マイクロプロセッサによる分巻直流電動機の 効率最適化速度制御方式[†]

大 前 力*・丸 本 勝 二*・内 藤 祥太郎**

Microprocessor Based Efficiency Optimized Speed Control for DC Shunt Motor

Tsutomu OHMAE*, Katsuji MARUMOTO* and Shotaro NAITO**

A new speed control system is described in which a microprocessor is used to regulate the speed of a DC shunt motor. A distinct feature of this speed regulating control circuit is to achieve an optimum efficiency of the DC drive comprising the power electronic converter, DC motor and control circuitis. A microprocessor based controller is developed, which suitably controls both the armature and the field currents of the DC motor with a view to minimizing the total system losses and achieving at the same time, the required load torque.

An experimental DC drive incorporating the microprocessor-based speed regulator was tested on a 15kW DC shunt motor. It was found that a high efficiency speed control was obtained both at transient and steady state operations.

Keyword: microprocessor, DC shunt motor, speed regulator, efficiency optimizing control, chopper

1. 緒 言

電動機の可変速駆動システムは、電力用および信号処理用半導体の急速な進歩により、非常に多くの産業分野で用いられている。このシステムに対し、近年では省エネルギーの立場から効率の向上と、電力用半導体のスイッチング動作から生ずる高調波障害の低減などが望まれている。これらのことから、可変速駆動システムに対し、ただ単に速度、電流を制御するだけでなく高効率、高調波低減などの制御をも含めていくことが望まれている¹⁾。

一方、このような多機能的制御系を、演算増幅器を

中心としたアナログ回路で構成するときわめて複雑となるとともに、制御性能の高度化、装置の小型化、低価格化などへの対応が難しい。これに対し、マイクロプロセッサは高度な演算処理能力を備え、かつ安価であることから、このようなシステムを実現するのに適しており、電動機駆動系への応用も研究されている^{2), 3)}。

ところで、分巻直流電動機による可変速駆動システムは制御が簡単で、性能がよいことから各種の産業分野で広く用いられており、このシステムにもマイクロプロセッサを用いた制御装置が検討されている^{4)~6)}。しかし、いずれの方式も電流、速度を制御するだけであり、高効率制御は含まれていない。

本論文は、筆者などが提案した軽負荷時の弱め界磁による効率向上方法⁷⁾を発展させ、効率をほぼ最高に保ちつつ分巻直流電動機を速度を制御する方式を提案するとともに、マイクロプロセッサを中心に構成すると、そのシステムが比較的簡単となることを示す⁸⁾。

2. 効率最適化制御の原理

分巻直流電動機を用いた速度制御系は、一般に Fig. 1 の構成となる。速度制御回路では、速度制御系の応

Fig. 1 Speed regulator for DC shunt motor

[†] 電気学会情報処理研究会発表 (昭 55・5)

* (株)日立製作所日立研究所 日立市久慈町 4026

** (株)日立製作所佐和工場 勝田市高場 2520

* Hitachi Research Laboratory, Hitachi Ltd., Hitachi

** Sawa Works, Hitachi Ltd., Katsuta

(Received August 8, 1981)

(Revised February 26, 1982)

答を確保させるのに必要なトルク指令を演算し、発生トルクが指令値と一致するように電力変換器を調整し、電動機を速度を制御する。

ところで、分巻直流電動機の出力トルク τ_m (N・m) は、電機子電流 I_a (A)、界磁電流 I_f (A) を用いると、磁束が飽和しない範囲では次式で近似できる。

$$\tau_m = k_t I_f I_a \quad (1)$$

ただし、 k_t (N・m/A²) は定数である。

(1)式から、発生トルクを変更するのに二つの手段が考えられる。すなわち、電機子または界磁に流す電流を調整することである。そして、低速度では界磁電流を最大にし、電機子電流のみによって、高速度では電源の全電圧を電機子巻線に印加し、界磁電流のみを調整することで発生トルクおよび速度を制御する方法が広く用いられている⁹⁾。しかし、この方式を界磁巻線の抵抗が大きい分巻直流電動機に用いると、低速でかつ軽負荷状態のときに界磁で生じる損失が大きくなり、効率的に望ましくない。

