

マイコンによるブラシレスモータの正弦波 PWM 駆動制御

Sine wave PWM-drive system of brushless-motor using a microcomputer

小杉 忠博*、尾山 敬祐**、坂下 享史**、松井 龍一**、恩田 一***

Tadahiro KOSUGI, Keisuke OYAMA, Takashi SAKASHITA, Ryuiti MATUI and Hajime ONDA

Abstract: Brushless-motors are used in various field and still desired for farther technical development. Authors are making researches for realizing more efficient performance of brushless-motor. Here, we constructed sine wave PWM-drive system and feedback-control system of brushless-motor using the microcomputer. In sine wave PWM-drive system, 3phase inverter is applied to produce variable frequency and variable voltage 3 phase wave. Microcomputer is used efficiently to produce sine wave PWM timing and to realize control algorithm.

1. はじめに

著者らはブラシレスモータの高効率駆動やセンサレス駆動, ベクトル制御を指向している. ブラシレスモータは, 同期電動機を磁極位置検出し閉ループ駆動することで, DC モータの優れた制御特性を生かしたまま, 唯一の欠点である機械的な摺動接触構造の整流機構をインバータに置き換え非接触式の整流方式に変えたものである.

近年のマイコン(マイクロコンピュータ)の発達により, センサレス駆動やベクトル制御が可能となり, DC モータと同等以上の制御が可能となりつつある. これらの駆動, 制御の実現には振動抑制, 高性能・高効率駆動のためにインバータの出力電流を正弦波状にすることが必須である.

本研究では, ベクトル制御やセンサレス駆動実現に必須であるマイコンを用いて正弦波 PWM(パルス幅変調)駆動し, 速度制御システムの構築により各種制御解析を行った.

2. システムの構成

2.1 全体構成

本システムの全体構成を図 1, 装置全体写真を図 2 に示す. 対象となる同期電動機に取り付けられたロータリーエンコーダ, フォトインタラプタ(ここではフォトマイクロセンサ:商品名)によってロータの位置を検出し, マイコンで演算して3相正弦波 PWM 信号を生成する. また, ロータリーエンコーダによって回転速度検出し, 可変抵抗から入力した速度指令と比較してそれに適した速度制御用 PWM を生成する. それら二つを掛け合わせ各相 180° 通電区間インバータのパワーMOS FET へ出力される. 一点鎖線に囲まれた部分はマイコンのソフトウェア処理により実現した. マイコンはルネサス社の H8 シリーズで ROM がフラッシュメモリの型式(H8/3687F)を利用した.

