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

正員 高橋 久 (職訓大)

A Systematic Method of Estimating the Equivalent Armature Resistance of a DC Servomotor Driven by a MOSFET PWM Circuit
Hisashi Takahashi, Member (University of Industrial Technology)

Modern control systems for DC Servomotors mainly employ a digital circuit. However, in these systems an analog circuit is used for detecting the armature current. The combination of digital and analog techniques causes hardware complexity.

In this paper a new digital method to estimate the sum of the armature resistance and output resistance of a PWM operated drive is proposed, presenting some test results. Since in this feedback control scheme the voltage applied to the motor is always varying, speed and pulse-width data, which are continuously changing and sampled once a pulse cycle, are used for the estimation of the equivalent armature resistance. This estimation method is based on the comparison of 1,000 measured speed data and the computed values from the same number of pulse-width data and several assumed parameters.

This study yielded the following conclusions: (1) not only the temperature variation of the armature resistance but that of the output resistance of a drive circuit has a large influence on the system performance, (2) the sum of these resistances can be obtained using a full-digital estimation method, and (3) this technique can be applied to a full-digital LSI for motor control.

キーワード：電機子抵抗, DC サーボモータ, 適応制御, MRAC, PWM 制御

1. はじめに

最近の小形モータ制御回路は、メンテナンスフリー、高速応答性、高機能化が要求され、制御方式はアナログ方式からデジタル方式に技術が進んでいる。更に小形化と高性能化のために制御回路にマイクロプロセッサが組込まれ、従来アナログ回路で処理していた部分がデジタル演算処理によって置き換えられ、現代制御理論によってモータを制御できるようになってきた。

デジタル制御システムでは電機子電流を検出するために、アナログの電流センサと A/D コンバータを用いた電流検出回路が用いられている。この場合、電流検出回路にアナログ回路が存在することになり、完

全な意味での全デジタル制御ではなくなる。アナログ回路が存在する場合はオフセットやドリフトのための調整回路が必要であり、保守性に問題があることが従来から指摘されている⁽¹⁾。

近年、DC サーボモータの電機子電流をソフトウェアによってフィードフォワード的に計算して制御する試みも報告されている⁽²⁾。しかしながら、演算に使用される電機子抵抗や駆動回路の出力抵抗は温度依存性を有している⁽³⁾。電機子抵抗は低温時と高温時では 1.5 倍程度、MOSFET を用いた駆動回路の出力抵抗は 1.5~2 倍程度変化するため、これらの抵抗値を一定値にした演算では制御特性が実際と異なる。

最近、パラメータ変動の影響を受けないモデル規範適応制御を用いた速度制御装置に関する報告があ

る⁽⁴⁾。この方式での電流制御ループは、電機子電流制御回路の伝達特性を一定周期ごとにサンプリングした実電機子電流とモデルによって演算された電流値を比較することによって電流制御ループのゲインを調整し、電機子電流が電流指令に追従するように補正している。この場合はプラントから出力される電機子電流を実測する必要があり、アナログ回路を用いた電流検出回路が必要である。

本論文は、全デジタル演算によって電機子電流制御用 PWM 信号を発生する場合に必要な駆動回路の出力抵抗を含む等価電機子抵抗を回転速度情報を用いて推定する手法について検討し、実用面を重視したハードウェアとソフトウェアによって簡易で信頼性の高い精度を有する一推定法を提案するものである。本論文では、まず推定原理と推定システムを説明し、実験結果の検討によって本方式の妥当性と有用性を実証する。その結果、全デジタル方式によるモータ制御用 LSI の開発にとって本方式が有効な手法であると思われるので報告する。

2. 制御系と推定法

図 1 に本推定法を応用した電機子電流制御システムの構成図を示す。図中破線で囲まれた部分が本論文で述べる推定システムである。電機子電流 PWM 比演算ユニットは、推定された等価電機子抵抗を用いて電機子電流を電流指令に一致させるための PWM 比を演算する。

