

小型ブラシレス直流モータの センサレス制御の一手法の提案

Proposal of Sensorless Control Method for Small Brushless DC Motor

秋山 雅彦*
Masahiko AKIYAMA

星野 大介*
Daisuke HOSHINO

根本 浩臣*
Hiroomi NEMOTO

要 旨

車載されるモータは、近年、個数と用途ともに拡大傾向にある。それに伴い、車一台分トータルのサイズとウェイトが増加し、エンジンルーム内搭載等による使用環境も厳しくなり、小型かつ軽量で耐環境性に優れたブラシレス直流モータへの置き換えが増えつつある。しかし、ブラシレス直流モータを制御するためには、一般的に相電流センサと磁極位置センサが必要であるためコスト増加傾向にあり、低コスト化が課題となっている。そこで、ブラシレス直流モータにおいて性能と信頼性を確保しつつ、低コスト化を達成するために、相電流センサと磁極位置センサを使用せず、もともとコントローラに存する故障検知用の DC 電流センサとモータ駆動電圧の情報により、相電流と磁極位置の両方を推定するアルゴリズムを構築した。構築した手法により、ブラシレス直流モータの低コスト化の見通しを立てることができた。

ABSTRACT

On-car motor quantities and applications have tended to increase in recent years. This is increasing the total size and weight of motors per vehicle, and operating environments are also becoming more severe, including mounting inside the engine room, resulting in an increasing trend towards replacement with compact, lightweight brushless DC motors that have better durability under harsh environments. However, as phase current and rotor position sensors are generally needed to control brushless DC motors, the cost tends to rise and reducing cost is an issue. An algorithm was therefore constructed with the aim of reducing cost while maintaining brushless DC motor performance and reliability. This algorithm estimates both the phase current and the rotor position, without using phase current or rotor position sensors, by using the DC current sensor for fail detection that was originally present in the controller, and the motor drive voltage information. The newly constructed method provided prospects for reducing brushless DC motor cost.

1. はじめに

近年、自動車の走る、曲がる、止まるといった基本性能に加え、安全、環境への対応がクローズアップされる中、さまざまなシステムが電子制御化による機能向上を達成している。電子制御化の代表的な駆動アクチュエータとしてモータがあり、適用の増加にともない小型、高性能、高信頼性、低コスト、省消費電力が要求されている。従来、モータは、ブラシ付直流(DC)モータから採用拡大してきたが、高性能化と信頼性向上、および省消費電力化の観点からブラシレス直流(BLDC)モータへの切り替わりが加速してきた。しかしながら、BLDC モータは DC モータに比べ、モータ自体は安価になるものの、モータ制御に必要な磁極位置セ

ンサと相電流センサの二つのセンサの追加、駆動回路の複雑化、制御ロジックの複雑化等の要因によりコストアップしてしまう課題が生じている。

本研究では BLDC モータが DC モータに対し競争力のあるコストにすることを目的とし、達成手段としてコストアップの主要因がモータ制御に必要な二つのセンサであることに着目し、自動車に適用が多い一方向への回転を主とする動力用途をターゲットとしたセンサレス制御手法を提案する。

センサレス制御手法として、磁極位置推定に関する手法は多数研究されている⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。しかし、相電流と磁極位置を同時推定する手法については研究事例が少ない⁽⁵⁾。この研究事例では、相電流推定が不可能な領域に対しては過去の

*四輪R&Dセンター

Table 1 Motor classification by use

	Power use		Servo use	
Control	Torque control		Speed control; Position control	
Specific examples	Household electrical appliance; Factory automation	Car application	Household electrical appliance; Factory automation	Car application
	Vacuum cleaner; Washing machine	Oil pump; Water pump; Fan	Robot	Variable lift system

推定値を利用し、速度制御器や電流制御器を省略した簡易化したベクトル制御に適用したものであり、応答性等のモータ制御性能には限界がある。そこで、本研究では、一般的に使用されているベクトル制御にも適用可能な相電流と磁極位置を同時に推定するセンサレス制御アルゴリズムについて提案する。

ハードウェアは従来の BLDC モータ制御システムから二つのセンサとそれぞれのインタフェース回路を削減した構成となっている。

相電流推定に関しては、モータ駆動電圧をパルス幅変調 (PWM) した FET のスイッチングパターンに応じた断片的な相電流情報が、故障検知用の DC 電流センサにより得られる。FET のスイッチングパターンの対称性に着目し DC 電流を検出することにより、磁極位置推定に適したタイミングにおける相電流の推定をおこなう。

一方、磁極位置推定に関しては、モータに対する入出力関係にあるモータ駆動電圧と相電流を利用する。モータ制御に用いる CPU 内に磁極位置と回転速度に依存しないモータモデルを構成し、モータ印加電圧を入力とし、モデル相電流を出力として得る。モデル相電流と FET のスイッチングパターンに応じて検出した DC 電流より推定された相電流を比較することにより、磁極位置と回転速度の情報を抽出し、磁極位置の推定をおこなう。

2. 小型 BLDC モータの現状と課題

Table 1 に BLDC モータ分類表を示す。

BLDC モータの適用として動力用途とサーボ用途に大きく分類され、それぞれモータ制御手法が異なることが大きな違いになっている。本研究では、自動車に適用が多い一方向への回転を主とする動力用途をターゲットとした。

Fig. 1 に一般的な BLDC モータ駆動回路を示す。平滑コンデンサ、FET ブリッジ、その間に存する故障検知用の DC 電流センサと CPU、さらに、BLDC モータ駆動に従来の必要とされる相電流センサ [Phase current sensor (U, V, W)] とモータロータに装着される磁極位置検出センサにより構成される。

