センサレス・ブラシレス DC モータの一構成法

正員 小笠原 悟 司 (長岡技科大)

正員 鈴木 和 人 (長岡技科大)

正員 赤 木 泰 文 (長岡技科大)

A Sensorless Brushless DC Motor System

Satoshi Ogasawara, Member, Kazuto Suzuki, Member, Hirofumi Akagi, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper describes a brushless DC motor system without position or speed sensor. The brushless DC motor consists of a permanent magnet synchronous motor and a voltage-source inverter which is capable of controlling the amplitude and frequency of voltage. The rectangular-shaped stator current with a conducting interval of 120° (electrical) is controlled to be in phase with the trapezoidal back electromotive force. This results in producing maximum torque. Variable speed is achieved by adjusting the average motor voltage, just like chopper control of DC motors.

In this paper, two sensorless position detecting methods, "indirect method" suited at lower speed range and "direct method" suited at higher speed range, are proposed. The combination of the two makes it possible to detect the rotor position over a wide speed range. Furthermore, a speed-sensorless PLL control is proposed, applying the principle of the direct method. Experimental results obtained from a prototype brushless DC motor are shown to confirm the validity of the sensorless drive. The starting procedure of the motor is also discussed because it is impossible to detect the rotor position at a standstill.

キーワード：ブラシレス DC モータ，センサレス，チョップ，逆起電力，PLL 制御

1. ま え が き

ブラシレス DC モータは高効率・制御性の良さの点から、OA・AV 機器をはじめ広く利用されてきているが、モータの構造は回転子が永久磁石の同期電動機であるため、その位置を検出するための位置検出器が必要である。小形のブラシレス DC モータでは、そのほとんどがホール素子を位置検出器として用いた、いわゆるホールモータであるが、モータの小形化が進むにつれてホール素子の占有率を無視できなくなり、モータの小形化を妨げる要因となっている。また、ホール素子の取付け精度が駆動特性に影響を与えること、モータから駆動回路側への接続線数が多く、プリント基板上に広い配線面積を必要とすることなどの問題がある。一方コンプレッサなどの用途を考えた場合、特殊

環境下におけるホール素子の耐環境性も問題となる。

これらの対策として、固定子巻線に発生する逆起電力を利用した位置センサレス駆動方式が既に報告されている^{(1)~(4)}。チョップ制御により速度調整を行うセンサレス駆動方式の場合、位置検出回路には遅れの大きなフィルタ要素を含むアナログ回路が用いられており、逆起電力の小さい低速時の高精度検出が困難となる⁽¹⁾⁽²⁾。

そこで本論文では、 120° 通電形の電圧形インバータを主回路に用い、チョップ制御により速度調整を行うブラシレス DC モータにおいて、逆起電力を利用したセンサレス駆動システムについて述べる。駆動信号を与えない相の環流ダイオードの導通状態に着目し、間接的に逆起電力を検出することで低速度でも転流信号が検出可能な「間接法」と、遅れの大きなフィルタ

を用いることなく直接逆起電力波形が検出でき、またその波形から転流信号を得ることが可能な「直接法」の二つの検出法を提案する。更に、この二つの位置検出法を併用することによって、広速度範囲での駆動を可能にした位置センサレスシステムの構成法について提案する。またセンサレス位置検出原理を応用することによって速度センサレスで速度信号を検出し、位置および速度センサレス PLL 制御を行い良好な結果を得たので併せて述べる。

2. ブラシレス DC モータのチョップパ制御

一般にブラシレス DC モータは、電気-機械エネルギー変換を行う永久磁石同期電動機と、DC モータの機械的ブラシ・整流子の機能を電子的に行う電力変換器から成る。図 1 にブラシレス DC モータの構成を、図 2 に永久磁石同期電動機の逆起電力と駆動信号の関係を示す。常に最大のトルクを得るために、電流の位相を逆起電力の位相と一致するように電力変換器のスイッチング素子を駆動する。この場合にはいかなる位相においても、 P 側のある一相と、それとは異なる N 側のある一相の二つのスイッチング素子だけが動作している。従って、各相には 1 周期内で $60^\circ \times 2$ 回の P 側・ N 側両方のスイッチング素子がともに動作していない期間が存在する。以下では、この期間を「開放期間」、この状態にある相を「開放相」と呼ぶ。

