

うず電流を利用した円筒形ブラシレスDCモータの高負荷トルク時におけるセンサレス起動及び極低速運転

Sensorless Starting and Low Speed Drive of Cylindrical Brushless DC Motor Using Eddy Current at Heavy Load

富田 睦雄^{※1}
Mutuo Tomita
山口 英之^{※2}
Hideyuki Yamaguchi
道木 慎二^{※1}
Shinji Doki
大熊 繁^{※1}
Shigeru Okuma

Sensorless starting and low speed drive of a cylindrical brushless dc motor at a heavy load have been difficult because an electro-motive force does not arise at the starting and it is very small at low speeds, while an inductance is constant irrespective of a rotor position.

In this paper, we propose to paste a non-magnetic material and to measure a voltage of an opened phase. We show that the realizations are effective by experiments.

1 はじめに

本稿では、円筒形ブラシレスDCモータの高負荷トルク時における新しいセンサレス起動法並びに極低速運転法を提案する。

位置センサなしで、ブラシレスDCモータを駆動する方法として、界磁磁束による誘起電圧を用いて位置を推定し、その推定した位置に従って電流を制御する方法が数多く提案されている^{(1)~(5)}。しかしながら、モータの起動時並びに極低速運転時においては、誘起電圧が発生しないか、もしくは極めて小さいので、位置を推定することが不可能であった。

そのため、センサレスでモータの起動並びに極低速運転をする時には、ブラシレスDCモータを同期運転する方法が提案されている⁽²⁾⁽³⁾。しかし、この方法では、モータを同期運転しているため、不特定の負荷が存在する場合において、誘起電圧によるセンサレス駆動が可能になる速度まで速度を安定に引き上げることは困難であった。

また、センサレスでモータを起動する時に、位置とは無関係な電流を流し、モータを回転させ、誘起電圧を発生する方法も提案されている⁽⁴⁾。しかし、この方法では、モータが逆回転することもあり、また、負荷トルクが存在する場合の議論は、なされていない。

これに対して最近、突極形ブラシレスDCモータにおいて、そのインダクタンスが位置の関数になることを利用したセンサレス極低速運転法が提案されている⁽⁶⁾。しかしながら、この方法は、インダクタンスが位置に無関係に一定である円筒形ブラシレスDCモータには適用できず、円筒機におけるセンサレス起動並びに極低速運転法が望まれていた。

これまで、筆者らは、円筒形ブラシレスDCモータの停止時における位置を推定するために、ロータ表面に導電性非磁性材料を貼付するという簡易なロータの加工を提案した。この加工により、うず電流が導電性非磁性材料に生じ、位

置に従ってインダクタンスの変化を生じる。インダクタンスの変化は開放相電圧の変化を生じ、この開放相電圧の変化を用いることにより、停止時における位置推定が可能となった⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

本稿では、先に提案したロータを用いたモータにおいて、導電性非磁性材料に流れるうず電流により、位置に従って開放相電圧が変化することを利用したセンサレス極低速運転時の駆動法を提案する。本方法と既に報告した停止時におけるセンサレス位置推定法⁽⁷⁾⁽⁸⁾を用いることにより、円筒機の高負荷トルク時におけるセンサレス起動及び極低速運転が可能となる。

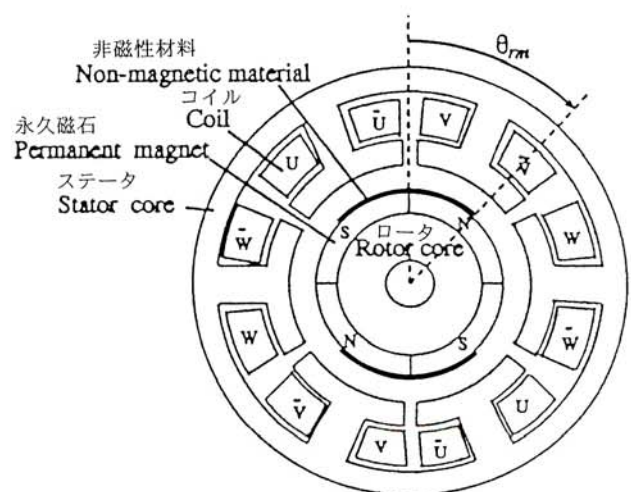


図1. モータ構造

図1 / モータ構造
Fig.1/Motor structure

※1 名古屋大学 工学研究科
※2 技術開発本部 開発部

2 うず電流による開放相電圧の変化

2.1 モータ構造と導電性非磁性材料の貼付方法

ここでは、図1に示すような6スロット集中巻、4極の円筒形ブラシレスDCモータで検討を行う。このロータ表面に図1に示すように、幅が電気角で180°の導電性非磁性材料を電気角で360°おきに貼付する。図1においてロータの位置は機械角で θ_{rm} とする。