Fig. 2 に、一般的な DC モータと BLDC モータのコストの比較を示す。BLDC モータは DC モータに比べ高額に

なる傾向にある。コストアップの要因となっているのは、相電流センサと磁極位置検出センサであることがわかる。そこで、本研究では、三種類のセンサのうち、コストアップ要因となっている相電流センサと磁極位置検出センサの二種類のセンサを同時に削減する。

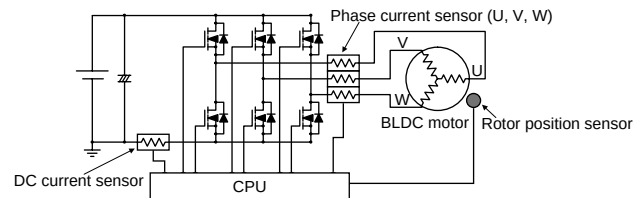


Fig. 1 BLDC motor drive electric circuit

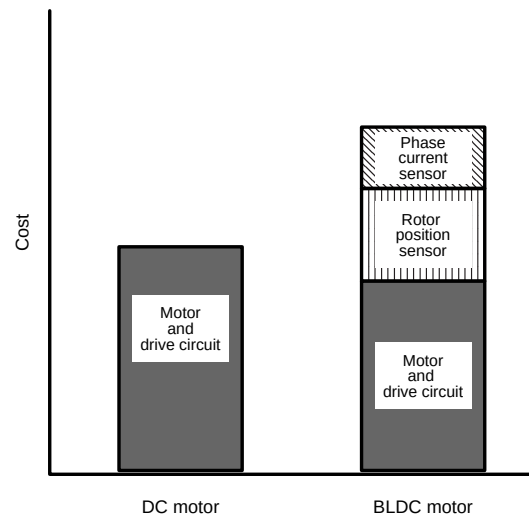


Fig. 2 DC motor and BLDC motor costs

3. 制御アルゴリズム

相電流センサと磁極位置センサを廃止し、相電流と磁極位置を高精度に推定し目標性能を達成するための以下の制御手法について説明する。

- (1) 相電流推定アルゴリズム
- (2) 磁極位置推定アルゴリズム
- (3) 磁極位置推定と相電流推定の連携

3.1. 相電流推定アルゴリズム

従来の相電流推定手法では、FETのスイッチングパターンに応じたタイミングの相電流情報を DC 電流センサで検出しそのまま利用する。各相の相電流情報は同じタイミングのものではないため、相電流を精度よく推定することが困難であった。また、磁極位置推定には指令電圧の更新タイミングにあわせた相電流情報が必要となるが、従来の相電流推定手法で得られる相電流情報は、指令電圧の更新タイミングにあわせたものではなく、FET のスイッチングパターンに応じたタイミングの情報となるため、磁極位置を精度よく推定することが困難であった。

そこで、FET のスイッチングパターンの対称性に着目し DC 電流を検出することにより、指令電圧の更新タイミングにあった高精度な相電流を推定するアルゴリズムを提案する。

Fig. 3 に提案する相電流推定アルゴリズムを示す。制御器では、指令トルクと相電流より指令電圧を出力する。PWM 変換器により、指令電圧は搬送波と比較され FET のスイッチングパターンに変換される。このパターンに応じて FET をスイッチングすることにより、相電流を生成しモータ駆動をおこなう。一方、故障検知用の DC 電流センサには、FET のスイッチングパターンに応じた断片的な相電流が流れる。したがって、FET のスイッチングパターンに応じて DC 電流センサにより DC 電流を取得することに

より、相電流を推定することが可能となる。

FET のスイッチングパターンは、モータ駆動回路の 6 個の FET の ON と OFF の組合せ(8 パターン)で決定される。Fig. 4 に各 FET 動作パターンを示す。上側 FET を ON する場合を橙色で示し、下側 FET を ON する場合を青色で示す。FET の ON と OFF の組合せにより、ゼロ電圧ベクトル(V_0 , V_0+)と互いに 60 deg 位相が異なる電圧ベクトル(V_{u+} , V_{u-} , V_{v+} , V_{v-} , V_{w+} , V_{w-})を生成することが可能となる。各電圧ベクトルと DC 電流センサで検出できる相