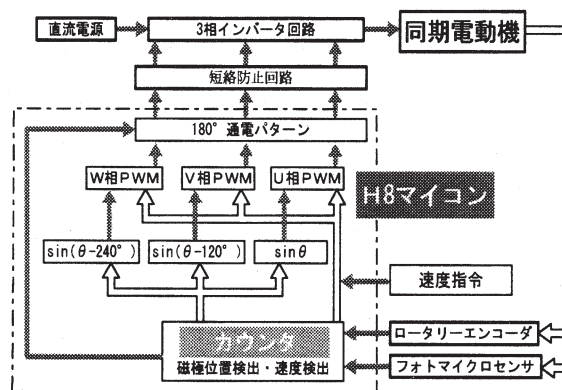


図 1 全体構成

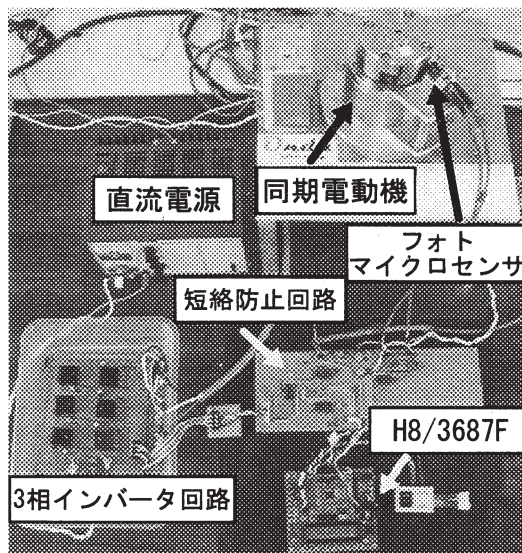


図 2 装置全体写真

2007 年 2 月 28 日受理

* 理工学研究科 システム工学専攻

** 理工学部 電気電子情報工学科 学生

*** 理工学部 電気電子情報工学科

2.2 同期電動機

同期電動機の構造は、直流電動機とは逆に電機子が固定子となり、界磁が回転子となっているものが多い。同期電動機を回転させるには、電機子巻線に交流電源を接続し、界磁 N 極、S 極の向きに同調させて電機子導体の電流方向を変える必要がある。この任意の交流電源を作り出し、回転制御するためにインバータを用いる。

本研究で使用した同期電動機は、界磁が 6 対の N 極 S 極で構成された 12 極機である。また磁極位置検出のため回転軸に黒色テープが貼られている。

2.3 インバータ

インバータと同期電動機の結線図を図 3 に示す。ここでは、インバータを 180° 通電方式で駆動する。180° 通電方式とは、各トランジスタの ON 時間（通電期間）を電気角で 180° とした方式である。この方式では通電区間中を正弦波状に PWM(パルス幅変調)することが重要となる。

本研究では、通電時間切り替えトランジスタにパワー MOS FET 6 個を使用した。また、この方式では、DC モータと同等の制御ができることから、インバータが整流子に対応し、ブラシレスモータと呼ばれる。

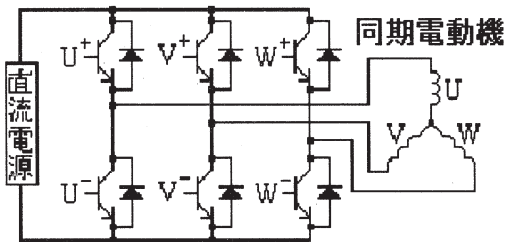


図 3 インバータと同期電動機

2.4 マイコン (マイクロコンピュータ)

マイコンとはマイクロコンピュータ (Microcomputer) の略称である。1970 年代頃あった大型汎用コンピュータや制御用コンピュータに対して LSI 化されて、小さいこと、マイクロサーキットで構成されているためマイクロコンピュータと呼ばれている。CPU の他にメモリや I/O コントローラ、入出力装置を内蔵している。小型、低消費電力、高信頼性、量産性、低価格、プログラム変更により使用が可能等のような特徴を備えている。本研究で使用したマイコンは (株) ルネサステクノロジ社製の H8/3687F である。図 4 にマイコン基盤の写真を示す。これは同社の H8/300Tiny シリーズ中に含まれ、外部バスがないためコンパクトさが特徴で、フラッシュ ROM への書き込み動作用電圧が 5V で可能である。タイマ、カウンタ、PWM モード等の機能を備えておりモータ制御に適している。

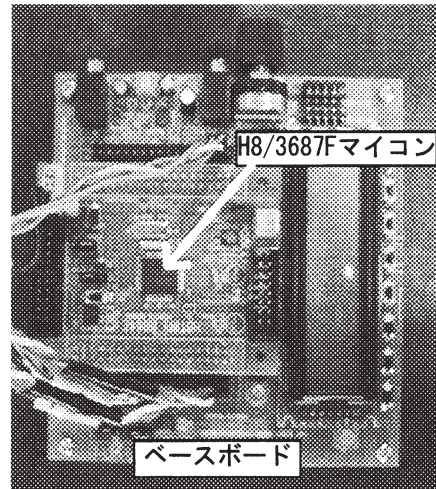
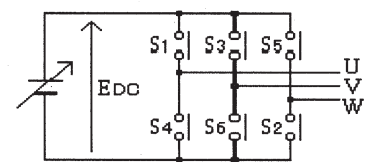