2.2 コイルのインダクタンスの変化

図1において、U相コイルに着目する。機械角で90°の導電性非磁性材料を6分割すると、例えば、図1のようにロータの位置が $\theta_{rm}=45^\circ$ の時、U相コイルには、3枚の導電性非磁性材料が重なる。導電性非磁性材料には、うず電流が流れるので、分割された導電性非磁性材料をリングコイルとして扱う⁽⁷⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。ここで、リングコイルの抵抗を r とする。

定性的な評価を行うために、リングコイルの抵抗 r が非常に小さいと考え、 $r=0$ と仮定すると、分割した導電性非磁性材料のコイルに重なる枚数に対するコイルの等価回路は図2となる⁽⁷⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。ただし、

$$L = \frac{N^2}{2R_g} \quad \dots\dots\dots (1)$$

- N : U相巻線の巻数
- R_g : エアギャップ及び永久磁石の磁気抵抗
- v_U : U相端子と中性点との間の電圧

図2より、ロータの位置に従って、コイルのインダクタンスが変化することがわかる。

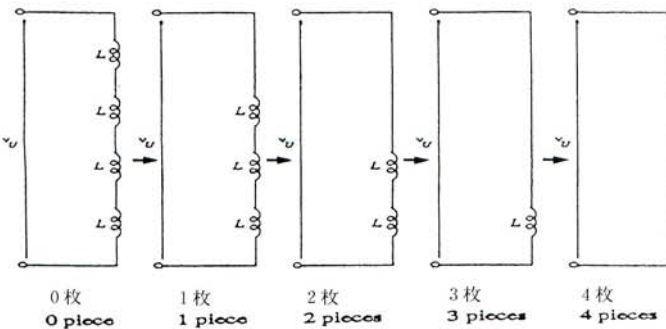


図2 / コイルの等価回路
Fig.2/Equivalent circuit of coil

2.3 相互インダクタンス

U相コイルのインダクタンスを L_U とする。U相コイルに電流 i_U を流した時、U相に生じる磁束 ϕ_U は次式となる。

$$\phi_U = \frac{L_U \cdot i_U}{N} \quad \dots\dots\dots (2)$$

この磁束の半分の磁束がV相と鎖交すると仮定し、この磁束を ϕ_{VU} とすると、 ϕ_{VU} 式は次式表される。

$$\phi_{VU} = -\frac{1}{2} \phi_U \quad \dots\dots\dots (3)$$

式(2)、(3)を用いて、相互インダクタンス M_{VU} は、次式のように導出される。

$$\begin{aligned} M_{VU} &= \frac{\phi_{VU} \cdot N}{i_U} \\ &= -\frac{1}{2} L_U \quad \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

同様にして、インダクタンス行列 $[L]$ は、次式のように計算できる⁽⁷⁾⁽¹⁰⁾。ただし、V相コイルのインダクタンスを L_V 、W相コイルのインダクタンスを L_W とする。

$$\begin{aligned} [L] &= \begin{bmatrix} L_U & M_{UV} & M_{UW} \\ M_{VU} & L_V & M_{VW} \\ M_{WU} & M_{WV} & L_W \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_U & -\frac{1}{2}L_V & -\frac{1}{2}L_W \\ -\frac{1}{2}L_U & L_V & -\frac{1}{2}L_W \\ -\frac{1}{2}L_U & -\frac{1}{2}L_V & L_W \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

2.4 ロータの位置と開放相電圧との関係

図3にインバータの構成を示す。図3において、トランジスタ T_U, T_V をON、その他をOFFした時の通電をU-Y通電とよび、トランジスタ T_V, T_X をON、その他をOFFした時の通電をV-X通電とよぶ。U-Y通電、V-X通電を行う時には、モータのW相は開放されており、この時の電圧 v_{WG} を開放相電圧と呼ぶ。