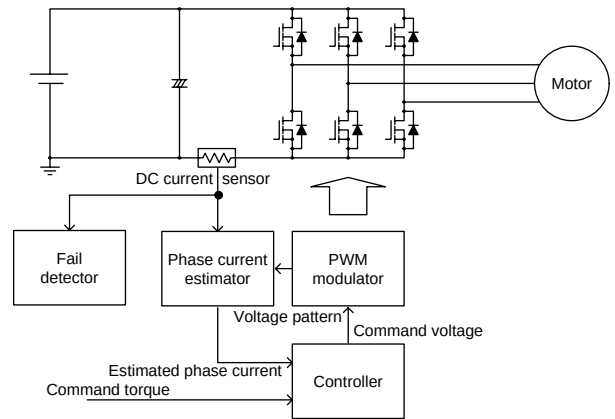


Fig. 3 Block diagram of phase current estimation system

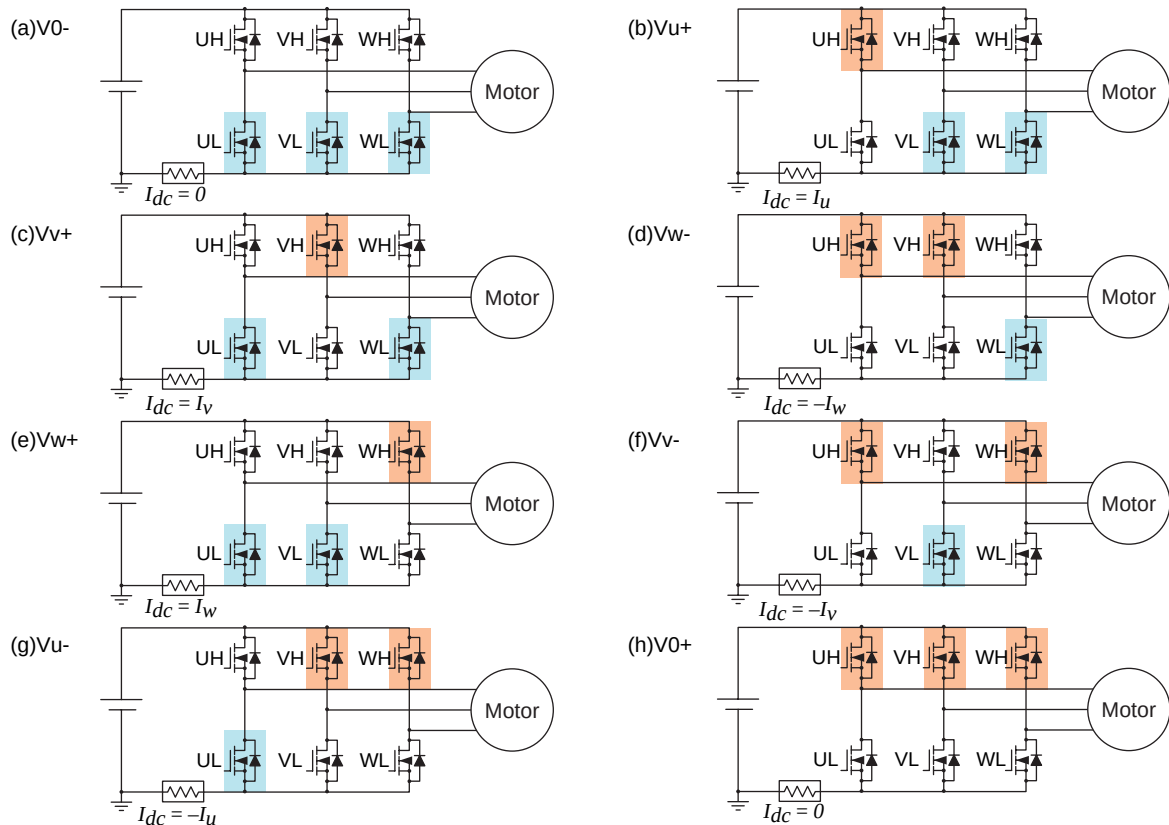


Fig. 4 Relationship between basic voltage vector and detected current

Table 2 Relationship between basic voltage vector and detected current (I_{dc})

Voltage vector	Phase U	Phase V	Phase W	Detected current (I_{dc})
V0-	Low	Low	Low	0
Vu+	High	Low	Low	I_u
Vv+	Low	High	Low	I_v
Vw-	High	High	Low	$-I_w$
Vw+	Low	Low	High	I_w
Vv-	High	Low	High	$-I_v$
Vu-	Low	High	High	$-I_u$
V0+	High	High	High	0

電流の関係を Table 2 にまとめる。

Fig. 5 に、指令電圧を三角波搬送波で PWM することで得られる FET のスイッチングパターンを示す。搬送波一周期内の FET スwitchングパターンにより、指令電圧が生成される。指令電圧 (V_u^* , V_v^* , V_w^*) が搬送波より大きい場合は、上側 FET を ON する (橙色)。一方、搬送波より小さい場合は、下側 FET を ON する (青色)。Fig. 4 で示した電圧ベクトルを用いると、搬送波一周期当りの FET のスイッチングパターンは V0-, Vu+, Vw-, V0+, Vw-, Vu+, V0- となる。

Fig. 6 に、FET のスイッチングパターンと DC 電流センサで検出可能な相電流情報の関係を示す。Table 2 に示すように、電圧パターン Vu+ では U 相電流 (I_u) を検出でき、Vw- で W 相電流 (I_w) の極性を反転させた値を検出できる。搬送波の山から次の山までの一周期で、二相分の相電流情報を取得することができ、残りの相電流に対しても BLDC モータの三相の相電流の総和が 0 になることを利用し推定が可能となる。

しかしながら、推定された相電流は、指令電圧の更新タイミングにあわせた相電流情報でないばかりではなく、各相の相電流の情報は同じタイミングのものではないため、相電流を精度よく推定することが困難となる。

そこで、相電流の推定誤差の低減手法として、搬送波の頂点对称を利用した平均算出手法 (Fig. 7) を示す。搬送波一周期当りの FET のスイッチングパターンは V0-, Vu+, Vw-,