速度調整のためのチョップパ制御を行うには、 P 側または N 側のどちらかのスイッチング素子を ON・

図 1 ブラシレス DC モータ
Fig. 1. Brushless DC motors.

図 2 駆動信号と逆起電力の関係
Fig. 2. Relationship between driving signals and back emf.

OFF すればよい。図 3 に実際にチョップパ制御を行った場合の各部の波形を示す。(a), (b) 図は、それぞれ P 側および N 側のスイッチング素子だけをチョップパ制御した場合の波形である。ここで、直流電圧 E_d は 140 V、モータは 4 極、逆起電力定数が 27.7 mV/rpm (相電圧最大値)、200 W のものを使用している。この両者の波形より、開放期間であっても開放相に環流ダイオードを通して電流が流れること、しかもこの電流の流れ始める点または流れなくなる点は開放期間のちょうど中央であることがわかる。

そこで本論文では、波形の対称性を考慮して図 2 に示すように、 60° 期間ごとに P 側と N 側で交互にチョップパ制御を行っている。このことは P 側または N 側のスイッチング素子にスイッチング損失が集中することを防ぐ効果もある。交互にチョップパを行った

1. チョップパ選択信号 5 V/div
H: P 側チョップパ, L: N 側チョップパ
2. 相電圧 50 V/div
3. 相電流 0.2 A/div
時間軸: 2 ms/div
チョップパ周波数: 3.1 kHz

図 3 チョップパ動作時の各部の波形 (無負荷)
Fig. 3. Experimental waveforms under chopper operation (no-load).

場合には、図3(c)の駆動波形に示すように、開放期間の中央で常に開放相に電流が流れ始めていることがわかる。以下では、開放相に流れる電流を考慮したモード解析により、ブラシレス DC モータの動作を明らかにする。

3. 間接法による位置検出

〈3・1〉 モードの定義 ブラシレス DC モータに用いられる電圧インバータでは、チョップパ信号の ON・OFF に応じてトランジスタ・ダイオードの導通状態が変化し、電流の流れるループが変化する。インバータの動作状態を把握するために、インバータのモードを定義し、動作状態を明確にする。

表1に T_{a+} と T_{b-} に駆動信号が与えられ c 相が開放相の場合について定義した各モードを示す。この場合には P 側のトランジスタ、すなわち T_{a+} でチョップパ制御を行っている。ここで、表1に示した各モードにおける T_{a+} 、 D_{a-} 、 D_{c-} の導通状態は、ON の状態を1でOFFの状態を0で表している。このようにインバータの動作状態は、チョップパの動作と主電流の有無と開放相の電流の状態によって6種類のモードに分けられる。他の相が励磁されている場合、また N 側チョップパの場合も同様にモードの定義が可能である。

表1 インバータの動作モード
Table 1. Modes of inverters.

チョップパ	主電流	開放相電流	Mode	T_{a+}	D_{a-}	D_{c-}
ON	有	無	1	1	0	0
		有	2	1	0	1
OFF	有	無	3	0	1	0
		有	4	0	1	1
	無	無	5	0	0	0
		有	6	0	0	1

図4 T_{a+} 、 T_{b-} 動作時の等価回路
Fig. 4. Equivalent circuit in which T_{a+} and T_{b-} are active.