U-Y通電、V-X通電を交互に繰り返した時、U-Y通電を行っている時の開放相電圧 v_{WGU_Y} が、どのような式で表されるかを考察する。図3より、U-Y通電を行っている時のモータの等価回路は図4となる。ここで、巻線抵抗は無視する。また、 e_U, e_V, e_W は、界磁磁束による各相の誘起電

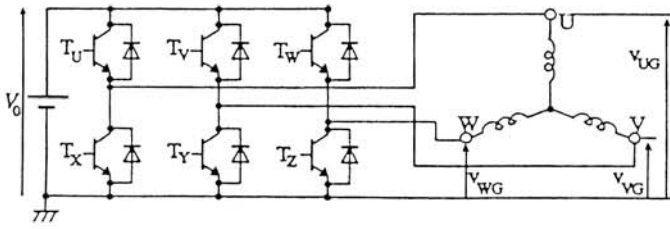


図3 / インバータの構成
Fig.3/Configuration of inverter

圧である。

電流の微分値 pi は、図4より式(5)を用いて次のように計算できる。

ただし、 p は微分演算子である。

$$\begin{aligned} V_o &= v_U - v_V \\ &= L_U pi + M_{UV} p(-i) + e_U - \{L_V p(-i) + M_{VU} pi + e_V\} \\ &= L_U pi + \frac{1}{2} L_V pi + e_U - \{L_V p(-i) - \frac{1}{2} L_U pi + e_V\} \\ &= \frac{3}{2} (L_U + L_V) pi + e_U - e_V \quad \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

したがって、

$$pi = \frac{2}{3} \frac{V_o - (e_U - e_V)}{L_U + L_V} \quad \dots\dots\dots (7)$$

開放相電圧 v_{WGU-Y} は、図4より式(5)、(7)を用いて次のように計算できる。

$$\begin{aligned} v_V &= L_V p(-i) + M_{VU} pi + e_V \\ &= -L_V pi - \frac{1}{2} L_U pi + e_V \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_W &= M_{WU} pi + M_{WV} p(-i) + e_W \\ &= -\frac{1}{2} L_U pi + \frac{1}{2} L_V pi + e_W \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

ゆえに、

$$\begin{aligned} v_{WG} &= v_W - v_V \\ &= \frac{L_V}{L_U + L_V} V_o - \frac{L_V}{L_U + L_V} (e_U - e_V) + e_W - e_V \quad \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

開放相電圧 v_{WGU-Y} には、式(10)より、インダクタンスの変化による位置情報と誘起電圧による速度情報が混在していることになる。そこで、V-X通電を行っている時の開放相電圧 v_{WGV-X} を用いて、誘起電圧すなわち速度の影響を除去することを考える。

V-X通電を行っている時の開放相電圧 v_{WGV-X} は、次式で

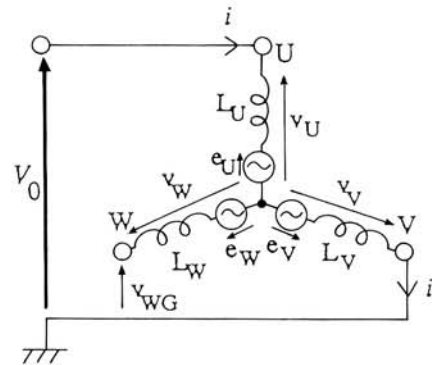


図4 / T_UとT_Vとが通電している時のモータ回路
Fig.4/Motor circuit in which T_U and T_V are on

示される。

$$v_{WGV-X} = \frac{L_U}{L_U + L_V} V_o - \frac{L_U}{L_U + L_V} (e_U - e_V) + e_W - e_U \quad \dots\dots\dots (11)$$

U-Y通電時の開放相電圧 v_{WGP-p} とV-X通電時の開放相電圧 v_{WGV-X} との差の絶対値 v_{WGP-p} は、式(10)(11)より、次式で示される。

$$v_{WGP-p} = |v_{WGU-Y} - v_{WGV-X}| = \left| \frac{L_V - L_U}{L_U + L_V} V_o \right| \quad \dots\dots\dots (12)$$

