

ディジタル位同期ループを用いた
ブラシレス DC モータのセンサレス駆動システム

正 員 徐	炳 鴻
正 員 辻	敏 夫
非会員 高 橋	淳
非会員 大 内	繁 男
非会員 浜 津	恭 治
正 員 飯 島	雅 彦

電 気 學 會 論 文 誌 D
(產 業 応 用 部 門 誌)

平成 13 年 11 月 号 抜 刷

Trans. IEE of Japan, Vol. 121-D, No. 11, Nov., 2001

ディジタル位相同期ループを用いたブラシレス DC モータのセンサレス駆動システム

正員 徐炳鴻 (山本電気株式会社)
 正員 辻敏夫 (広島大学)
 非会員 高橋淳 (福島県ハイテクプラザ)
 非会員 大内繁男 (福島県ハイテクプラザ)
 非会員 浜津恭治 (山本電気株式会社)
 正員 飯島雅彦 (山本電気株式会社)

A Sensorless Drive System of Brushless DC Motors Using a Digital Phase Locked Loop

Bing Hong XU, Member (Yamamoto Electric Corporation), Toshio Tsuji, Member (Hiroshima University), Atsushi Takahashi, Non-member, Shigeo Ouchi, Non-member (Fukushima Technology Centre), Kyoji Hamatsu, Non-member, Masahiko Iijima, Member (Yamamoto Electric Corporation)

This paper proposes a sensorless drive system for Brushless DC (BLDC) motors using a Digital Phase Locked Loop (DPLL). The Back Electromotive Force (BEMF) voltage is measured from the motor windings to determine the permanent magnet rotor position using the DPLL, and a Pulse Width Modulation (PWM) limits the motor current for controlling the speed of BLDC motors. The proposed method can drive BLDC motors using an open loop control without stepping out. Also, the proposed method is compared with a control method with hall sensors, experimentally. Experimental results of the BLDC motor show the effectiveness of the proposed method.

キーワード：位置センサレス駆動、ディジタル位相同期ループ、PWM 電流制御、逆起電力、ブラシレス DC モータ

Key Word: position sensorless driver, digital phase locked loop, PWM current control, back electromotive force, brushless DC motor

1. まえがき

ブラシレス DC モータ (BLDC) は、誘導電動機に比較して小型、高効率、制御が容易という特徴を有しており、最近、その低コスト化や制御システムなどについての研究が盛んに行われている^{(1)～(4)}。BLDC モータを速度制御するにはロータの位置に応じて電流制御を行う必要があるため、通常、エンコーダ、レゾルバ、ホールなどの位置センサを使用する⁽⁵⁾。しかし、これらの位置センサは高価であり、また、位置センサを用いることにより、センサ基板、センサの配線およびモータの組立工程など煩雑な問題が生じてしまう。そこで、この BLDC モータの速度制御をセンサレス化することによってモータの小型、軽量、低価格化を実現するとともに、動作可能環境の拡大、信頼性の改善を行おうとする研究が数多く報告されている^{(6)～(22)}。

これらの研究は大きく二つの流れに分けることができる。一つは BLDC モータの停止時にローターの初期位置を位置センサレスで推定し、回転後、ローターの位置を推定しながらモータのトルクや速度などを制御する方法^{(7)～(10)}で、もう一つはモータが起動回転してから BLDC モータの速度を位置センサレス制御するという方法^{(11)～(22)}である。本論文では特に後者のアプローチに注目する。

楊ら⁽¹¹⁾はモデル規範型適応システムの理論に基づいて適応オプサーバを構成し、運転状態にある BLDC モータの位置と速度を推定する位置センサレス制御を提案した。富田ら⁽¹²⁾は適応スライディングオプサーバを構成し、これによる BLDC モータの位置・速度センサレス制御法を示した。また、花本ら⁽¹³⁾は拡張誘起電圧オプサーバを用いた BLDC モータのセンサレス制御法を提案し、Bolognani ら⁽¹⁴⁾は拡張カルマンフィルタ推定器によるロータ位置推定