〈3・2〉 開放相ダイオードの導通条件 図4に T_{a+} と T_{b-} に駆動信号を与え、 T_{a+} でチョップパ制御を行っている場合のブラシレス DC モータを示す。 T_{a+} が ON の場合には、モータの中性点は直流電源の中間付近の電位となるため、開放相に電流が流れていたとしても、開放相の電流は減少し、更には D_{c-} が逆バイアスされて流れなくなる。開放相に電流が流れるモードはチョップパOFFで環流モードに入ったときに生ずる、チョップパOFFでまだ開放相のダイオード D_{c-} が導通していない状態、すなわち Mode 3 を仮定すると、 c 相の端子電圧 v_c は次式で表される。

$$v_c = e_c + \frac{V_{CE} - V_F}{2} \frac{e_a + e_b}{2} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 V_{CE} と V_F はそれぞれトランジスタとダイオードの順方向電圧降下を示す。(1)式の導出には、モータの巻線抵抗やインダクタンスも考慮されており、(1)式は過渡時も含めたすべての場合に成立する。ダイオード D_{c-} が導通する条件は、

$$v_c < -V_F \dots\dots\dots (2)$$

であり、これを(1)式に代入して次式が得られる。

$$e_c - \frac{e_a + e_b}{2} < -\frac{V_{CE} + V_F}{2} \dots\dots\dots (3)$$

逆起電力が対称波形の場合には、開放相(c 相)の逆起電力の零点付近では $e_a \approx e_b$ であるので、導通する条件は次式のようになる。

$$e_c < -\frac{V_{CE} + V_F}{2} \dots\dots\dots (4)$$

図5にモード遷移図を示す。図中の下線は、開放相ダイオードが導通するモードを示す。(4)式の条件を満たさず開放相に電流が流れていない場合には、チョップパの一周期に1-3-1のようにモードが変化する。(4)式の条件を満たした場合には、開放相に電流が流れて、モードは1-4-2-1と変化する。通常の場合には、

モードシーケンス

$e_c > 0$: 1-3-1-3
 $e_c < 0$: 1-4-2-1-4-2

図5 モード遷移図
Fig. 5. Mode sequencing diagram.

逆起電力や電源電圧に対して V_{CE} と V_F は非常に小さいため、Mode 3 において e_c が負となった時点で開放相のダイオード D_{c-} が導通し、Mode 4 となると考えてよい。この点は正規の転流点よりも 30° 進んでいるため、移相器により 30° 遅らせて転流信号を形成している。開放相の電流の流れ始めは、開放相ダイオードの順方向電圧降下を観測することにより検出している。

図 6 に実験に使用した移相器の構成を示す。移相器の入力はダイオードの導通状態により検出した位置信号に、出力は転流信号に相当する。この移相器は、システム全体の安定性を考慮すると遅れ時間が極力少ないことが望ましいため、二つのカウンタを用いたデジタル回路で構成されている。位置信号は 60° ごとに検出されるので、 30° 位相を遅らせるために、カウンタ 1 で入力信号の周期を測定し、カウンタ 2 でその半分の時間を計測して出力している。

図 7 に間接法で駆動した場合の相電圧と相電流の波形を示す。負荷時においても良好な駆動波形が得られていることがわかる。無負荷の場合〔図 3 (c)〕と比較して、開放相電流の流れ始める位相には負荷の大きさによる変化はなく、間接法が負荷の影響を受けない

図 6 移相器の構成

Fig. 6. Configuration of the phase shifter.

図 7 間接法による各部波形 (50% 負荷時)
Fig. 7. Experimental waveforms in case of indirect method (50% load).

位置検出法であることがわかる。

4. 直接法による位置検出

図 8 (a) にブラシレス DC モータのデューティ比 100% で駆動した場合の電流波形を示す。(b) 図と比較すると、チョップ動作をしないため開放相に電流が流れるモード (Mode 2, 4, 6) は現れていないことがわかる。従って、この場合には、間接法を用いたセンサレス運転を行うことはできない。そこで、前述の間接法を基にしてデューティ比 100% においても運転可能な直接法を提案する。

間接法においては、開放相の電流が流れたか否かを検出している。そこで、モードの検出結果に基づき、図 9 に示したような検出回路により開放相の逆起電力を検出する。開放相に電流が流れていない場合には、モータの中性点と開放相の端子間の電位差により開放

図 8 直接法における各部波形 (無負荷)
Fig. 8. Experimental waveforms in case of direct method (no-load).