1PWM 周期後の電機子電流を電機子電流指令 $i_{cma}(t)$ に一致させるための PWM 比 α は、初期電流を $i_a(t)$ 、PWM 周期を Δt とすれば次式によって求められる。

$$\alpha = 1 - \frac{2}{\Delta t} \left[-\frac{L_a}{R_x} \ln \left\{ \frac{R_x}{2V} \left\{ i_{cma}(t) - i_a(t) \exp \left(-\frac{R_x}{L_a} \Delta t \right) \right\} + \frac{1}{2} \left\{ 1 + \exp \left(-\frac{R_x}{L_a} \Delta t \right) \right\} + \frac{K\omega(t) + V_{BR}}{2V} \right\} \times \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{R_x}{L_a} \Delta t \right) \right\} \right] \quad \dots\dots\dots (1)$$

〈2・1〉 推定原理 電子回路によって制御されるモータの特性はモータ単体の特性で評価されるのではなく、電子回路を含むシステムとして評価されるべきである。本システムでは DC サーボモータを図 2 に示す MOSFET を用いた H 形ブリッジ回路によって PWM 駆動している。ここでは駆動回路の出力抵抗とモータが直列接続の関係にあるため両方の抵抗を加算し、それを等価電機子抵抗 R_x として扱う。なお、記号は次のように定義する。

- R_a : 電機子抵抗
- L_a : 電機子インダクタンス
- R_{ON} : 駆動回路の出力抵抗
- R_x : 等価電機子抵抗 ($R_x = R_a + R_{ON}$)
- R_D : ロータと負荷の等価粘性抵抗
- C : ロータと負荷の等価静電容量 ($C = J/K^2$)

図 2 モータ駆動回路
Fig. 2. Motor drive circuit.

図 1 電機子電流制御装置への本推定法の適用例

Fig. 1. An application of the proposed method to an armature current controller.

図 3 駆動回路の出力抵抗を含む DC サーボモータの等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit for DC servo motor including output resistance of drive circuit.

J : ロータと負荷の慣性モーメント

i_a : 電機子電流

i_c : 等価コンデンサに流れる電流

i_D : 等価粘性抵抗に流れる電流

I_L : 負荷電流

V_a : 電機子電圧

V_{BR} : ブラシの電圧降下

K_E : 逆起電力定数

K_T : トルク定数

K : モータ定数 ($K = K_E = K_T$)

T_L : 負荷トルク

τ_m : 機械的時定数

ω : 回転角速度

ω_m : 実際のモータ回転角速度

Δt : PWM 周期

n : サンプル数

m : サンプル点 ($m=1 \sim n$)

V : 電源電圧

α : PWM 比

図 3 に負荷が一定である場合の駆動回路の出力抵抗を含む DC サーボモータの等価回路を示す⁽⁵⁾。

等価回路より電機子電流を i_a , 等価コンデンサに流れる電流を i_c , 等価粘性抵抗に流れる電流を i_D , 負荷電流を I_L とすると

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_x i_a + R_D i_D = v_a(t) - V_{BR} \quad (2)$$

$$R_D i_D = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (3)$$

$$i_a = i_c + i_D + I_L \quad (4)$$

の回路方程式が得られる。これより、

$$\begin{aligned} L_a C R_D \frac{d^2 i_D}{dt^2} + (L_a + R_x C R_D) \frac{di_D}{dt} \\ + (R_x + R_D) i_D \\ = v_a(t) - V_{BR} - R_x I_L \quad (5) \end{aligned}$$