図 4 H8/3687F マイコン

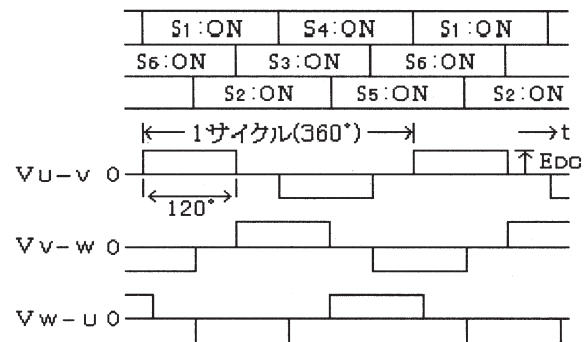
3. 3 相 180° 通電正弦波 PWM の構築

3.1 3 相インバータ

インバータを簡単に説明すると直流電力を交流電力に変換する電力変換回路というのが適当である。直流を交流に変換するにはスイッチング可能な素子が必要である。3 相インバータの原理は図 5 のように示され、6 個のスイッチによって 3 相ブリッジに形成される。1 相分のスイッチは上下同時に ON しないように交互に ON させ、他の相とは電気角で 120° 位相を持っている。このようにすると、矩形波であるが 3 相交流が得られ、その周波数はスイッチの ON - OFF の周波数、線間電圧の波高値は直流回路電圧値になる。機械開閉機構のスイッチでは周波数や寿命に制約があるため、実際には半導体電力素子を使用され、本研究ではパワー MOS FET を使用した。このパワー MOS FET をドライブさせるためのゲート信号をフォトマイクロセンサによる磁極位置信号とマイコンにより生成した。



(a) 原理回路



(b) 出力波形

図 5 3 相インバータの原理

3.2 3相180° 通電方式

3相180° 通電方式とは電機子の電気角180°で各相を切り替える方法である。この方式は通電区間中を正弦波状にすることが重要なテーマとなる。180° 通電の原理図を図6に示す。図に示すようにU相誘起電圧を基準として、U、V、W各相が出力信号が生成され、それぞれ電気角で120°位相がずれている。各相の通電期間は電気角で180°で、3相インバータの上側回路、下側回路それぞれ、U相→V相→W相と転流動作を行い、モータを駆動する。180° 通電方式は60°ごとの磁極位置検出によって生成することができ出力の状態によってモード①から⑥が定義される。この180° 通電区間を正弦波PWMし、モータ電流を正弦波状にする。