図 9 直接法による位置検出回路
Fig. 9. Position-detecting circuit based on direct method.

図 10 直接法による各部波形 (50% 負荷時)
Fig.10. Experimental waveforms in case of direct method (50% load).

相の逆起電力を直接検出することが可能である。しかし、チョップ制御を行い開放相にも電流が流れた場合には、開放相の逆起電力を直接検出することはできない。開放相の電流が流れず逆起電力が直接検出可能な場合 (Mode 1, 3, 5) には、S/H 回路をサンプル状態とし、電流が流れている場合 (Mode 2, 4, 6) にはホールド状態とする。この動作により、チョップ動作の影響を大幅に除去することができるため、S/H 回路の後のフィルタは非常に小さなもので良好な波形を得ることが可能である。

図 8 の開放相逆起電力は、図 9 のフィルタ (カットオフ周波数: 1.7 kHz, 一次 LPF) 出力である。開放相は転流ごとに変化するため、開放相逆起電力の波形は基本波周波数の 3 倍の周波数の波形になっている。チョップ動作に影響されることなく、良好な波形が得られていることがわかる。直接法では、この開放相逆起電力の零点により回転子位置を検出している。間接法の場合と同様に、この零点は転流すべき時刻よりも 30° 進んでいるため、移相器により 30° 遅らせて転流信号を形成している。

図 10 に直接法により駆動した場合の負荷時の各部波形を示す。負荷の有無にかかわらず良好に開放相逆起電力が検出されており、直接法は間接法と同様に負荷の影響を受けない位置検出法である。

5. 間接法と直接法との併用

表 2 に間接法と直接法の両者の比較を示す。間接法では、チョップを OFF としたときに開放相に電流が流れたか否かにより検出を行うため、チョップを行わないデューティ比 100% の場合には検出不能となる。また、チョップ周期程度の検出時刻のばらつきが発生するため、高速回転になるに従ってこの影響が大きくなる。間接法により検出を行うためには、(4) 式より逆起電力の最大値が少なくとも $(V_{CE} + V_F)/2$ よりも大きい必要がある。 $V_{CE} + V_F = 1.2 \text{ V}$ とすると、

表 2 間接法と直接法の比較
Table 2. Comparison between indirect method and direct method.

間 接 法	直 接 法
<ul style="list-style-type: none"> ・低速時に優れた検出特性 ・高速でばらつき大 ・110~2,300 rpm 	<ul style="list-style-type: none"> ・デューティ比100%で検出可 ・低速で検出困難 ・900~2,700 rpm

モータの逆起電力定数が 27.7 mV/rpm (相電圧最大値) であるので、間接法により検出可能な最低回転数は 22 rpm と小さく、間接法が低速時に優れた検出特性を有していることがわかる。間接法により運転可能な回転数範囲は 110~2,300 rpm であることを実験的に確認した。最低回転数が 110 rpm と理論値よりも大きいのは、各相のドライブ回路を含むトランジスタのスイッチング遅れ時間のばらつきのため、デューティ比を下げたときにチョップ動作を行わない相が現れることに起因しており、直流電圧を 11 V に下げてデューティ比が高くなるようにした場合には 45 rpm までセンサレス運転が可能であった。

一方、直接法は開放相の電流が流れていないときの開放相電圧を直接測定するため、逆起電力の小さな低速時には検出が困難である。しかし、高速回転領域においては、原理的に間接法に比べて安定な動作が可能で、しかもデューティ比 100% においても動作することができる。直接法により運転可能な回転数領域は、900~2,700 rpm であることを実験により確認した。2,700 rpm は、デューティ比 100% の場合である。従って、直接法は高速回転領域に適した検出法である。