を導き、モータに印加される電機子電圧から等価粘性抵抗に流れる電流 i_D を求める。モータの逆起電力 $K\omega$ は次式より求まる。

$$K\omega = R_D i_D \quad (6)$$

また、DC サーボモータの電気的時定数は機械的時定数に比較して十分小さくモータの挙動は機械的時定数によって決定される。モータの機械的時定数 τ_m は次式によって表現できる。

$$\tau_m = \frac{C R_x R_D}{R_x + R_D} \quad (7)$$

(7) 式が示すように、モータの挙動は等価静電容量 C , 等価粘性抵抗 R_D , 等価電機子抵抗 R_x によって決定される。等価粘性抵抗が等価電機子抵抗より十分大きい場合は次式となる。

$$\tau_m = C R_x = J R_x / K^2 \quad (8)$$

ロータおよび負荷の慣性はモータが発生したトルク ($K i_a$) から負荷トルク (T_L) を減じたトルクによって加速される。すなわち、モータの回転速度プロフィールは負荷トルクが一定の場合、モータが発生するトルクと (8) 式によって示される機械的時定数によって決定される。従って、モータの挙動から等価電機子抵抗が算出できることを示している。

電機子電圧が一定である場合、等価電機子抵抗 R_x はモータが加速あるいは減速しているときの任意の 2 点の等価コンデンサ電圧と実測から得られたモータの逆起電力のサンプリングデータを基に算出できる。しかし、実用システムでは速度制御や位置決め制御を行っているため、電機子電圧は一定ではなく時間と共に変化している。このような場合は 2 点のサンプリングデータだけで等価電機子抵抗を算出することは不可能である。

本推定法はモータ諸定数および PWM 比に基づいて演算された回転速度と実際の回転速度の速度プロフィールを比較し、両者が一致するように等価電機子抵抗を補正する手法を用いている。本推定法では粘性負荷は一定の負荷トルクに対して十分小さく、また PWM 比および回転速度のサンプリング期間 ($n\Delta t$: 実用的には数十 ms) 中に負荷トルクの変動がないものと仮定する。

等価電機子抵抗の推定演算は次のように行う。PWM 周期ごとにサンプリングされた n 個の PWM 比データ、モータ諸定数および仮に設定された等価電機子抵抗からサンプリングごとの回転速度を (5), (6) 式を用いて求める。ここで、(5) 式中右辺第 2 項はブラシの電圧降下、第 3 項は等価電機子抵抗の電圧降下を表している。サンプリング期間中負荷トルク変

動がないものとしているので2項とも一定値である。これらは回転速度に影響を与えるものの、回転速度の変動率には影響を与えない。従って、速度プロフィールを得る演算ではこれら2項を0として扱う。また、(5)式中右辺第1項は駆動回路の出力抵抗を含む電機子電圧であり、各サンプリング点の電圧は回路に供給される電圧 V と PWM 比 α によって求められる。

等価粘性抵抗に流れる電流 i_b は(5)式の2階の微分方程式を解くことによって得られる。ここでは(5)式を2個の1階の微分方程式に分解し、積分を行うことによって電流 i_b を求める。積分法は積分刻み幅が小さくできるために最も簡単なオイラー法を用いる。

(5)式より得られた各サンプリング時点の電流 $i_b(m\Delta t)$ より(6)式を用いて各サンプリング時点の回転速度 $\omega(m\Delta t)$ を求める。ここで、 m はサンプリング点を表し $1 \sim n$ である。

(5)式右辺第2項、第3項を0とした演算によって得られた回転速度 ω は実際のモータ回転速度 ω_m と速度比率が異なるため、演算によって両者の比率を等しくする。その後、演算速度 $\omega(m\Delta t)$ とモータの実際の回転速度 $\omega_m(m\Delta t)$ との速度プロフィール比較を行う。プロフィール比較は各サンプリングごとに得られた演算速度と実際の回転速度との比較により行う。比較の結果、各サンプリング点の演算速度が実際の回転速度よりも高い場合は現在演算に使用している等価電機子抵抗が実際の等価電機子抵抗より小さいと判断し補正する。一方、演算速度が実際の回転速度より低い場合は等価電機子抵抗が大きいと判断して補正する。等価電機子抵抗の補正は二分法を用いて行う。補正が行われると補正された等価電機子抵抗を用いて再度(5)、(6)式から回転速度を求め、速度プロフィールの比較を行う。速度プロフィールエラーが一定の誤差範囲内になったとき、演算に使用した等価電機子抵抗値を等価電機子抵抗の推定値として使用する。