アルゴリズムを提案している。さらに、Tatematsu⁽¹⁵⁾らは線形の低次オブサーバを用いてローターの回転速度を推定するセンサレスドライバを提案した。その他にも、電流ベクトルによるモータの再給電時の位置、速度推定のアルゴリズム⁽¹⁶⁾、ニューロ・ファジィを用いたセンサレス BLDC モータの推定値誤差補正法⁽¹⁷⁾などが提案されている。これらの方針はいずれもオープンループで BLDC モータを起動してからセンサレス制御を実現しているが、制御システム自体はかなり複雑なものになってしまう。また、オープンループでモータを起動する際に、脱調してしまう懼れもある。

一方、モータの逆起電力（BEMF）を利用して BLDC モータのセンサレスドライバの研究も進められており^{(18)～(22)}、120°通電駆動のセンサレス制御法には実用化されているものもある。しかしながら、それらは特定の用途、例えば、ハードディスクの冷却用ファンモータなど低・中回転速度のアプリケーションに限られている⁽²¹⁾。特に、高速回転での応用では電源電圧の変動や高周波のノイズなどから影響され、速度制御は難しいのが現状である⁽¹⁸⁾。なお、180°通電駆動でのセンサレス制御は一般に 120°通電駆動より難しく、実用されている応用例は少ない。

本論文ではこれらの問題を解決するために、文献(19)の構成法に基づいて、デジタル位相同期ループ(DPLL)を用いた位置センサレス検出と PWM 電流制御を併用した BLDC モータの新しいセンサレス駆動システムを提案する。本手法は比較的広い範囲のモータ回転速度に適用でき、BLDC モータの磁気音の低減、および効率向上を実現することができる。また、制御回路がコンパクトかつ低コストで実現できるという特徴を備えている。本論文では、さらに、BLDC モータをスムーズに起動するための新しいシーケンスを提案し、実機実験を行った。そして、本論文で提案する手法とセンサ付きの BLDC モータの速度制御装置⁽²³⁾との比較を行い、本手法の有効性を確認する。

2. 制御システムの構成

図 1 に本論文で提案する DPLL を用いた位置センサレス検出と PWM 電流制御を併用した駆動システムの構成を示す。これは DC バスの電流制御によってモータを駆動するシステムで、モータとインバータの間はモータ巻線の接続の

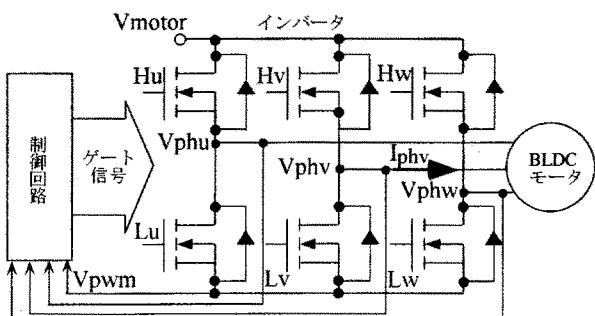


図 1 制御システム

Fig. 1. Control system

みである。センサレス位置検出のために巻線からは BEMF を検出する。また、PWM 電流制御のため、インバータにおいてパワーデバイス FET のソースからモータの線電流を検出する。

図 2 に、本手法を実現する制御回路のブロック線図を示す。以下、本手法の制御動作について説明する。まず、整流制御ロジックは BLDC モータの動特性に対応する適切な速度で BLDC モータをスムーズに起動する。次に、電圧制御発振器(VCO)、ループフィルタ、BEMF 位相検出器及び分周器で構成される DPLL(図 3 参照)はモータのロータ位置をセンサレス検出するとともに、BEMF の位相情報をしたがって周波数が変化するパルスを整流制御ロジックに出力する。そして、PWM 速度制御は、速度指令に対応するデューティを変化するための変調パルスを整流制御ロジックに出力する。最後に、整流制御ロジックでこれらの信号をシンセサイズして変調パルスを含んだ通電 120° ゲート駆動信号をインバータに出力し、BLDC モータの速度制御を実現する。