開放相電圧の差 v_{WGP-p} は誘起電圧の影響を受けないことに注目されたい。

開放相電圧の差 v_{WGP-p} が、ロータの位置に従って変化する様子を考察する。例えば、図1のようにロータの位置が $\theta_{rm} = 45^\circ$ の時の開放相電圧の差 v_{WGP-p} は次のように求められる。U相コイルに重なる導電性非磁性材料は6分割中3枚分であり、V相コイルにも3枚分が重なる。従って、図2より、 L_U, L_V は次式で表される。

$$L_U = L, \quad L_V = L \quad \dots\dots\dots (13)$$

式(12)、(13)より、開放相電圧の差 v_{WGP-p} は次式で示される。

$$v_{WGP-p} = 0 \quad \dots\dots\dots (14)$$

従って、電気角での位置 θ_{re} に対する開放相電圧の差 v_{WGP-p} の定性的な変化は図5で示される。ただし、 $\theta_{re} = 2 \theta_{rm}$ である。

この開放相電圧の差 v_{WGP-p} を極低速駆動のために利用することを考えると、開放相電圧の差は位置に従いなめらかに変化することが望ましい。このため、次章で述べるように導電性非磁性材料の貼付位置を調節する。

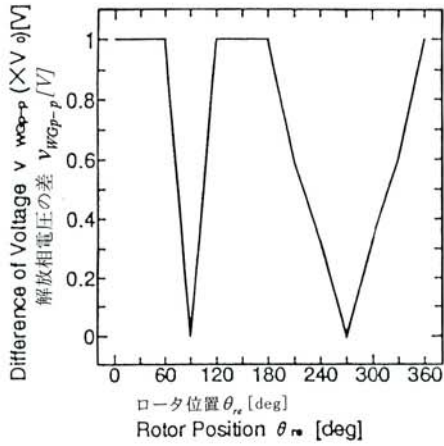


図5 / ロータ位置に対する開放相電圧の差 v_{WGP-P}
 Fig.5/Difference of voltage of opened phase v_{WGP-P}
 against rotor position

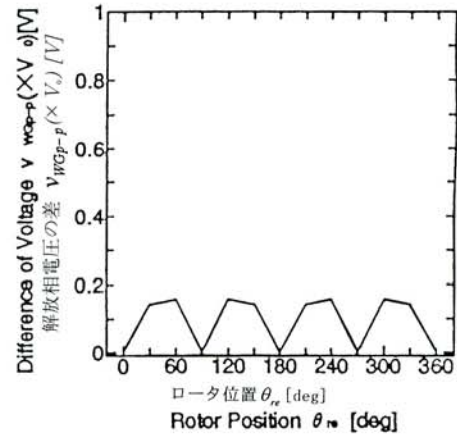


図7 / 非磁性材料を貼付していないときの開放相電圧の差 v_{WGP-P}
 Fig.7/Difference of voltage of opened phase v_{WGP-P}
 in which non-magnetic materials are not pasted

3 導電性非磁性材料の貼付位置

前章で、ロータの永久磁石のパーミアンスは空気と等しいとした。しかしながら、小型モータでは図6に示すような極配向着磁された永久磁石が用いられており、d軸パーミアンス ρ_d と q 軸パーミアンス ρ_q にわずかな差がある。従って、

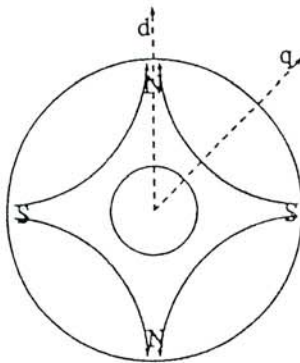


図6 / 極配向着磁されたロータ
 Fig.6/Rotor which has magnetization in direction of pole

円筒機にもかかわらず、導電性非磁性材料を貼付していないときでも、ロータの位置によってコイルのインダクタンスがわずかに変化し、開放相電圧も変化する。U-Y通電、V-X通電を交互に行っている時の位置 θ_{re} に対する開放相電圧の差の絶対値 v_{WGP-P} の変化を図7に示す。ただし、 $(\rho_d - \rho_q)/(\rho_d + \rho_q) = -0.1$ と仮定する。

重ねの理により、開放相電圧の差 v_{WGP-P} は、図5の波形と図7の波形から合成される。図5の波形は、導電性非磁性材料の貼付位置によって左右に平行移動するので、貼付位置を調節することによって、開放相電圧の差 v_{WGP-P} を、なめらかに変化させることが可能となる。これらのことから、導電性非磁性材料は図1に示すようにN極S極の極間をはさんで貼付した。