以上の結果より、本ブラシレス DC モータシステムでは、1,000 rpm 未満では間接法により、以上では直接法により回転子位置を検出し、110~2,700 rpm の広速度範囲にわたるセンサレス運転を可能にしている。

6. 始動シーケンス

本論文で提案した間接法と直接法を用いたセンサレスシステムにおいては、本質的にはモータの誘起起電力を検出しているため、回転子が静止している始動時には位置検出は不可能である。特に停止位置は全く不明であるため、適切な始動シーケンスでセンサレス位置検出が可能な最低回転数まで加速する必要がある。

図 11 にセンサレスブラシレス DC モータシステムの始動特性を示す。スタート信号を入力した場合には、まず一定時間任意の二相に電流リミットの制限値の電流を流し、回転子が所定の方角を向くのを待つ。この時間は電流値や負荷の慣性モーメントなどの条件

1. スタート信号 5 V/div
 2. 移相シフト切換え信号 5 V/div
 3. 検出法切換え信号 5 V/div
 4. デューティ・リミッタ 5 V/div
 5. 回転数 1,000 rpm/div
- 時間軸: 0.5 s/div

図 11 始動特性

Fig. 11. Starting characteristics.

から決定する。次に、電流を流したままオープンループで転流信号を一回だけ与え、間接法によるセンサレス運転に切替える。間接法による検出可能最低回転数は 22 rpm と非常に低速で、最大トルクで加速を開始するため、2 回目以後の転流信号はセンサレスで検出可能である。低速時には逆起電力が小さいため検出に遅れが生じること、移相器は回転数により遅延時間の変化する一種の遅れ要素であり低速領域で速度急変時に不安定を引起す恐れがあることから、500 rpm 以下では 30° の移相器を用いない。間接法ではデューティ比 100% での検出ができないためデューティ比を 80% に制限している。回転数が 1,000 rpm 以上の高速時には直接法に切替えている。このときデューティ比が急激に変化するのを防ぐために、デューティ比の制限値を滑らかに変化させている。

図 11 のセンサレスシステムの始動特性をみると、スタート信号から速度が上昇し始めるまでに位置決め時間 (0.5 s) の遅れがあるが、それ以後はホール素子を用いたブラシレス DC モータと同等の優れた始動特性を示していることがわかる。間接法の検出最低回転数の小さいことが、始動シーケンスの簡単化に大きく寄与している。ただし、位置決め時には電気角で 180° の逆転の可能性があるため、逆転が許されない用途には適さない。

7. 速度センサレス PLL 制御

高精度の回転が要求される用途には、PLL (Phase Locked Loop) 制御がしばしば用いられる。従来から小形モータの速度検出用には、パターン積分形 FG

図 12 PLL 制御系

Fig. 12. PLL control system.

図 13 PLL 制御の実験結果 (無負荷)

Fig. 13. Experimental result for PLL control (no-load).

(Frequency Generator) が一般的に用いられてきた⁽⁵⁾。しかし、小形の基板に FG パターンを配置した場合に、回転中心とパターンの中心を合せること、パターンとマグネットの間隔を適切に保つことが機械的に難しいという問題があった。

一方、直接法により得られた転流信号は電気角で一周あたり 6 パルス、実験に用いた PM モータは 4 極であるので 12 パルス/回転の FG パルスと考えることができる。従って、この信号を用いることによって速度センサレス PLL 制御を行うことが可能である。間接法で得られた転流信号も同様に考えることができるが、チョップ周期程度の検出時刻のばらつきがあるため、直接法のほうが適している。また、位置検出のためには使用するフィルタはできるだけ位相遅れの小さいことが望ましいが、速度検出のためにはできるだけ周期の安定したパルスを得ることが重要であるので、フィルタの設計が多少異なる。実験では、カットオフ周波数が 800 Hz の一次 LPF を使用した。