MOSFET のオン抵抗や電機子抵抗は温度によって変化するものであって、その時定数は制御システムの電気的時定数あるいは機械的時定数に比較して十分大きいので、抵抗値を推定するための演算は高速性を要求しない。

〈2・2〉 等価粘性抵抗 R_b の推定精度への影響

等価粘性抵抗 R_b は(7)式に示すように機械的時定数を決定する要素の一つである。本推定法ではモータに印加される電機子電圧と回転速度の関係から等価電機子抵抗 R_x を推定する手法を用いているため、機械的時定数の変化は等価電機子抵抗の推定誤差に直接つながる。しかし、粘性が小さい用途、すなわち等価粘

性抵抗 R_b が等価電機子抵抗 R_x より十分大きい用途では機械的時定数 τ_m への影響は小さく、実用上、等価粘性抵抗の影響を無視して扱うことができる。

〈2・3〉 デッドタイムの考察 H形ブリッジ回路を用いた PWM 駆動回路ではデバイスのスイッチング遅れによるアーム間短絡を防止するために上段/下段のデバイスがともにオフである期間(デッドタイム)が挿入される。駆動回路が MOSFET によって構成され適切なスイッチングシーケンスが与えられている場合、電機子巻線による遅れ電流はデッドタイム期間のみ MOSFET 内部に存在するダイオードを流れる。電流が MOSFET を流れる場合とダイオードを流れる場合では電流路の特性が異なるため、その損失が異なり等価的な回路のオン抵抗が変化してしまう。

しかし、デッドタイムを PWM 周期より十分に短くした場合は、還流ダイオードによる損失は MOSFET のオン抵抗の損失と比較して極めて小さくなるため、この影響を無視して扱うことができる。

3. システム構成と概要

〈3・1〉 システム構成 図4に等価電機子抵抗を推定するシステムの構成図を示す。システムは2個の制御ユニットと MOSFET を用いたブリッジ回路から構成されている。各制御ユニットは16ビットマイクロプロセッサ(NEC: V50)によって主回路が構成されており、各ユニットは高速データバスによって接続されている。

(1) PWM 信号発生ユニット 本ユニットは H 形ブリッジ回路を駆動する PWM 信号を発生する回路であり、CPU とロジック回路から構成されている。CPU は次に発生する PWM 信号の PWM 比を演

図4 システム構成

Fig. 4. System configuration.

算する。PWM 信号は PLD を用いたデジタルコンパレータによって CPU から出力される 10 ビットデータとバイナリカウンタのデータを比較し、1 周期分作成される。1 周期の PWM 信号を発生すると次の信号を作るためのデータが割り込みによって要求される。本システムの PWM 周波数は 12.85 kHz、分割数は 1,024 である。

(2) モータ速度検出回路 本回路は電機子抵抗演算ユニットに含まれており、モータ回転速度を得るためのものである。回転速度はエンコーダから出力される信号のパルス周期から演算により求める。パルス周期はエンコーダからのパルス信号の 3/4 周期を計測し、そのパルス間隔を 1 周期分に換算して得ている。3/4 周期を計測する理由は簡易な回路を用いて連続するすべてのパルス間隔の計測を行うためである。パルス間隔の計測に使用するクロックは 20 MHz であり、最大計測時間は約 105 ms (このときの回転速度は 2,000 分割のエンコーダを用いれば約 0.036 rps) である。本システムでは、0.036 rps 以下の回転速度は逆起電力が極めて小さいので停止状態として扱う。またパルス間隔データは符号付 22 ビットで出力される。

(3) 電機子抵抗演算ユニット PWM 比データおよびモータ速度検出ユニットからのパルス間隔データを基にモータの等価電機子抵抗を演算するユニットである。主回路は V 50 を用いたボードコンピュータによって構成されている。

(4) H 形ブリッジ回路 MOSFET を用いた駆動回路である。本回路にはブリッジ回路のアーム間短絡を防止するために 750 ns のデッドタイムを挿入する回路が付加されている。