4 位置に対する開放相電圧の差の絶対値の測定

前章までの原理を確認するため、図3において、U-Y通電、V-X通電をデューティ50%で交互に行った時の開放相電圧 v_{WG} を測定する。ここで、モータは65Wである。導電性非磁性材料には、厚さ0.08mmのアルミ箔を用いた。通電周波数は、20kHzの高周波とした。図3における電圧 V_o は $V_o = 33V$ とした。

図8に、位置 $\theta_{re} = 180^\circ$ の時の、U相電圧 v_{UG} と開放相電圧 v_{WG} を示す。U相電圧 $v_{UG} = V_o$ の時には、U-Y通電がU相電圧 $v_{UG} = 0$ の時には、V-X通電が行われている。図8より、開放相電圧 v_{WG} は、巻線抵抗が存在するため一定値となることがわかるが、U-Y通電時のピーク値を v_{WGU-Y} 、V-X通電時のピーク値を v_{WGV-X} とする。

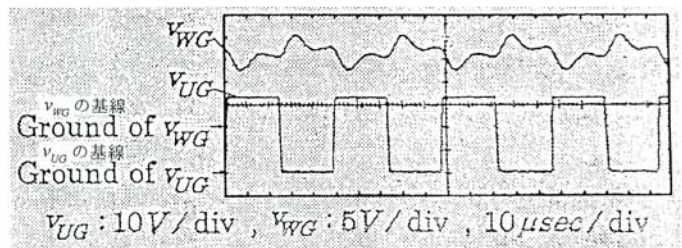


図8 / U相電圧と開放相電圧
 Fig.8/U-phase voltage and voltage of opened phase

位置 θ_{re} に対する開放相電圧の差の絶対値 v_{WGP-P} の値を図9に示す。図9より、開放相電圧の差は、図5の波形と図7の波形を合成したような波形となっており、位置に従ってなめらかに変化している。

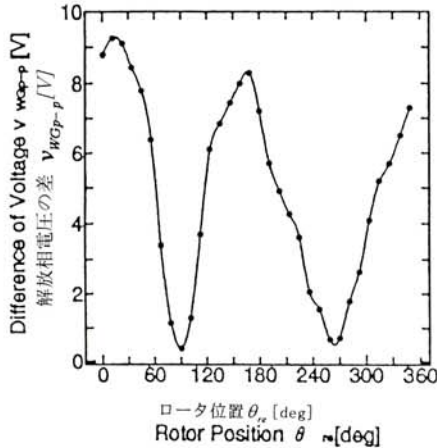


図9 / ロータ位置に対する開放相電圧の差 v_{WGp-p}
Fig.9/Difference of voltage of Opened phase v_{WGp-p} against rotor position

5 極低速運転の原理

5.1 120度通電

提案する手法の通電法は、120度通電法とする。U-Y通電とV-X通電を交互に繰り返す時、U-Y通電を行っている時間が長い通電法をU-V通電、V-X通電を行っている時間が長い通電法をV-U通電と定義する。例えば、デューティ65%のU-V通電は、U-Y通電の時間が65%、V-X通電の時間が35%で交互に繰り返す通電のことをいう。同様に、U-W通電、W-U通電、V-X通電、W-V通電を定義する。表1に示すように、位置に従って順次通電を切替える時、通電のデューティ比を変えることによって、トルクを制御することが可能となる。

表1 / 位置と通電状態の関係

Tab.1/Relation between position and conduction state

| 位置 θ_{re} (電気角) position θ_{re} (electrical angle) | 通電状態 conduction state |
|---|--------------------------|
| $330^\circ \sim 360(0)^\circ, 0^\circ \sim 30^\circ$ | V-U |
| $30^\circ \sim 90^\circ$ | W-U |
| $90^\circ \sim 150^\circ$ | W-V |
| $150^\circ \sim 210^\circ$ | U-V |
| $210^\circ \sim 270^\circ$ | U-W |
| $270^\circ \sim 330^\circ$ | V-W |

なお、120度通電の特徴として、各通電状態においてトルクは脈動する。すなわち 表1に示す各通電状態における位置 θ_{re} の中心がトルクの最大点となり、通電を切替える角度においては最大トルクの86%となる。