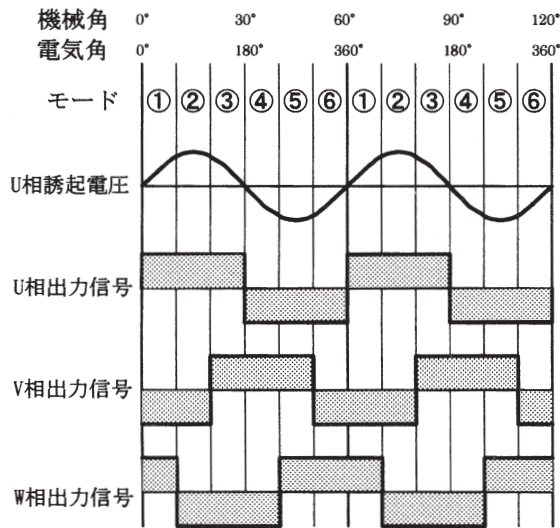


図6 3相180° 通電の原理

3.3 磁極位置検出

本研究では、磁極位置検出器にはプログラムの簡略化を目的にロータリーエンコーダとフォトマイクロセンサの二つを用いた。ロータリーエンコーダは、高分解能なため180° 通電区間の検出、正弦波PWM出力のための磁極位置情報検出に使用した。本研究では測定開始点からの回転角度に対応して発生するパルスを積算する計数測定方式のインクリメンタル式で分解能は1000(P/R)のものを使用した。フォトマイクロセンサにおいては、原点(基準信号)とU相基準磁極位置情報の検出に使用した。通常は、磁極ロータの位置を磁気的センサ(例:ホールセンサ)で検出するが、本研究では外部設置が可能な方法として、このセンサを用いた。フォトマイクロセンサは図7のようにセンサ設置台上に設置し、検出物体の代わりに黒テープを同期電動機に貼って位置を検出した。この黒テープは同期電動機の磁極位置に対応している。黒テープがフォトマイクロセンサの手前を通過すると、発光面から出た光は黒テープに吸収されて受光面に到達しなくなるため、フォトマイクロセンサの出力はLowとなる。黒テープを過ぎると、発光面から出た光は金属部分で反射して受光面に到達する

ので、フォトマイクロセンサの出力はHighとなる。本研究では6対12極のブラシレスモータを使用しているので、1回転でHigh, Lowの信号は6回ずつ繰り返されることになる。

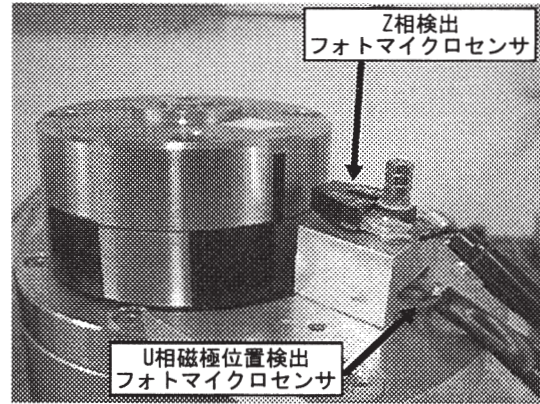


図7 フォトマイクロセンサの設置位置

3.4 3相180° 通電パターンの生成

180° 通電パターンを生成するためには、モータの磁極位置を検出し、現在のモードであるか判断し切り換える必要がある。モードの切り換えは電気角60°ごとに行われる。ロータリーエンコーダA相パルスはZ相パルスを基準とし一回転に1000パルスが出力される。この関係からロータリーエンコーダA相パルスと電気角の関係は、1パルス=2.16°となる。つまり、電気角60°=約28パルスを検出するごとにモードを①~⑥の間で切り換えることにより180° 通電パターンを生成している。動作モードと出力信号の関係を表1に示す。生成した3相180° 通電パターンの+側信号を図8に-側信号を図9に示す。

表1 動作モードと出力信号の関係

モード	U相誘起電圧を基準とした電気角	U+	U-	V+	V-	W+	W-
①	0° ~60°	on	off	off	on	on	off
②	60° ~120°	on	off	off	on	off	on
③	120° ~180°	on	off	on	off	off	on
④	180° ~240°	off	on	on	off	off	on
⑤	240° ~300°	off	on	on	off	on	off
⑥	300° ~360°	off	on	off	on	on	off

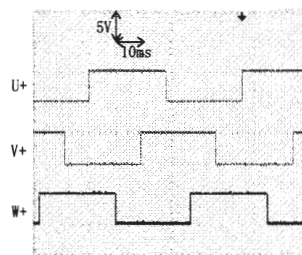


図8 3相180° 通電パターン (+側)

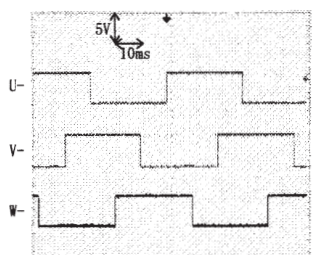


図9 3相180° 通電パターン (-側)