〈3・2〉 ソフトウェア 本システムでは独立した 2 個の CPU 回路に対し、それぞれ独立したソフトウェアから構成されている。プログラムは C 言語を用いて記述されているが、高速処理を要求する部分はアセンブリ言語によって記述している。使用した言語は MICROSOFT C (MSC) および MACRO ASSEMBLER (MASM) である。プログラムの開発は MS-DOS マシンで行い、作成された実行プログラムは各 CPU ユニットへ RS-232C インタフェースを介して転送され実行される。各 CPU ユニットにはプログラムの転送、モニタ、デバッグなどが MS-DOS マシンの指示によって行うことができる OS が組込まれている。

(1) PWM 信号発生ユニット 本ユニットは本来電流指令に基づいた PWM 比によって PWM 信号を発生する部分であるが、本実験では電圧指令に基づ

図 5 等価電機子抵抗の計算法を示す流れ図
Fig.5. Flowchart for calculating equivalent armature resistance.

き PWM 信号の発生を行っている。プログラムは PLD による PWM 信号発生回路からの割り込み要求が 78 μ s 間隔で行われるため高速処理可能なアセンブリ言語によって記述されている。

(2) 電機子抵抗演算ユニット 本ユニットはモータに印加される電機子電圧とモータの回転速度から等価電機子抵抗を得るための演算を行う部分である。プログラムは C 言語とアセンブリ言語によって記述されている。図 5 は、等価電機子抵抗の計算法を示すプログラムの流れ図を示す。プログラムサイズは約 38 kB、演算周期は約 5 s である。

本プログラムは、5 個の機能から構成されている。init () 関数はプログラムが開始されたとき一度だけ実行され変数や定数の初期化を行う。get_data () 関数はモータが停止しており、駆動電圧が 0 V でなくなったとき、PWM 周期 (78 μ s) ごとに連続する 1,000 個の PWM 情報と回転速度情報をメモリーに格納する。データの読み込みは PWM 信号発生ユニットから出力される割り込み信号によって行われる。この部分は高速処理が要求されるためアセンブリ言語によってプログラムが記述されている。conv () は読み込まれた速度情報からモータの逆起電力を算出する部分である。cal_speed () はモータに印加された PWM 情報と現在与えられている等価電機子抵抗を用いて PWM 周期ごとの回転速度を算出する。

comp_speed () は演算によって得られた速度と実際のモータ回転速度の速度プロフィール比較を行

う。速度プロフィールが一致しない場合は現在の等価電機子抵抗が正しくないと判断し、プロフィールエラー情報から等価電機子抵抗を補正し cal_speed () 関数に戻る。速度プロフィールが一致した場合は等価電機子抵抗値を出力ポートに出力して、次の評価のために get_data () 関数に戻る。

本プログラムでは、等価電機子抵抗の補正は二分法によって行われている。また、速度プロフィールの比較を行う場合の許容誤差は $\pm 2\%$ としている。

4. 実験結果

実験に用いた試供機の諸元を表 1 に示す。なお、試供機にはモータ回転速度を検出するために 1 回転あたり 2,000 パルスのロータリーエンコーダが取付けられている。

実験はモータと駆動回路の間に評価実験用の抵抗を直列に挿入し、等価電機子抵抗を推定する手法を用いた。図 6 は電機子電圧が 0 V から設定した電圧まで時間に比例して上昇する台形波駆動を行い、評価用抵抗を 0 から 2 Ω まで 0.2 Ω 間隔で変化させたときの等価電機子抵抗の推定結果を示している。評価用抵抗が 0 Ω であるとき、等価電機子抵抗が約 4 Ω であるのはモータの電機子抵抗に駆動回路の出力抵抗が加算され

ているためである。

図中破線で示す線は実際の抵抗値の $\pm 5\%$ の範囲を示したものである。計測データはばらつきがあるものの $\pm 5\%$ の範囲内に入っており、推定値が正しいことを示している。