5.2 極低速運転の原理

U-V通電もしくはV-U通電を行っている時の開放相電圧の差の絶対値 v_{WGp-p} は、図9で示される。表1より、U-V通電を行っている時に、トルクが最大になる位置は、 $\theta_{re} = 180^\circ$ であり、V-U通電の時は $\theta_{re} = 0^\circ$ である。図9より、この角度は開放相電圧の差 v_{WGp-p} の極大点にちょうど一致する。従って、開放相電圧の差 v_{WGp-p} を観測し、 v_{WGp-p} が極大点を越え、次の通電に切替える角度に相当する電圧に低下した時に、次の通電に切替える。他の通電の時も同様に考えることにより、120度通電が可能となる。この方法は、誘起電圧によらないので、極低速域においてもセンサレス制御が可能となる。

6 極低速運転の実験

6.1 実験装置の構成

実験装置の構成を図10に示す。モータ、導電性非磁性材料、通電周波数、印加電圧 V_0 は4章で示した通りである。

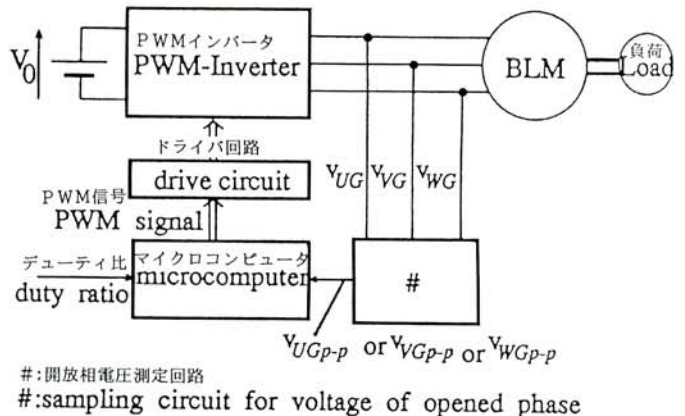


図10 / 実験装置の構成

Fig.10/Structure of experimental equipment

開放相電圧測定回路は、サンプルホールド回路、コンパレータ並びにアナログ演算回路からなり、開放相電圧 v_{UG} 、 v_{VG} 、 v_{WG} を用いて、開放相電圧の差 v_{UGp-p} 、 v_{VGp-p} 、 v_{WGp-p} を演算し、マイクロコンピュータに送る。

マイクロコンピュータは、H8/3048Fを用いた。マイクロコンピュータは、開放相電圧の差 v_{UGp-p} 、 v_{VGp-p} 、 v_{WGp-p} を用いて、通電状態を切替えるとともに、指定されたデューティ比のPWM信号をドライブ回路に送出し、インバータを駆動する。負荷は、プーリに重りを装着することによって実現している。

6.2 高負荷トルク時における起動および極低速運転

図10における負荷トルクは、0.145Nmとする。図10にお

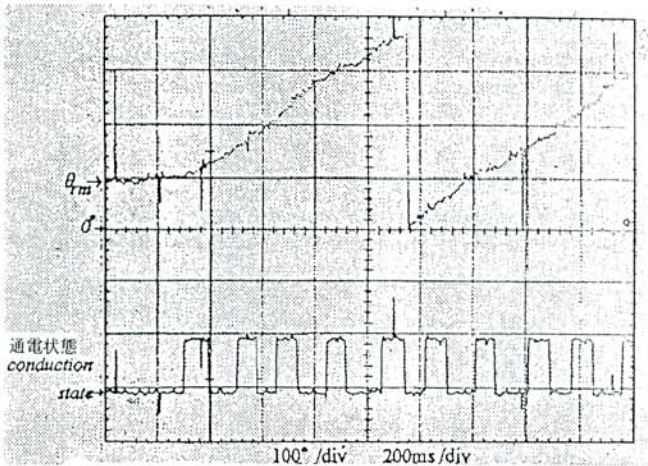


図11 / モータの起動と極低速運転

Fig.11/Starting and low speed drive of motor

いて、マイクロコンピュータに設定するPWMのデューティ比は、この負荷トルクを考慮し、リンク電圧33Vの時に0.194 Nmのトルクを発生できる75%とした。

モータの起動位置は、機械角で $\theta_{m0} = 94.5^\circ$ にセットする。当然のことながら、図10に示す実験装置は、この起動位置の情報をを用いない。

まず、既に報告した停止時における位置推定法⁽⁷⁸⁾を用いることにより、図10に示すマイクロコンピュータは、起動時における位置を推定し、最適な通電状態でデューティ比75%のPWM信号を発生させ、モータを起動させる。