3. DPLL を用いた位置センサレス検出法

モータの BEMF によりロータの位置を検出する場合、巻線端子電圧に抵抗とインダクタンスによるインピーダンス電圧降下分や回転むらを生じるノイズなどが含まれるので、この端子電圧からローターの位置(回転位相)のみを取り出す工夫が必要となる⁽²⁰⁾。本論文ではこの問題に対して、DPLL を用いてローターの位置をセンサレスで検出する方法を提案する。DPLL の基本構成を図 3 に示す。この DPLL においてループフィルタは各種のノイズを低減し、電圧制御発振器は回転位相に応じた直流電圧信号によって変調パルスを出力する。さらに、デジタル分周器を用いて VCO

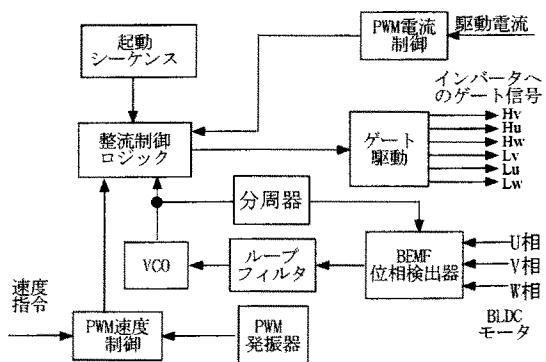


図 2 制御回路のブロック線図

Fig. 2. Block diagram of the control circuit

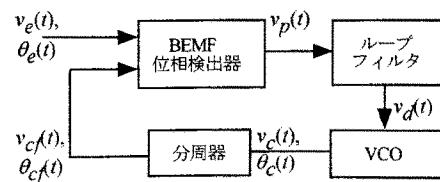


図 3 DPLL のブロック線図

Fig. 3. Block diagram of the DPLL

の出力パルスを分周し、巻線端子側の電圧降下とアナログノイズなどの影響を除去する。

多くの場合、DPLL の動作解析は自動制御理論により行なわれる。DPLL は本来非線形要素を含むが、本論文では、許容範囲内でラプラス変換による動作解析を行なう^{(24), (25)}。

図 3 の BEMF 位相検出器は、VCO 出力信号 $v_c(t)$ を分周数 N で分周した帰還信号 $v_{cf}(t)$ と BEMF 信号 $v_e(t)$ との位相角の差に対応するような電圧信号 $v_p(t)$ を発生させる。そして、ループフィルタは信号 $v_p(t)$ を平滑した制御電圧信号 $v_d(t)$ を VCO に出力し、VCO は制御電圧信号によって発振周波数を変化する。また、同図で $\theta_e(t), \theta_{cf}(t), \theta_c(t)$ はそれぞれ信号 $v_e(t), v_{cf}(t), v_c(t)$ の位相を表す。したがって、VCO は直流電圧制御信号に応じた周波数で発振する。また、端子電圧と基準電圧を比較することにより BEMF を検出することができる⁽²¹⁾。

ここで、ループフィルタはモータ駆動に伴う誘導ノイズや高周波ノイズを除去し、リップルのない直流電圧制御信号を得るために必要で、DPLL 一巡ループの応答特性を左右する重要な役割を果たしている。しかしながら、DPLL は負帰還路なので、DPLL 一巡ループのゲインが 1 になる角周波数の時、出力信号の位相遅れが 180 度になると、DPLL 一巡ループの動作が不安定になる。これに対して本手法は図 4 に示すループフィルタを使用する。

ここでは、ループフィルタの解析を行ない、各構成要素の設計式を導出する。図 4 によって、ループフィルタの伝達関数 $F(s)$ は

$$F(s) = \frac{sRC_2 + 1}{s^2RC_1C_2 + s(C_1 + C_2)} \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

で与えられる。

また、図 3において分周器の伝達関数は、プログラマブル・ディバイダ (Programmable divider) による時間遅延が十分小さい場合、 $1/N$ で表される。そして、VCO が制御電圧信号の積分器として動作するので、VCO の伝達関数は K_v/s とおくことができる⁽²⁴⁾。ただし、 K_v はゲインである。したがって、DPLL 一巡ループの伝達関数 $H_L(s)$ は

$$H_L(s) = K_p F(s) \frac{K_v}{s} \frac{1}{N} \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