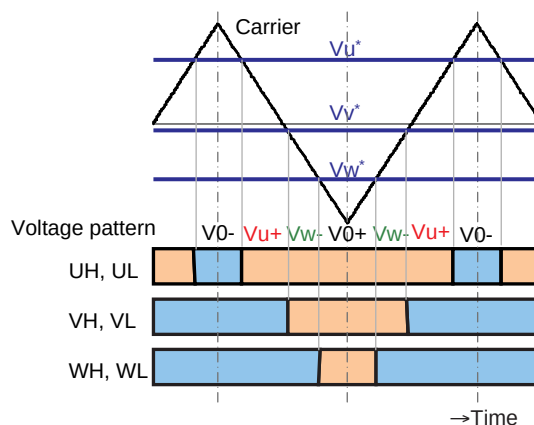


Fig. 5 Relationship between command voltage and voltage pattern

V0+, Vw-, Vu+, V0- であり、搬送波の谷 ($T_{c[m-1]}$) に対して対称であることがわかる。FET スwitchングタイミングの対称性に着目し、U 相電流 (I_{u1} , I_{u2}) と W 相電流 (I_{w1} , I_{w2}) を搬送波の谷に対して対称な 2 回のタイミング (図中、●印) で取得し、それぞれ平均化 (I_u , I_w) することで搬送波の谷における相電流値 (図中、■印) を推定する。残りの V 相電流 (I_v) は、推定した U 相電流 (I_u) と W 相電流 (I_w) と三相の相電流の総和が 0 になることを利用し演算する。推定され

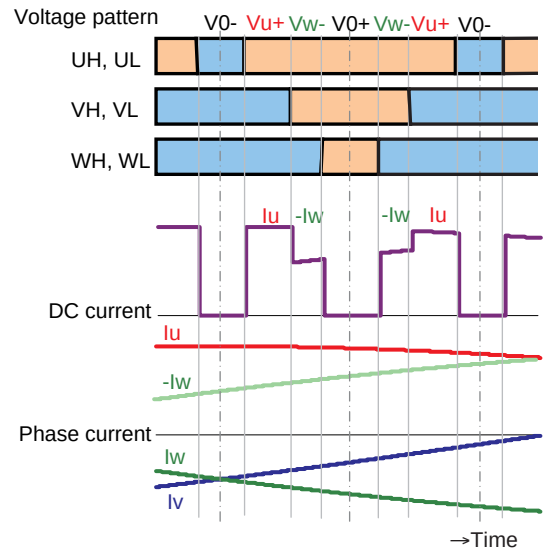


Fig. 6 Relationship between voltage pattern and phase current

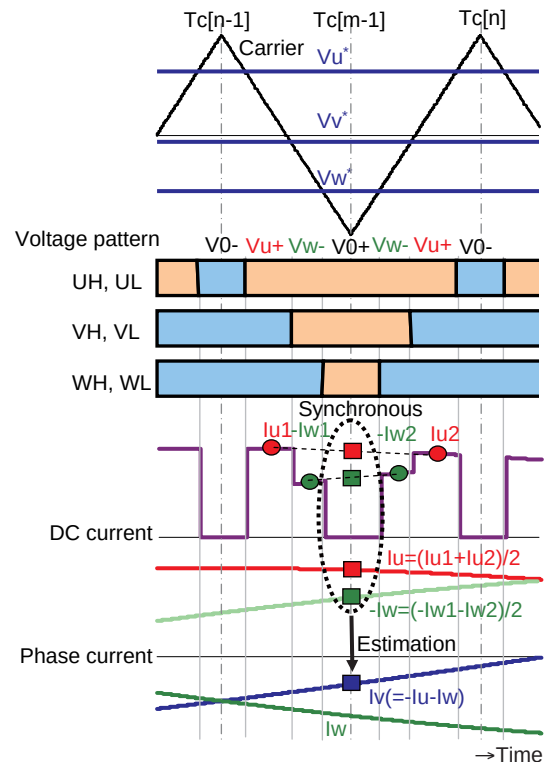


Fig. 7 Measures for reducing phase current estimation error

た三相電流のすべての値は搬送波の谷における同じタイミングの値となる。また、指令電圧の更新タイミングは、搬送波の頂点に同期させるのが一般的であるため、磁極位置推定に使用する相電流情報としては谷におけるタイミングでの推定値が適している。

さて、Fig. 8に示すように、指令電圧の大きさが同等(V_u^* V_w^*)になると相電流推定が困難になる。搬送波一周期当り相電流を検出可能な電圧パターンは V_{u+} の1種類となるため、U 相電流(I_{u1} , I_{u2})のみ取得可能であり搬送波の谷における U 相電流値(I_u)のみ推定可能となる。三相分の相電流を推定するには最低二相分の相電流推定値が必要なため、三相すべての相電流を推定するのは困難となる。

これを防止するために、各相の指令電圧の大きさが異なるように、指令電圧に必要最小限の電圧を重畳し、三相電流の推定を可能とする。磁極位置推定には、指令電圧の情報が必要となるため、重畳した電圧を定量的に捉える必要があ

る。Fig. 9に、推定が困難な領域を回避するために重畳する電圧を示す。灰色の領域は、二相分の指令電圧の大きさが同等となり三相分の相電流推定が困難な領域を示している。Fig. 9(a) は、指令電圧(V^*)が灰色の領域となっており、このままでは三相分の相電流推定が困難となる。そこで、Fig. 9(b) に示すように、連続する二つの搬送波周期(第一期間と第二期間)において、灰色の領域を回避するだけの向きの異なる同じ大きさの電圧($V^h[m]$, $V^h[m+1]$)を指令電圧(V^*)に重畳する。重畳電圧を加えた指令電圧($V^*[m]$, $V^*[m+1]$)は、もとの指令電圧(V^*)に対して位相差 γ をもつことになる。式(1)に重畳する指令電圧を示す。磁極位置推定には、重畳電圧を加えた指令電圧の値($V^*[m]$, $V^*[m+1]$)を用いることで、三相すべての相電流を推定することを可能とした。