3.5 3相正弦波 PWM 波形の生成

磁極位置検出に使用したフォトマイクロセンサは、U相の磁極位置を検出し、ロータリーエンコーダは1000(P/R)の分解能を持つ。フォトマイクロセンサでU相通電区間の立ち上がりを検出しロータリーエンコーダの発生パルスカウントが開始されU相磁極位置が検出される。パルスカウントに120°、240°位相分のパルス数の遅れを持たせV相、W相磁極位置を検出する。検出された3相磁極位置は、プログラム中の正弦波関数データテーブルに格納されている正弦波 PWM のデューティ比を決定するレジスタ値と対応させ、各相磁極に合った正弦波 PWM のデューティ比を決定する。これらの演算をマイコンで実現した。出力される正弦波 PWM は速度制御 PWM と掛け合わせ、先に述べた180°通電区間のみインバータのゲートへと出力される。発生させた+側正弦波 PWM 波形を図10に、-側正弦波 PWM 波形を図11に示す。

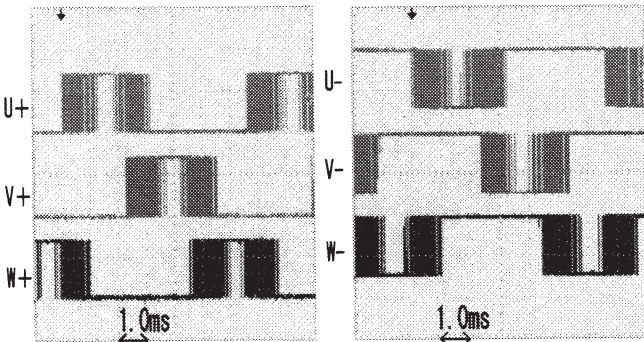


図10 +側正弦波 PWM 波形 図11 -側正弦波 PWM 波形

4. 速度制御システムの構築

4.1 マイコンによる閉ループ速度制御

閉ループによる速度制御システムの仕様を表2、ブロック線図を図12に示す。指令値の可変抵抗の電圧値は、マイコンの入力端子に入力される。マイコンでこの電圧値をA/D変換し、デジタルデータに変換した後、レジスタに記憶する。このレジスタの値により速度制御 PWM デューティ比が変化する。同期電動機の回転速度はロータリーエンコーダのパルス数を10[ms]間カウントすることで得る。ここで得た回転速度と指令値を比較し、この偏差にPIDの各要素を組み込むことでそれぞれ対応したデューティ比を出力する。

表2 速度制御システムの仕様

電源電圧	15 [V]
最大回転数	1490 [rpm]
回転速度検出用 RE	1000 [P/R]
回転速度検出用 サンプル周波数	100 [Hz]

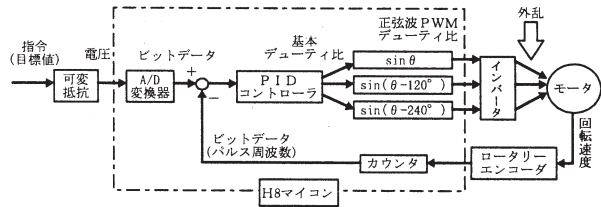


図12 閉ループ速度制御システムのブロック線図

4.2 入出力特性

図13に閉ループP(比例)制御の入出力特性を示す。指令値電圧に比例して回転数が増加していることが確認できる。またP(比例)ゲインが大きくなるにつれて指令値電圧に対する回転数が増している。Pゲインが小さく指令値が小さい場合に回転していないのは、モータの軸受け摩擦等による機械損の影響である。各グラフが線形性であることから非常に制御特性が良い結果となっている。

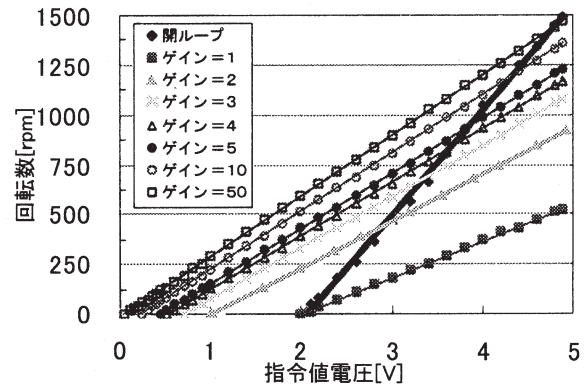


図13 入出力特性(閉ループP制御)