本論文は、このような分巻直流電動機でも速度制御系の応答を確保しつつ、効率をほぼ最高状態に保って運転する方式を提案することが目的である。

今、Fig. 1 の速度制御装置の全損失を W_t (W) とすると、 W_t は電機子電流 I_a 、界磁電流 I_f 、電動機回転数 N (rpm) の関数 g として表わせる。

$$W_t = g(I_a, I_f, N) \quad (2)$$

(2)式に(1)式を代入すると次式になる。

$$W_t = g(I_a, \tau_m/k_t I_a, N) \quad (3)$$

(3)式は、 τ_m, N を一定とすると I_a のみの関数となるので、 W_t を最小とする電機子電流 I_a が存在する可能性があることを示している。

ここで、全損失 W_t を(4)式で表わせると仮定する。

$$W_t = k_1 I_a^2 + k_2 I_a + k_3 I_f^2 + W_0 \quad (4)$$

ただし、 k_1 (W/A²)、 k_2 (W/A)、 k_3 (W/A²) は比例定数であり、 W_0 は電流に関係しない損失である。(4)式に(1)式を代入すると次式になる。

$$W_t = k_1 I_a^2 + k_2 I_a + k_3 (\tau_m/k_t I_a)^2 + W_0 \quad (5)$$

$dW_t/dI_a = 0$ より、 W_t を最小とする I_a は次式を満足する。

$$2k_1 I_a^4 + k_2 I_a^3 - 2k_3 (\tau_m/k_t)^2 = 0 \quad (6)$$

(1)、(6)式から τ_m を消去すると、次式が得られる。

$$I_f = \sqrt{I_a(2k_1 I_a + k_2)/2k_3} \quad (7)$$

さらに、 τ_m と I_a の関係は次式となる。

$$\tau_m = k_t I_a \sqrt{I_a(2k_1 I_a + k_2)/2k_3} \quad (8)$$

以上の結果から、トルク指令 τ_c が与えられたときには(8)式により電機子電流指令 I_{ac} を求め、さらに(7)式により界磁電流指令 I_{fc} を求めて制御することによって、損失が最小、すなわち最高効率で運転できる。

以上のことから、本報で提案する効率最適化速度制御系の基本構成は Fig. 2 となる。速度制御回路からトルク指令 τ_c が与えられると、(7)、(8)式から効率が最高となる電機子および界磁の電流指令 I_{ac}, I_{fc} を発生し、おのおのの電流を制御することで電動機の速度を制御する。

3. 実験回路の構成

LSI 技術の急速な進歩を考えると、制御装置の性能向上、小型化、高信頼化などの効果が期待できるマイクロプロセッサを中心に Fig. 2 の系を構成するのが適している。そこで、実験回路の全体構成を Fig. 3 とした。Fig. 3 はチョップを主体とする主回路、マイクロプロセッサを中心とする制御回路とに分けられる。

Fig. 2 Efficiency optimized speed regulator for DC shunt motor

Fig. 3 Microprocessor-controlled speed regulator for DC shunt motor drives

3.1 主回路構成

主回路は、電機子および界磁のチョッパ、分巻直流電動機、直流リアクトル、直流電源、電流検出分路抵抗から構成される。電機子チョッパは、サイリスタ S_1, S_2 よりなるサイリスタチョッパであり、120V 直流電源の電圧を間歇的に 15kW 分巻直流電動機（定格時諸元：回転数 4,600 rpm, 電機子電流 110A, 界磁電流 8.6A, トルク 31 N·m）へ印加し、最大 300A までの電流を制御する。界磁チョッパは、ダーリントントランジスタ T_r よりなるトランジスタチョッパであり、最大 13A までの界磁電流を制御する。

3.2 制御回路構成

制御回路は、128 バイトの RAM が内蔵されている 8 ビットのマイクロプロセッサ HD 46802 を中核に構

成している。

マイクロプロセッサへの入力情報は、電機子電流、界磁電流および電動機速度である。電流値は 10 ビットの A/D 変換器を介して、速度は 1 回転 40 パルスのエンコーダの出力パルス列を 0.1 秒ごとに計数することでマイクロプロセッサへ取り込む。なお、速度指令はコンソールから入力する。

マイクロプロセッサからの出力情報は、電機子および界磁チョッパの通流率 α_a, α_f 、チョッパ周期 T_c である。これらは、後述する通流率制御発振器を介し、トランジスタのベース信号、サイリスタのゲート信号となる。