$$V_h^* = \pm V^* \tan \gamma \quad (1)$$

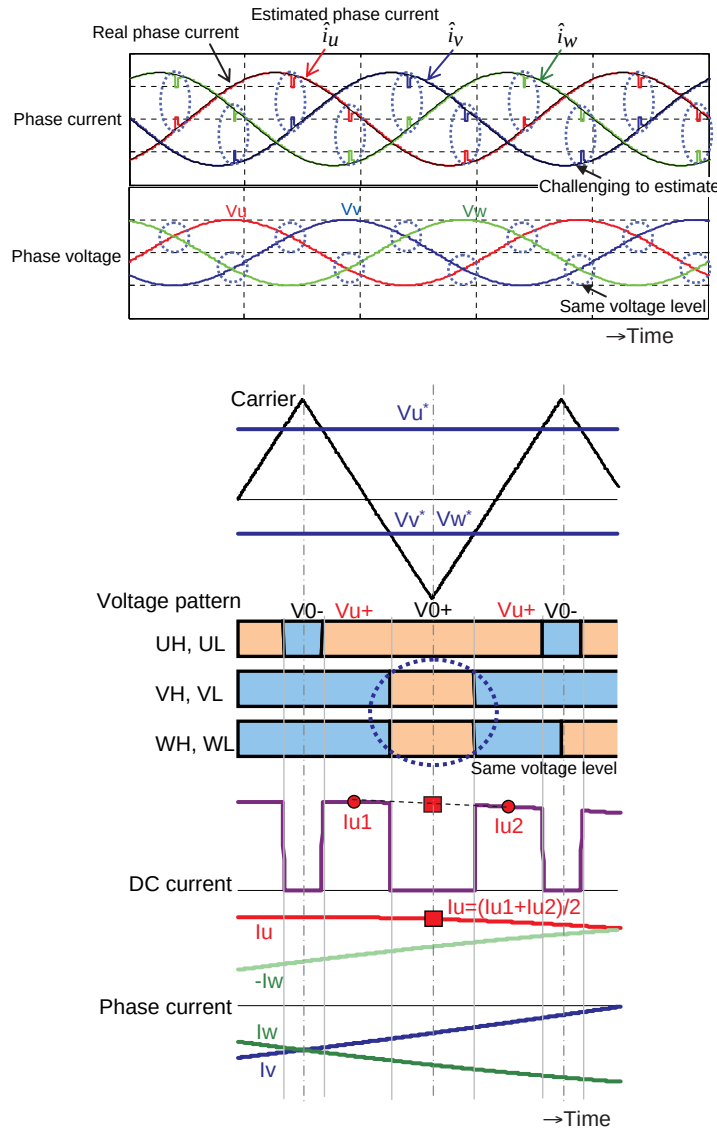


Fig. 8 Challenging cases in phase current estimation

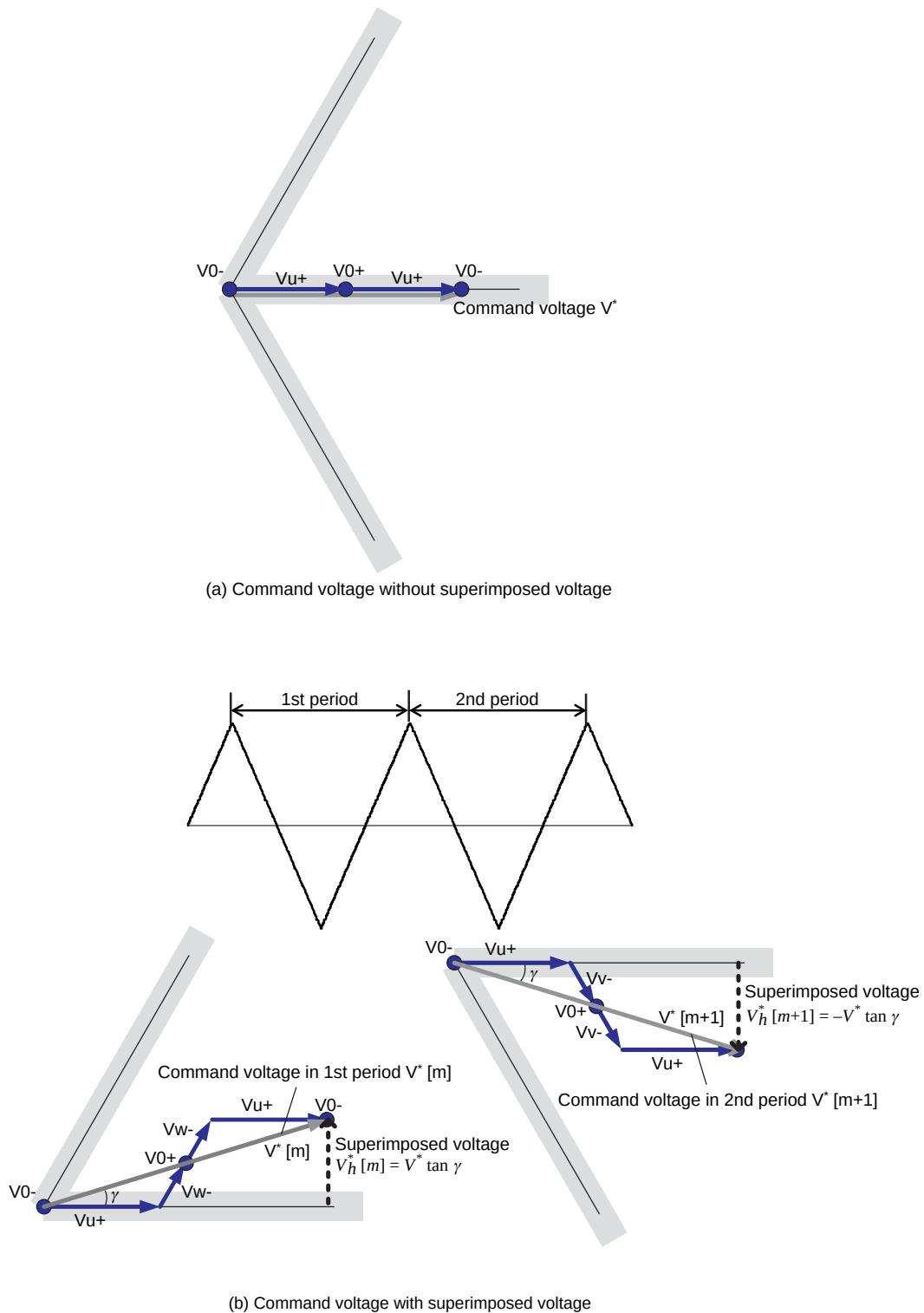


Fig. 9 Relationship between command voltage and superimposed voltage

3.2. 磁極位置推定アルゴリズム

動力用途において、誘起電圧情報が検出可能な回転速度まで、磁極位置とは無関係に回転磁界を発生させモータを駆動する他制御が用いられる。誘起電圧情報が検出可能な回転速度範囲に達すると、誘起電圧情報により推定された磁極位置にあわせてモータを制御する。Fig. 10に、提案する誘起電圧を用いた磁極位置推定アルゴリズムを示す。

実モータと並行に設置されるモデルは、磁極位置と相関のある誘起電圧を含まず抵抗とインダクタンスのみで構成される。実モータに印加される指令電圧には誘起電圧の情報が含まれており、モデルの入力としても使用される。モデルから出力されたモデル相電流と実モータの相電流から演算された電流偏差には、磁極位置の情報が含まれることになり、電流偏差から推定磁極位置誤差を演算し、推定磁極位