4.3 負荷特性

図14に負荷特性を示す。各Pゲインにより無負荷近傍の回転速度の違いは、定常偏差によるものである。閉ループ制御に比べ、閉ループP制御の場合は負荷(電流)の増加に伴う回転数の減少が抑えられていることが判る。特に、ゲインが大きいときほど負荷(電流)の増大に伴う回転数の減少が小さくなっており、より正確な速度制御ができていくこと判る。ただし、デューティ比は100%に達するとそれ以上の値にはならないため、回転数自体を上げることはできても、負荷による回転数の減衰はある程度までしか防ぐことはできない。これにより、速度制御が確立されて外乱に対する抑制効果ができていると確認できる。

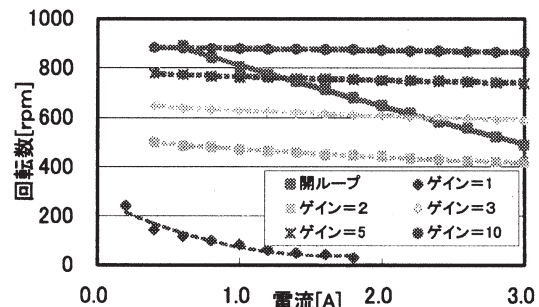


図14 負荷特性

4.4 ステップ応答

0 から 700[rpm]に達するまでのステップ応答を測定し、速応性、安定性の評価項目としてオーバーシュート(Os), 定常偏差を示した表を表 3 に示す。開ループに比べ P 制御(P ゲイン=4)の場合は速応性を示す遅れ時間, 整定時間に改善がみられる。P 制御と PI 制御では, 定常偏差に改善がみられている。しかし, I ゲインが大きい(I ゲイン=1/10)場合には, ハンチングが起きてしまう。これを適当な I ゲイン(本研究では I ゲイン=1/45)にすることにより立ち上がり, 定常偏差, 安定性ともに改善できる。これより各制御コントローラが正しく動作していることが確認できる。表 3 に各測定項目をまとめたものを, 図 15 に開ループ, 図 16 に P 制御(P ゲイン=4), 図 17 に PI 制御(P ゲイン=4, I ゲイン=1/10), 図 18 に PI 制御(P ゲイン=4, I ゲイン=1/45)のステップ応答を示す。PI 制御(P ゲイン=4, I ゲイン=1/45)では立ち上がりも良好で, 定常偏差が改善されきれいなステップ応答波形であることが確認できる。

表 3 各制御のステップ応答の比較

	回転数 [rpm]	定常偏差 [rpm]	遅れ時間 [ms]	整定時間 [ms]	Os [%]
開ループ	700	—	116	1050	—
閉ループ (P ゲイン 4)	466	234	30.0	524	6.21
閉ループ (P ゲイン 4) (I ゲイン 1/10)	706	0	48.0	∞	56.9
閉ループ (P ゲイン 4) (I ゲイン 1/45)	702	0	48.0	168	0

