電機子電流である25A以内に制限されていることがわかる。しかし電流がピークに達した後の電流値の落ち込みが激しいことがわかる。この理由は、PWMの基準周期が $256\mu s$ のまま、デューティ比を低くせざるを得ないためである。

そこで、この問題を解決するためにPWMの基準周波数を可変(可変周波数PWM方式)にすることを考える。PWMの基準周期を $1/2$ 倍($128\mu s$)、 $1/4$ 倍($64\mu s$)にした場合の電流値応答をそれぞれ図11、図12に示す。これらの結果から、膝関節の電流値の落ち込みは大幅に改善されており、実効値が増していることがわかる。

Fig.10 Simulated responses of limited armature current ($256\mu s$)

Fig.11 Simulated responses of limited armature current ($128\mu s$)

なお、デューティ比の低い足首関節の電流値は、同時に基準周波数を高くするとピーク値が小さくなり、関節が動かない不感帯に陥る可能性がある。したがって、デューティ比が十分に高い状態（膝関節）ではPWMの基準周波数を可変にして電流値の落ち込みを抑え、デューティ比が低い状態（足首、腰関節）では周波数を変えないという使い分けをすればよい。

図13に、膝関節だけを対象に、電流ピーク値に達した後の周期をパラメータにした角度応答の比較を示す。図中の(1)は電流値無制限の場合であり、周波数を上げていくことによる極限の場合となっている。

Fig.12 Simulated responses of limited armature current ($64 \mu s$)

Fig.13 Simulated responses of knee joint at variable frequency

7. 結 論

ロボットの定格外瞬発駆動を目的として可変周波数PWM方式を提案した。その適用実験としては、ここでは3関節脚ロボットの動的数式モデルに対してシミュレーションを行いその応答の妥当性が確認された。本研究の結論は以下のようである。

- (1) 設計製作した3関節脚ロボットシステムの動的数式モデルを導き、慣性モーメント、粘性摩擦係数、クーロン摩擦力については実モデルによる実験によってその同定を行い、実モデルとの応答の比較を行うことによって忠実度の高い数式モデルを確立した。
- (2) 定格外駆動の効果を確かめるために、上述の数式モデルによって定格電圧の約2倍の定格外駆動を行い、定格内駆動と比較して、目標値到達時間が約1/2になることを確かめた。
- (3) PWM瞬時電流値モデルを使って、定格外駆動の初期段階での過大な電流（ラッシュ電流）が瞬時最大電機子電流を超えない範囲に制限する方式を提案した。
- (4) 可変周波数PWM方式を提案し、それを用いることにより、ラッシュ電流を制限しつつ電流値の実効値の減少を抑え、応答の改善を実現する成果を得た。

本研究は機器の安全限度に関わるものであるので、まず充分確かな数式モデルを導いてシミュレーションによって行った。今後、安全性を考慮した実システムによる実験を行いたいと考えている。

謝 辞

本研究に対して、減速機について(株)ハーモニックドライブシステムズ、駆動回路について日本モトローラ(株)システムテクノロジーセンター、およびDCモータについて山洋電機(株)のご助力を賜った。また実験の遂行には本学助手橋橋康博博士および大学院博士前期課程2年佐々木崇君のご協力を戴いた。ここに記して感謝致します。

参 考 文 献

- 1) 熊田隆夫, 菅 伸二, 金子俊一, 本多庸悟: DCモータの電流駆動とその脚ロボットへの応用, 第10回日本ロボット学会学術講演会論文集, (1992) 71.
- 2) S. Kan et al.: High Speed Driving for a Human-like Robot Leg, Proc. 2nd Japan-France Congress on Mechatronics, Takamatsu, (1994) 428.
- 3) T.Honda, S.Kaneko and S. Kan: High-speed/High-torque Driving for Robot Joints and Its Applications, Proc. 11th Int. Conf. Computer-Aided Production Engineering, London, (1995) 237.
- 4) 菅 伸二, 本多庸悟, 金子俊一: 3関節脚ロボット“Rigel-1”の動的モデル, 第13回日本ロボット学会学術講演会論文集, (1995) 215.
- 5) 見城尚志: サーボ・パワーエレクトロニクス, 総合電子出版社, (1989) 107.
- 6) 飯田重喜, 油田信一: DCモータのソフトウェアサーボ系におけるフィードフォワード電流制御, 電気学会論文集, 109, 4, (1989) 289.
- 7) 高橋 久: PWM駆動されるDCサーボモータのフィードフォワード電機子電流制御法, 精密工学会誌, 58, 10, (1992) 119.
- 8) 高橋 久: MOSFET PWM回路によって駆動されるDCサーボモータの等価電機子抵抗の一推定法, 電気学会論文集, 111, 6, (1991) 441.

付録

$$J(q)\ddot{q} + C(q)\dot{q}^2 + D\dot{q} - G(q) + \tau_f = \tau \quad (a1)$$

ここで,

$$J(q) = \begin{bmatrix} m_k \ell_a^2 + m_h \ell_a^2 + m_b \ell_a^2 + J_a & \ell_a \ell_k (m_h + m_b) \cos(q_k - q_a) & m_b \ell_a \ell_h \cos(q_h - q_a) \\ \ell_a \ell_k (m_h + m_b) \cos(q_k - q_a) & m_h \ell_k^2 + m_b \ell_k^2 + J_k & m_b \ell_k \ell_h \cos(q_h - q_k) \\ m_b \ell_a \ell_h \cos(q_h - q_a) & m_b \ell_k \ell_h \cos(q_h - q_k) & m_b \ell_h^2 + J_h \end{bmatrix}$$

$$C(q) = \begin{bmatrix} 0 & -\ell_a \ell_k (m_h + m_b) \sin(q_k - q_a) & -m_b \ell_a \ell_h \sin(q_h - q_a) \\ \ell_a \ell_k (m_h + m_b) \sin(q_k - q_a) & 0 & -m_b \ell_k \ell_h \sin(q_h - q_k) \\ m_b \ell_a \ell_h \sin(q_h - q_a) & m_b \ell_k \ell_h \sin(q_h - q_k) & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} D_a + D_k & -D_k & 0 \\ -D_k & D_k + D_h & -D_h \\ 0 & -D_h & D_h \end{bmatrix}, \quad G(q) = \begin{bmatrix} (m_k + m_h + m_b) \ell_a g \sin q_a \\ (m_h + m_b) \ell_k g \sin q_k \\ m_b \ell_h g \sin q_h \end{bmatrix}, \quad \tau_f = \begin{bmatrix} \tau_{fa} - \tau_{fk} \\ \tau_{fk} - \tau_{fh} \\ \tau_{fh} \end{bmatrix}, \quad \tau = \begin{bmatrix} \tau_a - \tau_k \\ \tau_k - \tau_h \\ \tau_h \end{bmatrix}.$$

なお、式中のパラメータは、図 2 の表記による。