置誤差をゼロに近づけるべく位相同期器(PLL)を用いて磁極位置と回転速度を推定する。電流制御器(ACR)において、推定された相電流と磁極位置を用いて、指令トルクに応じた指令電圧を演算し、モータ制御をおこなう。

3.3. 磁極位置推定と相電流推定の連携

Fig. 11に、磁極位置推定と相電流推定の連携について示す。磁極位置推定には、前述のように、指令電圧と相電流の値が必要である。また、指令電圧($V^*[n-1]$, $V^*[n]$)は搬送波の山と次の山までの一周期中の電圧ベクトルの組合せで生

成されるため、磁極位置推定に用いる相電流は搬送波にあわせて取得する必要がある。本研究の相電流推定方法では、搬送波の谷におけるモータ相電流($I_u[m-1]$, $I_u[m]$, $I_w[m-1]$, $I_w[m]$)を推定可能である。相電流推定タイミングである搬送波の谷と次の谷の間の指令電圧($V^*[m]$)は、 $V^*[n-1]$ と $V^*[n]$ の平均値となる。搬送波の谷の推定相電流($I_u[m-1]$, $I_w[m-1]$)と次の谷の推定相電流($I_u[m]$, $I_w[m]$)の値とその期間の指令電圧($V^*[m]$)の値を用いることにより、磁極位置推定をおこなう。