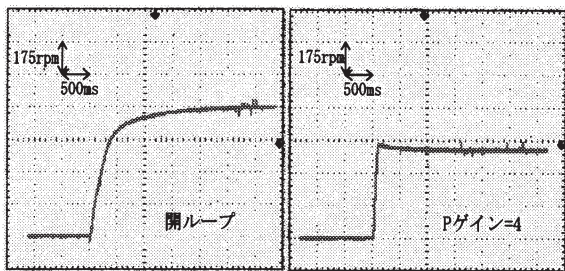


図 15 開ループのステップ応答

図 16 閉ループ P 制御のステップ応答

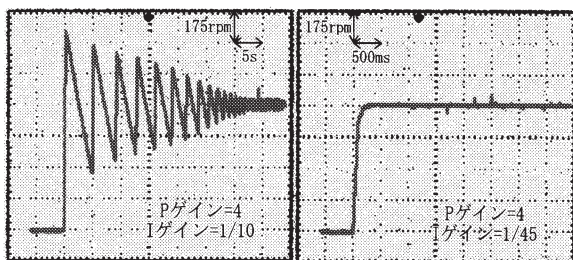


図 17 閉ループ PI 制御のステップ応答

図 18 閉ループ PI 制御のステップ応答

5. 特性解析

5.1 ブラシレスモータの伝達関数

ブラシレスモータは, モータの端子電圧から回転数までの伝達関数は 2 次系で, それぞれ電気的時定数と機械的時定数からなる 1 次遅れの積である。しかし電気的時定数が小さければ式 (1) のように機械的時定数の 1 次遅れで近似できる。

$$\frac{\Omega}{V_t} = \frac{1}{K_e} \frac{1}{(1 + sT_m)} \quad (1)$$

Ω : 角回転数, K_e : 誘起電圧係数, T_m : 機械的時定数

ここで, 測定した本研究でのシステムの機械的時定数, 誘起電圧係数から本システムにおけるブラシレスモータの伝達関数を求めると式 (2) になる。

$$K_e : 9.96 \times 10^{-2} \text{ [V/rad/s]}, T_m : 0.20 \text{ [s]}$$

$$G(s) = \frac{\Omega}{V_t} = \frac{1}{K_e} \frac{1}{(1 + sT_m)}$$

$$G(s) = \frac{50}{s + 5} \quad (2)$$

5.2 開ループ速度制御システムの解析

図 19 に本研究における開ループ速度制御のブロック線図を示す。可変抵抗から入力された速度指令値電圧は, マイコン内部で様々な変換器を通して制御対象のブラシレスモータへと入力される。この開ループ速度制御システムの伝達関数は式 (3) になる。これに目標値 700[rpm]となる指令値電圧 2.3[V]を入力し解析を行った。解析した結果と実測値との比較を表 4 に, グラフ化したものを図 20 に示す。実測値と解析値では, 誤差がでていたが, これらの誤差はブラシレスモータの伝達関数, ステップ応答の計算上の誤差や機械的時定数の読み取り誤差と考える。

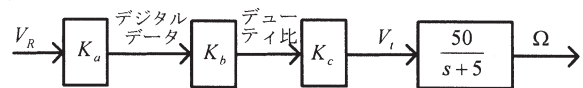


図 19 開ループ速度制御のブロック線図

K_a	A/D 変換器	205	[data/V]
K_b	デューティ変換器	0.001	[%/data]
K_c	端子電圧変換器	15	[V/%]
V_R	指令値電圧	2.3	[V]

$$G(s) = \frac{K_a K_b K_c \cdot 50}{s + 5} = \frac{354}{s + 5} \quad (3)$$

表 4 開ループ速度制御の解析

	実測値	解析値
回転数[rpm]	700	659
時定数[ms]	199	200

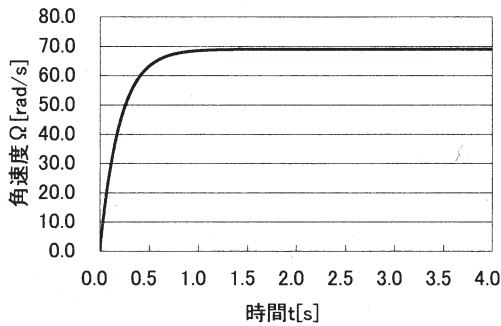


図 20 解析値からのステップ応答(開ループ)