図 7 は電機子電圧が台形波状に変化するとき、実測された回転速度と PWM 比データを基に演算された回転速度の関係から等価電機子抵抗を求めていく過程をコンピュータを用いてシミュレーションしたものである。図中滑らかな線は演算による回転速度、ギザギザのある線は実測されたモータ回転速度である。図中に示す番号はシミュレーションが行われた順番を示している。4 回目のシミュレーションでは演算速度と実際の回転速度の速度プロフィールがほぼ一致している。

図 8 は評価用抵抗が 0 Ω であるとき MOSFET の温度に対する等価電機子抵抗の推定結果を示している。MOSFET の温度上昇に比例して等価電機子抵抗も大きくなっているのが示されている。すなわち、MOSFET を用いた制御装置を設計する場合はモータの電気的時定数はモータの電機子抵抗のみならず、駆動回路の出力抵抗も考慮しなければならないことを示している。

表 1 DC サーボモータのパラメータ公称値と定格値
Table 1. Nominal parameters and rated values of test DC servomotor.

定格出力	200 W	K_E	0.204 V·s/rad
定格電圧	75 V	K_T	0.204 N·m/A
定格電流	3.6 A	R_a	2.52 Ω
定格トルク	6.5 kg·cm	L_a	3.1 mH
定格回転数	3,000 rpm	J_m	147×10^{-6} kg·m ²

図 6 評価抵抗に対する等価電機子抵抗推定結果
Fig. 6. Estimated equivalent armature resistance vs. evaluated resistance.

図 7 等価電機子抵抗を求めていく過程のシミュレーション結果
Fig. 7. Simulation results of calculation process of equivalent armature resistance.

図 8 MOSFET の温度に対する等価電機子抵抗の推定結果
Fig. 8. Estimated equivalent armature resistance vs. temperature at MOSFET.

5. 結 言

全デジタル方式による駆動回路の出力抵抗を含むDCサーボモータの等価電機子抵抗の新しい推定法を提案し、試作回路によってその実用性を確認した。本研究の成果を要約すると次のようになる。

(1) 駆動回路を含むモータの等価電機子抵抗を刻々と変化するPWM比を基に、演算によって得られた回転速度と実際の回転速度との速度プロフィール比較を行うことによって推測することができた。

(2) MOSFETを用いた駆動回路では駆動回路を含むモータの電気的時定数は電機子抵抗の温度変化のみでなく、素子の発熱によるオン抵抗の変化の影響も大きいことが確認できた。

(3) デジタル回路によって等価電機子抵抗の推定が可能であるため電機子電流予測制御が可能になり、アナログの電流センサを有さないモータの全デジタル制御の可能性ができた。また、ASICなどを用いた全デジタルのモータ制御用LSIデバイスの開発にも有効であることが確認できた。

本研究を行うにあたり御協力をいただいた見城尚志教授、卒業研究生の西野太治君、関係各位に謝意を表します。

(平成2年2月21日受付, 同2年6月19日再受付)

文 献

- (1) 例えば, 松井・亀田・竹下: 「DSPによるブラシレスモータのソフトウェア化非干渉電流制御」, 電学論D, **107**, 215 (昭62-2)
- (2) 飯田・油田: 「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」, 同上D, **109**, 289 (平元-4)
- (3) 高橋: 「PWM駆動されるDCサーボモータの電機子抵抗の一算法」, 電気学会回転機研資, RM-89-80 (平元)
- (4) H. Naitoh & S. Tadakuma: "Model Reference Adaptive Control Based DC Motor Speed Controller", IECON '84, p. 474 (1984)
- (5) T. Kenjo & S. Nagamori: Permanent-Magnet and Brushless DC Motors Chapter 7 (1985) Oxford University Press

高 橋 久 (正員)

昭和28年2月28日生。50年3月職業訓練大学校電気工学科卒業。

同年4月同大学校電気工学科助手,

58年4月電気工学科講師, 現在に

至る。主として, モータのデジタル制御, モータ制御用オペレーティングシステムの研究に従事。計測自動制御学会, 精密工学会, 日本ロボット学会会員。