磁極位置推定に適した搬送波の谷のタイミングで相電流

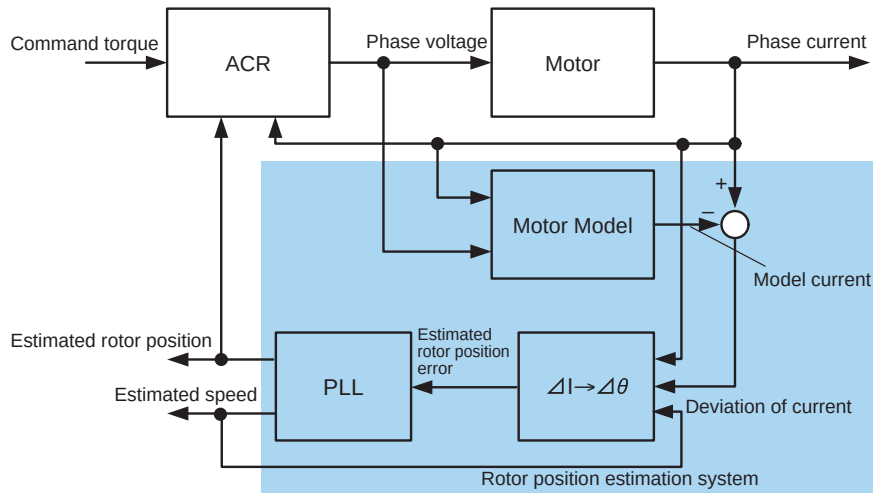


Fig. 10 Block diagram of rotor position estimation system

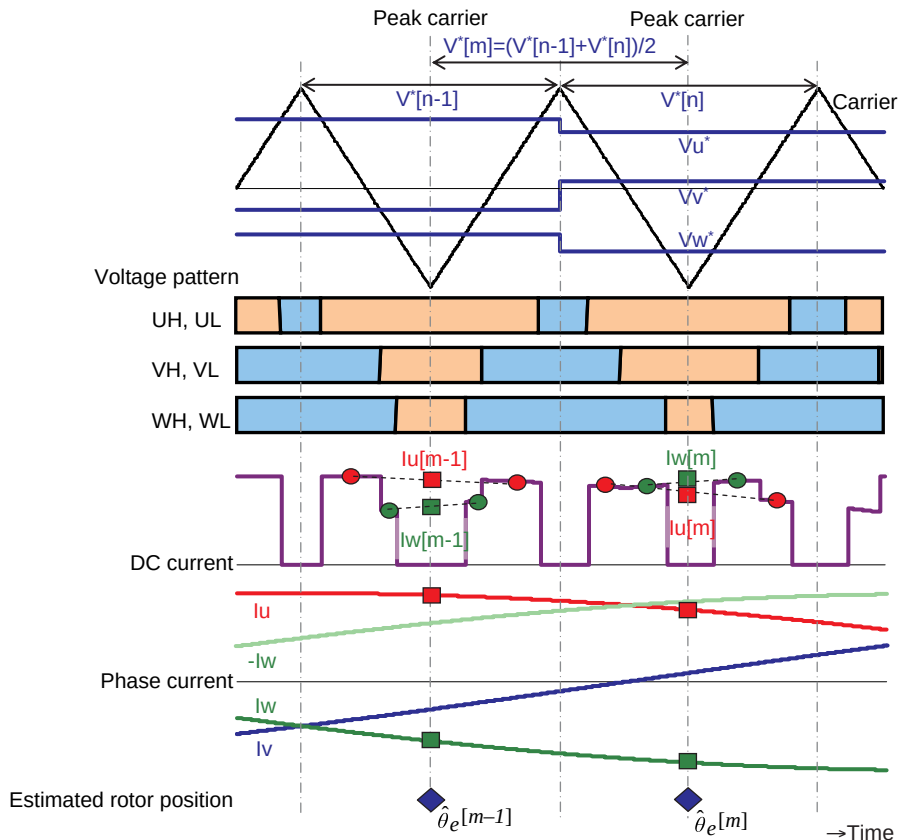


Fig. 11 Coordination between rotor position estimation and phase current estimation

推定をおこなうと同時に、相電流推定のタイミングに合わせて磁極位置推定に用いる指令電圧を補正することにより、相電流と磁極位置を同時に精度よく推定することが可能となる。

4. シミュレーション解析

4.1. 解析手法

提案する磁極位置推定と相電流推定の成立性の検証をシミュレーション解析にておこなった。解析シミュレータには MATLAB を適用した。シミュレーション解析では、モータは 100 W の IPMSM(埋込磁石型同期モータ)、最大モータ相電流 = 10 Arms, 電源電圧は 12 V とし、制御方式として一般的に用いられているベクトル制御を用いた。また、スイッチング素子は理想状態(スイッチング時間=0 s)とした。

4.2. 磁極位置推定特性と相電流推定特性

Fig. 12 と Fig. 13 に、各回転速度領域における推定磁極位置誤差と推定相電流誤差を示す。誤差は、モータ相電流を 0 からモータ最大電流まで解析したときの最大値を示している。相電流と磁極位置ともに、実用上支障ない範囲で推定

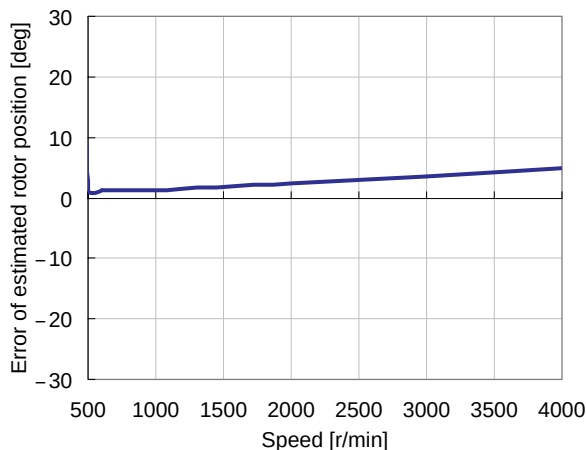


Fig. 12 Simulation results of estimated rotor position

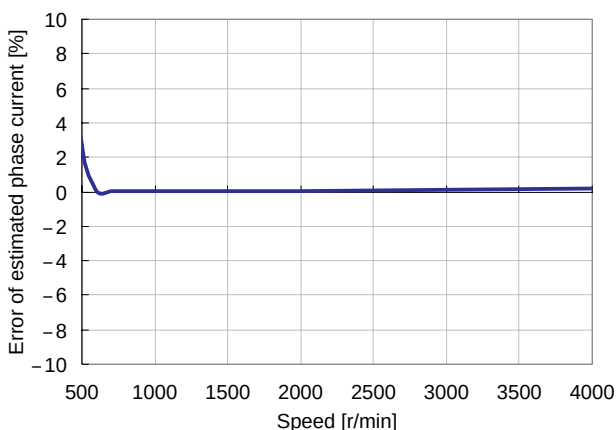


Fig. 13 Simulation results of estimated phase current

がおこなわれていることがわかる。また、回転速度が 500 r/min 付近で推定誤差が大きくなっている。動力用途においては、誘起電圧情報が検出可能な回転速度まで、磁極位置とは無関係に回転磁界を発生させモータを駆動する他制御が用いられるため、他制御の範囲を 500 r/min より大きくすることで、動力用途においては実用上支障ない。