5.3 閉ループ速度制御システムの解析

図 21 に本研究における閉ループ速度制御のブロック線図を示す。可変抵抗から入力された速度指令値電圧は、開ループ制御と同様にマイコン内部で様々な変換器を通して制御対象のブラシレスモータへと入力される。速度センサの性能を示すフィードバック要素と、速度コントローラが加えられる。この閉ループ速度制御システムの伝達関数は式(4)になる。これに開ループ同様目標値 700[rpm]となる指令値電圧 2.3[V]を入力し解析を行った。解析した結果と実測値との比較を表 5 に、グラフ化したものを図 22 に示す。実測値と解析値では、誤差がでていますが、逆回転やブレーキ制御の 4 象限動作が確立されていないこと、ブラシレスモータの伝達関数、ステップ応答の計算上の誤差や機械的時定数の読み取り誤差が原因と考える。

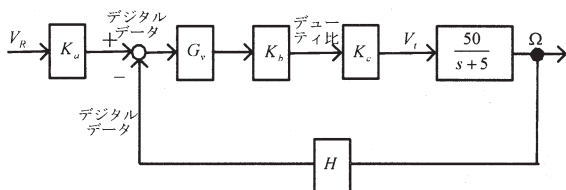


図 21 ブロック線図

- V_R 指令値電圧 2.3 [v]
- H フィードバック要素 6.36 [data/rad/s]
- G_v 速度コントローラ

$$G_0 = \frac{K_a G}{1 + GH} = \frac{154 G_v}{s + 5 + 4.77 G_v} \quad (4)$$

表 5 閉ループ速度制御の解析 (P ゲイン=4)

	実測値	解析値
回転数[rpm]	466	530
時定数[ms]	53.4	41.7
定常偏差[rpm]	234	170

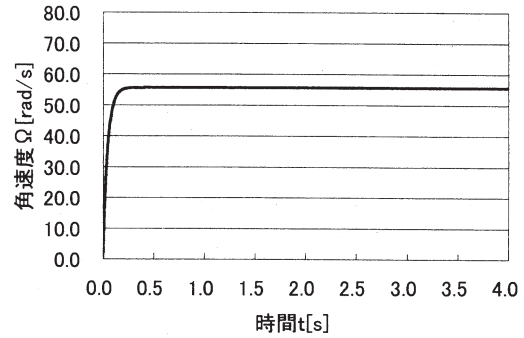


図 22 解析値からのステップ応答(開ループ)

6. おわりに

6.1 まとめ

ブラシレスモータの高効率駆動やセンサレス駆動、ベクトル制御の実現に向け、マイコンによるブラシレスモータの正弦波 PWM 駆動を構築し下記の点が実現できた。

- (1) マイコンによる 3 相 180° 正弦波 PWM 駆動が実現でき安定で高効率な回転が実現できた。
- (2) 速度制御システムの構築により、外乱抑制効果が確認でき制御コントローラを実現できた。
- (3) 正弦波駆動が実現したことから、今後のセンサレス駆動、ベクトル制御への発展が可能となった。

6.2 今後の課題

今回、正弦波駆動の実現ができたことで、ベクトル制御等への高効率駆動が可能となった。今後は、これらの実現の可能性を判断しながら、以下に示す課題を解決する必要がある。

(1) 4 象限動作の実現

現在のシステムでは、1 象限のみ動作のため、制御系として動作に不安定さが生じてしまう場合がある。ブレーキ制御、左回転駆動を実現する 4 象限での運転が望まれる。

(2) 電流制御の実現

現在はモータに印加する電圧を制御する電圧制御を行っている。ブラシレスモータの制御性の良さは、発生トルクが電機子電流に比例することであり、電流制御の実現により高性能な制御やベクトル制御への発展が可能となる。

(3) ベクトル制御の実現

ベクトル制御とは電機子電流を磁束をつくる励磁電流分と、トルクをつくるトルク電流分にベクトル的に分解して制御する方法である。より高度な制御が可能となる。

参考文献

- 1) 荻野弘司；“ブラシレス DC モータの使い方”，オーム社 (2003 年)
- 2) 小山正人 他；“AC サーボシステムの理論と設計の実際”，総合電子出版社(1990 年)
- 3) 樋口龍男；“自動制御理論”，総合電子出版社(1990 年)