図 12 に実験に用いた PLL 制御系の構成を示す。チョップパ制御以降は前述の直接法と間接法を併用した位置センサレスシステムを用いており、全体として位置・速度センサレスで高精度の回転が得られるブラシレス DC モータの駆動を実現している。水晶発振器によって得られた基準信号と速度検出回路により、センサレスで得られた信号の位相を比較し、その出力をチョップパ制御のデューティ比にフィードバックする。F/V 変換を用いた速度のフィードバックは、PLL の誤同期を防ぐために補助的に付加されたもの

である。図中の破線で囲まれた部分は、デジタル PLL 用 IC (TC 9142 P) で構成されている。

図 13 に位置・速度センサレスのブラシレス DC モータを回転数 2,650 rpm で運転した場合の位相と速度の信号を示す。位相出力は一定で、速度出力はロック範囲である $-5.3 \sim +4.5\%$ の範囲に常に入っており、良好な PLL 制御が行われていることがわかる。また、基準発振器の周波数を変えて実験を行った結果、無負荷の場合では 1,500~2,650 rpm の範囲で PLL 制御が可能であることを確認した。

8. む す び

本論文では、チョップ制御により電圧を調整し可変速駆動を行うブラシレス DC モータシステムのセンサレス化について述べた。原理的に非常に低速 (22 rpm) から検出が可能な「間接法」と、高速領域で優れた検出特性をもつ「直接法」の二つの位置検出法を提案した。逆起電力定数が 27.7 mV/rpm (相電圧最大値) のモータを用いた実験では、間接法では 110~2,300 rpm の速度範囲で、直接法では 900~2,700 rpm の範囲で運転可能であった。この二つの位置検出法を併用することにより、110~2,700 rpm の広範囲のセンサレス運転が可能となることも併せて実験により示した。更に、直接法による位置検出原理を応用して、速度センサレスで速度を検出し PLL 制御を行うことにより、1,500~2,650 rpm の範囲において位置・速度センサレスで高精度の定速駆動を実現した。ブラシレス DC モータシステムのセンサレス化により、モータの小形化および適用可能な用途の拡大が可能となるであろう。(平成 2 年 6 月 5 日受付)

文 献

- (1) 飯塚・川口・遠藤・加納：「圧縮器用センサレスブラシレスモータの駆動回路」, 昭 59 電気学会全大, No. 542
- (2) K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, & K. Mohri: "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", *IEEE Trans. Industry Applications*, IA-21 (1985)
- (3) 中村・日々野：「DC ブラシレスモータの磁極位置検出センサを省略する方法」, 昭 63 電気学会全大, No. 723

- (4) 瀬高・梁瀬・永田：「センサレスブラシレスモータの駆動方法 (振動起動方式)」, 昭 63 電気学会産業応用部門全大, No. 54
- (5) 東芝・小形モータ研究会：制御用モータ技術用マニュアル (昭 62) 総合電子出版社

小笠原 悟 司 (正員)

昭和 33 年 7 月 27 日生。58 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程電気・電子システム工学専攻修了。同年 4 月同大学工学部電気系助手、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスの研究に従事。

鈴木 和 人 (正員)

昭和 40 年 3 月 7 日生。平成元年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程電気・電子システム工学専攻修了。同年 4 月東京電力(株)入社、現在に至る。

赤 木 泰 文 (正員)

昭和 26 年 8 月 19 日生。54 年 3 月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了。同年 4 月長岡技術科学大学工学部電気系助手、59 年 10 月同助教授。62 年 3 月~12 月 MIT 客員研究員。パワーエレクトロニクスの研究に従事。工学博士。56 年, 58 年, 平成 2 年 IEEE/IAS Committee Prize Paper Award。60 年電気学会論文賞受賞。IEEE member。