5. 実機評価

提案する磁極位置推定と相電流推定の成立性の検証を実機評価にておこなった。シミュレーション解析と同様に、モータは 100 W の IPMSM, 電源電圧は 12 V とし、制御方式としてベクトル制御を用いた。

Fig. 14 に、回転速度が 1000 r/min における推定磁極位置と実磁極位置を示す。実磁極位置は、一般的に用いられるレゾルバセンサにより計測をおこなった。磁極位置推定は精度よくおこなわれていることがわかる。

Fig. 15 に、回転速度が 1000 r/min における推定相電流と実相電流を示す。実相電流は、ホール式の電流センサにより計測をおこなった。相電流推定困難な領域を回避するた

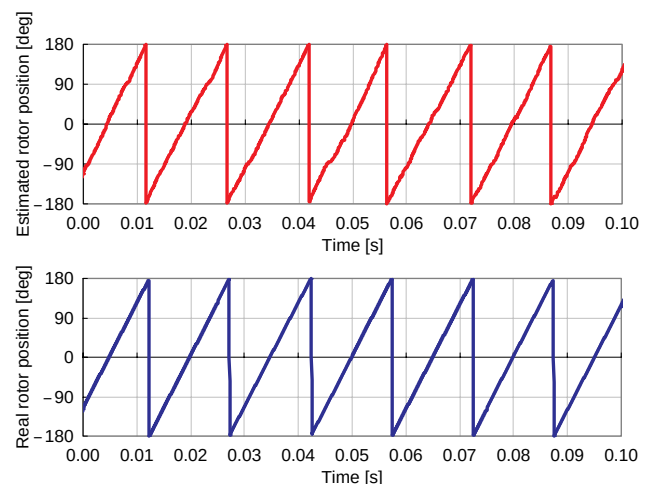


Fig. 14 Results of estimated rotor position

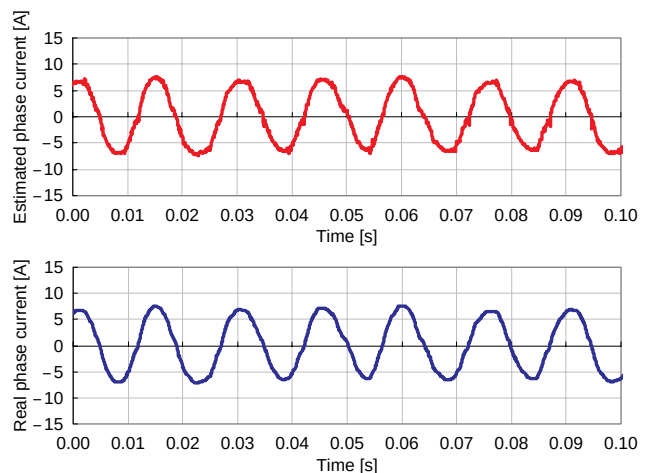


Fig. 15 Results of estimated phase current

めの重畳電圧の影響により、正弦波から少しゆがんだ波形となっているが、相電流についても実用上支障ないレベルで推定がおこなわれていることがわかる。

6. まとめ

今回、BLDC モータのセンサレス制御によるコストダウンを目的とし、一般的に BLDC モータに必要とされている磁極位置センサと相電流センサを使用せず、磁極位置および相電流を同時に推定するセンサレス制御アルゴリズムを構築した。

相電流推定に関しては、FETのスウィッチングパターンの対称性に着目し DC 電流を検出することにより、磁極位置推定に適したタイミングにおける相電流の推定をおこなう手法を示した。

磁極位置推定に関しては、磁極位置と回転速度に依存しないモータモデルを構成し、モデル相電流と相電流推定で推定された実モータの相電流値を比較することにより、磁極位置の推定をおこなう手法について示した。

磁極位置推定と相電流推定の連携に関しては、搬送波の谷のタイミングで相電流を推定すると同時に、相電流推定のタイミングに合わせて磁極位置推定に用いる指令電圧を補正することにより、相電流と磁極位置を同時に推定する手法を示した。

提案したアルゴリズムに対して、シミュレーションと実機評価により成立性を検証したところ、相電流と磁極位置を同時に精度よく推定することが確認された。

提案したアルゴリズムは一般に用いられているベクトル制御に適用可能であり、車載用の動力用途 BLDC モータに対し有効である。動力用途 BLDC モータに対するセンサレス制御の一手法を提案し、ブラシレス直流モータの低コスト化の見通しを立てることができた。

参考文献

- (1)坂本潔, 岩路善尚, 遠藤常博:家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御, 電気学会論文誌D, Vol.124, No.11, p.1133-1140(2004)
- (2)竹下隆晴, 市川誠, 李宙柘, 松井信行:速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレスDCモータ制御, 電気学会論文誌D, Vol.117, No.1, p.98-104(1997)
- (3)市川真士, 陳志謙, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁:拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御, 電気学会論文誌D, Vol.122, No.12, p.1088-1096(2002)
- (4)森本茂雄, 河本啓助, 武田洋次:推定位置誤差情報を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御, 電気学会論文誌D, Vol.122, No.7, p.722-729(2002)

- (5)川端幸雄, 遠藤常博, 高倉雄八:位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討, 平 14 電学産業応用部門大講演論文集, No.171, p.665-668(2002)

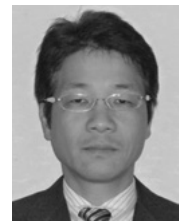
■ 著 者 ■



秋山雅彦



星野大介



根本浩臣