そのほかの機能として、演算を高速化するためにハードウェア乗算器がある。

3.3 通流率制御発振器

この部分はマイクロプロセッサで電力変換器を制御するときの特有なインタフェース回路であり、その構

Fig. 4 Digital type variable frequency duty controlled oscillator

Fig. 5 Waveforms of the duty controlled oscillator

成方法についても種々の方式が検討されている⁹⁾。ここではソフトウェア処理の負担を軽くするために、ハードウェアで行うことにした。その基本構成を Fig. 4 に、動作のタイムチャートを Fig. 5 に示す。

今、クロックパルスの周波数を f_p (Hz), 周期設定用レジスタの設定値を M_c , カウンタのビット数を m とすると、周期用デジタル比較器ではカウンタ A の値が M_c となったときにパルスが発生し、カウンタ A をリセットする。このパルス列の周期 T_f は次式となる。

$$T_f = M_c / f_p \quad (9)$$

このパルス列をダウンカウンタ B とアップカウンタ C は計数し、それぞれの計数値が α_a, α_f 設定用レジスタの値 M_a, M_f とデジタル比較器で比較され、Fig. 5 の Q_a, Q_f のような方形波が出力され、次式が成り立つ。

$$T_c = 2^m M_c / f_p \quad (10)$$

$$\alpha_a = M_a / 2^m \quad (11)$$

$$\alpha_f = M_f / 2^m \quad (12)$$

(10)~(12)式より、チョップ周期 T_c 、電機子および界磁チョップの通流率 α_a, α_f は、マイクロプロセッサからの設定値 M_c, M_a, M_f 、により独立に制御できることがわかる。なお、カウンタ C のオーバーフローパルス発生ごとに、割込パルスを発生している。

4. 制御方式

4.1 速度制御方式

マイクロプロセッサのソフトウェアで処理する速度制御系のブロック構成を Fig. 6 に示す。Fig. 6 の系は非線形ゲインを含んでいるので、この系に最適な補償方式も考えられるとは思いますが、ここでは比例+積分補償によりトルク指令 τ_c を演算する。このトルク指令 τ_c から、(7), (8)式によってあらかじめ計算されメモリー内に記憶されている効率最適化パターンを索引し、電機子および界磁電流指令 I_{ac}, I_{fc} を発生する。電流制御系では、これらの指令 I_{ac}, I_{fc} と帰還量

Fig. 6 Block diagram of speed control loop

I_{af}, I_{ff} とを用いて、それぞれ比例+積分補償を行い、通流率 α_a, α_f を決定する。なお、チョップ周波数 f_c は電流脈動を一定とするために、通流率 α_a と関連させ次式で決めている。

$$f_c = k_c \alpha_a (1 - \alpha_a) \quad (13)$$

4.2 ソフトウェア構成

Fig. 6 の制御方式をマイクロプロセッサのソフトウェアで処理するためのフローチャートを Fig. 7 に、処理プログラムのタイムチャートを Fig. 8 に示す。

高速処理を必要とする電流制御系の演算は、チョップ周期に1回起動される割り込み (INT) 処理で実行される。この割り込み処理は、後述する主プログラム処理が実行中でも優先して処理される。主プログラム (MAIN) 処理では、速度制御演算と最適電流指令の発生を行う。このことから、マイクロプロセッサは Fig. 8 に示す割合でおおのの処理を実行する。

主プログラム処理では、最初に起動準備のためにレジスタ類と RAM に初期値を設定する。つぎに、コンソールから速度指令 N_c を、カウンタの値から速度帰還量 N_f を取り込み、次式でトルク指令 τ_c の計算を行う。

$$\tau_c(j) = k_{sp} \Delta N(j) + S(j) \quad (14)$$

$$\Delta N(j) = N_c(j) - N_f(j) \quad (15)$$

$$S(j) = k_{si} \Delta T(j) \Delta N(j) + S(j-1) \quad (16)$$

ただし、(14)~(16)式は j 回目の制御で用いる式を

Fig. 7 Flowcharts of speed and current control

Fig. 8 Timechart of software processing

意味しており、 $\Delta T(j)$ は前回の N_e, N_f の取り込み時点から今回の取り込み時点までの時間、 $S(j-1)$ は $(j-1)$ 回目までの積分補償相当の値である。

このように、速度制御を主プログラム処理で行っているために、そのサンプリング周期 $\Delta T(j)$ が割り込みの処理時間によって変化し、必ずしも一定とならない。このために、 $k_{s1}\Delta T(j)$ の演算を毎回行い積分補償ゲインを修正しておく必要がある。