モータが起動したら、5章で示した方法に従い、図10に示す開放相電圧測定回路は、開放相電圧 v_{UG} 、 v_{VG} 、 v_{WG} から、開放相電圧の差 v_{UGp-p} 、 v_{VGp-p} 、 v_{WGp-p} を演算する。マイクロコンピュータは、開放相電圧の差 v_{UGp-p} 、 v_{VGp-p} 、 v_{WGp-p} を用いて、位置に従って最適な通電状態に次々に切替え、その通電状態でデューティ比75%のPWM信号を発生させ、モータを回転させる。以上、述べた方法に従い、モータをセンサレスで、起動から極低速運転を経て、低速運転させた時の、エンコーダで観測した機械角での位置 θ_{rm} 及び通電状態切替え信号を図11に示す。図11に見られるパルス状の波形は、測定ノイズである。通電状態切替え信号は、立ち上がり及び立ち下がりの時に通電が切り替わったことを示している。

図11は、デューティ75%において出力できるトルクの77.4%の負荷トルク0.145Nmの状態では、逆転のない起動及び極低速運転を経て54rpmへのスムーズな加速が、センサレスで実現できていることを示している。すなわち、高負荷トルク時におけるセンサレス起動及び極低速運転が実現できていることを示している。このことは、誘起電圧が発生しない停止時における位置推定及び誘起電圧が極めて小さい極低速域でのセンサレス制御が、円筒機にもかかわらず実現できていることを示している。

7 まとめ

円筒形ブラシレスDCモータの高負荷トルク時におけるセンサレス起動及び極低速運転を実現するために、ロータ表面に導電性非磁性材料を貼付し、開放相電圧を測定することを提案した。提案する手法により、モータの出力できるトルクの77.4%の負荷トルクの状態では、逆転のない起動及び極低速運転を経て54rpmへのスムーズな加速が、センサレスで実現可能なことを実験により示した。

参考文献

- (1) K.Iizuka et al. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. IEEE Trans. Industry Applications, IA-21, No.4 : 595-601, 5/6 1985.
- (2) 内島他. 「センサレスブラシレスDCモータシステムの過渡応答」. 平成4年電気学会産業応用全国大会講演論文集, : 284-287, (平成7年). No.75.
- (3) 楊他. 「適応オブザーバによるブラシレスDCモータの位置センサレス制御」. 電気学会論文誌D, 113 : 579-586, (平成5-5).
- (4) 竹下他. 「電流推定誤差に基づくセンサレスブラシレスDCモータ制御」. 電気学会論文誌D, 115 : 420-427, (平成7-4).
- (5) M.Tomita, T.Senjyu, S.Doki and S.Okuma. Sensorless Control of Brushless DC Motors Using Disturbance Observers With an Adaptive Velocity Estimation. Proceedings of 1995 International Power Electronics Conference., 1 : 328-333,1995.
- (6) 渡辺他. 「センサレス突極形ブラシレスDCモータの零速度を含む低速駆動」. 平成8年電気学会全国大会講演論文集, 4 : 4-282-4-283, (平成8).
- (7) 富田, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流による開放相電圧の変化を用いた円筒形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 産業システム情報化研究会資料, IIS-96-6 : 47-54, (平成8).
- (8) 富田, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流による開放相電圧の変化を利用した円筒形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 平成8年電気学会全国大会講演論文集, 4 : 4-284-4-285, (平成8). No.897.
- (9) 富田, 佐藤, 道木, 大熊. 「うず電流を用いた非突極形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 平成

7年電気学会産業応用全国大会講演論文集, 2 : 35-38,
(平成7). No.121.

- (10) 藤田他. 「オープンコア形電磁誘導リニアアクチュエータの等価回路と推力特性」. マグネティックス, リニアドライブ合同研究会資料, MAG-92-114, LD-92-30 : 59-68 (1992).
- (11) 前田他. 「半閉磁路形単相交流リニアアクチュエータ」. 電気学会論文誌D, 108 : 749-756, (昭和63-8).
- (12) 宮入. 「電気・機械エネルギー変換工学」, chapter 2, page27. 丸善, (平成4).
- (13) M.Tomita, M.Satoh, H.Yamaguchi, S.Doki and S.Okuma. Sensorless Estimation of Rotor Position of Cylindrical Brushless DC Motors Using Eddy Current. 1996 4th International Workshop on Advanced Motion Control Proceedings, 1 of 2 : 24-28, 1996.

本文の出典元

平成8年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集