と導くことができる。ここで、BEMF 位相検出器は BEMF 信号と分周期から出力信号を入力信号とし、二つの信号を比較してその位相差に応じた電圧信号を出力するので、この位相検出器の特性をゲイン K_p で近似している。(1) 式を (2) 式に代入すると、伝達関数 $H_L(s)$ は

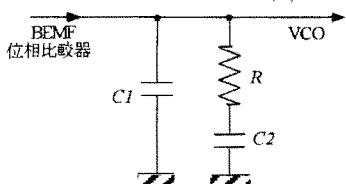


図 4 ループフィルタの構成

Fig. 4. Structure of the loop filter

$$H_L(s) = \frac{K_p K_v}{N} \frac{sRC_2 + 1}{s^2[sRC_1C_2 + (C_1 + C_2)]} \quad \dots \dots \dots \quad (3)$$

になる。

(3) 式は複素平面の原点で二つの極点を有するため、位相遅れが 180 度となり、この DPLL 一巡ループは不安定になる可能性がある。そこで、(3) 式では安定化のため、伝達関数 $H_L(s)$ の振幅 $|H_L(j\omega)|$ が 1 になる角周波数の付近で、位相進み補償を行なっている。これによってゲインクロスオーバ周波数付近で適当な位相余裕を確保でき、系の安定性を向上することができる。

ここで、ループゲイン K_L を $K_L = K_p K_v / N$ とおくと、(3) 式の伝達関数 $H_L(s)$ は

$$H_L(s) = K_L \frac{s + \omega_z}{s^2 C_1 (s + \omega_p)} \quad \dots \dots \dots \quad (4)$$

となる。ただし、 ω_p, ω_z はそれぞれ極点、零点の角周波数、

$$\omega_p = (C_1 + C_2) / (R C_1 C_2) \quad \dots \dots \dots \quad (5)$$

$$\omega_z = 1 / (R C_2) \quad \dots \dots \dots \quad (6)$$

である。

一方、極点の角周波数 ω_p を零点の角周波数 ω_z の Λ 倍とすると、

$$\omega_p = \Lambda \omega_z \quad \dots \dots \dots \quad (7)$$

と書くことができる。モータ動作速度範囲をカバーすることを考えると、最大位相進みを行なう最大進み角周波数 ω_g は極点と零点の角周波数の幾何平均値

$$\omega_g = \sqrt{\omega_z \omega_p} = \sqrt{\Lambda} \omega_z \quad \dots \dots \dots \quad (8)$$

で求められる。DPLL 一巡ループの位相余裕を上げるために、この最大進み角周波数に基づいてループフィルタを設計する。

いま、単位ステップ入力に対する (4) 式の出力応答の安定時間 t_s を求めると

$$t_s = -\ln(\frac{\rho}{100}) / \zeta \omega_n \quad \dots \dots \dots \quad (9)$$

となる。ただし、 ζ は減衰係数、 ω_n は固有角周波数、 ρ は DPLL サイクルに対して DPLL 一巡ループの安定度を示すセッティングタイム定数である⁽²⁵⁾。

このとき、 N_c 回の DPLL サイクル内に DPLL 一巡ループの応答を安定させるための安定時間 t_s は

$$t_s = N_c / f_m \quad \dots \dots \dots \quad (10)$$

となる。ここで、 f_m は BLDC モータ速度の平均周波数である。

また、(4) 式において二次ループフィルタの角周波数 ω_g を

$$\omega_g = 2\zeta\omega_n \quad \dots \dots \dots \quad (11)$$

とすると、(9), (10) 式より、

$$\omega_g = -2\ln\left(\frac{\rho}{100}\right)\frac{f_m}{N_c} \quad \dots \dots \dots \quad (12)$$