ところで、 τ_c から I_{ac} を求めるのに (8) 式を用いると 4 次方程式の根を求めなければならず処理時間がきわめて長くなる。このことから、速度制御演算のサンプリング周期が長くなり過渡応答が悪くなる。そのために、ここでは (7)、(8) 式を前もって計算し、その結果を $1k$ バイトの ROM 内にパターン化して記憶しておき、 τ_c に応じて取り出す方式とした。この方式によると、モータ定数、計算式が異なっても ROM のパターンを変更するだけでよいという利点がある。この結果の I_{ac}, I_{fc} を RAM の所定番地に記憶する。

一方、割り込み処理プログラムは電機子チョップがオフするごとに 1 回実行される。最初に、前の周期で得られた T_e, α_a, α_f 相当の値を Fig. 4 の各レジスタに設定する。つぎに、A/D 変換器を介し実際の電流値 I_{af}, I_{ff} を取り込む。そして、積分ゲインの補正を行う。これは (16) 式の $k_{s1}\Delta T(j)$ 相当の演算であり、チョップ周期 T_e が ΔT に相当する。このように、電流制御演算でも周期 T_e が変化するので積分ゲインの補正が必要となる。

電機子および界磁チョップの通流率 α_a, α_f の計算にも比例+積分補償を用いているので、(14)~(16) 式と同様な演算処理を行う。また、チョップ周期 T_e は (13) 式の演算を行う代りに、256 バイトの 2 乗関数テーブルを ROM 内に用意しておき、 α_a に応じてそのテーブルから読み出すことで処理している。

5. 実験結果

5.1 効率最適化パターン

前章までに説明した実験装置を用い損失を測定した。その結果を Fig. 9, 10 に示す。Fig. 9 は電機子電流に対して損失を測定したものである。電流の小さいほうで計算値 ((4) 式の $k_1 I_a^2 + k_2 I_a + W_0$) と実験値とで差があるが、全体として I_a と損失の関係が (4) 式で表わせる。また、電動機回転数 N の (4) 式への影響はほとんどない。

さらに、Fig. 10 は界磁電流と損失の関係を示したものであり、損失は界磁電流の 2 乗関数に近似できる。

Fig. 9 Relation between losses and armature current

Fig. 10 Relation between losses and field current

Fig. 11 Efficiency optimized current pattern

以上のことをまとめて、電動機出力トルク τ_m に対して、損失最小となる電機子電流 I_a 、界磁電流 I_f の関係を示したのが Fig. 11 である。実験結果は、回転数およびトルクによって特性に多少のパラツキを生じてはいるが、(8) 式で計算した特性上にほぼ分布している。このことから、(8) 式で求めた最適パターンにより電機子電流 I_a 、界磁電流 I_f を制御すれば、ほぼ最高の効率で速度を制御できる。

なお、(8) 式を用いずに実験により最高効率とな

Fig. 12 Output waveforms of duty controlled oscillator

Fig. 13 Step response of torque control

Fig. 14 Step response of speed control

る τ_m , I_a , I_f の関係を求め、その結果の最適パターンを ROM に記憶することによっても制御可能である。ここでは、Fig. 11 の計算値によるパターンを ROM 上に記憶させて実験を行った。なお、 I_f の最小値は整流の点から、最高値は磁束が飽和してしまう点から一定値に制限しており、この界磁電流が一定区間でのトルク変更手段は電機子電流だけである。

5.2 速度制御系の特性

Fig. 12 は通流率制御発振器の動作波形である。チョップ周波数 f_c が変化しても電機子および界磁の通流率 α_a , α_f が独立に制御されている。

Fig. 13 はトルク指令 τ_c のステップ状変化に対す

Fig. 15 Effect of efficiency optimized speed control on steady state

る電機子電流 I_a 、界磁電流 I_f の変化状況を示す。マイクロプロセッサにより正しく電流が制御されている。ただし、応答はアナログ制御方式と比べて劣っており、電流検出、制御の方式検討を含め今後の課題である。

さらに、Fig. 14 は速度制御系のステップ応答を示す。ほぼ最適な効率となるようなパターンで両方の電流が制御され、速度を目標値へ正確に制御している。ただし、マイナーループとなる電流制御系の応答が遅いこと、エンコーダの分解能が低く速度検出時間が長いこと、および8ビットマイクロプロセッサを用いたことなどから速応性が悪いという問題が残されている。

Fig. 15 に定常状態における損失低減の効果を示す。界磁電流を一定に制御した場合に比べ、本方式によると軽負荷で著しい損失低減の効果がある。

5.3 マイクロプロセッサ適用の評価

マイクロプロセッサによる全デジタル化制御は、高精度な制御性能、高信頼性および小型で安価な構成などの多くの利点があり、今後の電動機制御システムの主要な技術の一つと考えられている。本節での実験結果から、これらの効果が確認されるとともに、マイクロプロセッサを電動機制御へ適用するに際して、つぎのことが新たにわかった。

本論文で提案している効率最適化制御方式は、単なる速度制御方式を実行するハードウェア構成に対して、パターン記憶用 1k バイトのメモリーと、少しのプログラム用メモリーを増加するだけで達成できた。メモリーの高集積化が急速に進んでいることから判断すると、メモリーを追加するだけで新しい制御機能を簡単に追加できることは、マイクロプロセッサ適用による効果の一つと考えられる。

電力変換器駆動用のパルスが発生する部分は、電動機制御特有の周辺ハードウェアである。ここでは、チ

ョッパ用にデジタル式通流率制御発振器を提案した。この発振器は、マイクロプロセッサが演算結果をレジスタに設定するだけで、電機子および界磁の通流率、チョッパ周期が独立に制御できるので応用範囲が広い。また、ハードウェアでパルス発生論理を構成すると、回路は複雑になるがマイクロプロセッサの処理はきわめて簡単となり、機能の低いマイクロプロセッサの適用が可能となる。

マイクロプロセッサはすべての処理を時分割で行うので、アナログ制御方式と比べて応答を高速化することが難しい。前節の実験結果でも応答が遅くなっており、速度、電流の検出方法、制御方式、マイクロプロセッサの機能などとの関連で検討する必要がある。この点が、マイクロプロセッサを電動機制御へ適用するうえでの大きな問題点でもある。

6. 結 言

分巻直流電動機可変速駆動システムの高効率運転を行うための、新しい速度制御方式を提案し、その基礎検討を行った。

最初に、分巻直流電動機駆動システムの損失を分析し、同一トルクを発生するのに効率を最高に保つような電機子電流、界磁電流を選んで速度を制御する方式を提案した。

つぎに、マイクロプロセッサとチョッパを中枢とする装置を試作し、効率最適化速度制御方式の実験を行った結果、簡単な構成で高効率な速度制御が可能となり、本報告で提案している方式の有効性が確かめられ

た。

なお、本報告は基礎検討の段階であり、応答性、安定性を含めて、今後詳細な検討を進める予定である。

最後に、本研究の機会を与えていただいた日立製作所 外山部長、大西部長を始めとする関係諸氏に厚く感謝致します。

参 考 文 献

- 1) 佐藤：パワーエレクトロニクスの新しい方向、昭和55年電気学会全国大会、S. 8-1, S. 8-1/S. 8-4 (1980)
- 2) A. Kusko: Application of Microprocessors to AC and DC Electric-Motor Drive System, 1977 IEEE-IAS Ann. Meeting, 1079/1081 (1977)
- 3) 鈴木, 大前, 神山: パワーエレクトロニクスにおけるマイクロプロセッサの応用、昭和55年電気学会全国大会、S. 8-5, S. 8-5/S. 8-18 (1980)
- 4) T. Ohmae et al.: A Microprocessor-Controlled Fast-Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives. IEEE-IAS, IA-16-3, 388/394 (1980)
- 5) T. Izumi et al.: Microprocessor-Based Control System of Thyristor Converter Fed DC Motor Drives, IEEE-IECI, '79 Proc. 284/288 (1979)
- 6) 細田, 中川, 松本: マイクロプロセッサによる直流電動機的全デジタル制御、昭和56年電気学会全国大会、No. 600, 737 (1981)
- 7) 大前, 柴田: 分巻電動機を用いた電気自動車制御装置、第14回 SICE 学術講演会予稿集, 1313, 81/82 (1975)
- 8) 大前, 丸本, 内藤: マイクロプロセッサによるチョッパ駆動直流電動機の制御、電気学会情報処理研究会資料, IP-80-1, 1/10 (1980)
- 9) 大前, 小西: パワーエレクトロニクスにおけるマイクロコンピュータの応用、システムと制御, 25-5, 270/278 (1981)