となる。結局、(8), (12) 式によって、零点の角周波数 ω_z は

$$\omega_z = -2\ln\left(\frac{\rho}{100}\right)\frac{f_m}{N_c\sqrt{\Lambda}} \quad \dots \dots \dots \quad (13)$$

で与えられる。

角周波数 ω_g において最大位相進みを行なったとき、(3) 式の振幅 $|H_L(j\omega_g)|$ が 1 になるとすると、

$$|H_L(j\omega_g)| = K_L \frac{\sqrt{\omega_g^2 + \omega_z^2}}{\omega_g^2 C_1 \sqrt{\omega_g^2 + \omega_p^2}} = 1 \quad \dots \dots \dots \quad (14)$$

が得られる。(8), (12), (13) 式を (14) 式に代入すると、ループフィルタのコンデンサ C_1 は

$$C_1 = \frac{K_L N_c^2}{4\sqrt{\Lambda} \ln(\rho/100)^2 f_m^2} \quad \dots \dots \dots \quad (15)$$

となる。(5), (6), (7) 式により、コンデンサ C_2 は

$$C_2 = C_1(\Lambda - 1) \quad \dots \dots \dots \quad (16)$$

で求められる。さらに、(6), (13), (16) 式から、抵抗 R は

$$R = 2\Lambda \ln(\rho/100) \frac{f_m}{N_c K_L (1 - \Lambda)} \quad \dots \dots \dots \quad (17)$$

で計算される。以上より、ループフィルタに含まれる各パラメータを決定することができた。

4. BLDC モータの起動シーケンス

一般に、従来の起動手法では BLDC モータがローター位置と無関係な強制転流を受けると、脱調、あるいは、回転できない可能性がある。そのため、ローターが静止状態から逆起電力を検出できる回転速度に達成するまでの時間は、試行錯誤によって決める場合がほとんどである。そこで、本論文では BLDC モータをスムーズに起動するため新しい起動シーケンス（図 5）を提案する。この方法は、位置リセットモード、回転加速モード及び回転速度制御モードによって構成されている。各モードの時間の長さは、負荷とローターの慣性モーメント、モータ内部摩擦の損失などの要因を考慮したモータの運動方程式から計算することができる。モータの起動シーケンスを従来法よりも一

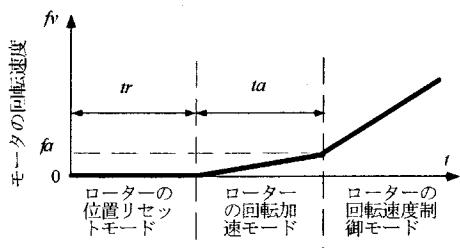


図 5 BLDC モータの起動シーケンス

Fig. 5. Start-up sequence of BLDC motors

般的に決定することが可能となる。したがって、モータ負荷の変化に応じてローターの位置セット時間、回転加速時間と調節することにより、負荷にある程度の変化があってもモータをスムーズに起動することが可能である。

以下、図 5 の起動シーケンスを説明する。まず、BLDC モータを起動する際、所定位置にロータが止まるまでの時間 t_r まではロータ位置のリセットモードを実行する。つぎに、加速モードで時間 t_a 内にモータを一定速度まで加速する。そして、モータの回転速度が f_a に達した時、DPLL 一巡ループは BEMF を検出することが可能となり、ループフィルタの出力直流電圧は速度指令電圧まで上昇する。その後、モータの回転モードが実行される。

リセット時間 t_r 内では、二つのハイサイドと一つのローサイドの FET をオンする。励磁電流が巻線に流れると、発生したステーター磁場はロータを所定位置にロックする。しかし、時間 t_r を長くすると、モータの起動電流は増加し、効率が下がる。逆に、時間 t_r を短くしすぎると、ロータは所定位置まで戻らずに起動し、脱調を起こす可能性が高くなる。そのため、時間 t_r の設定法を検討する必要がある。

いま、DC モータの動特性より、所定位置にロータを停止させるためのリセットトルク τ とロータの回転角 θ との関係は次式となる。

$$\tau = J \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad \dots \dots \dots \quad (18)$$

J はロータと負荷の慣性モーメントである。

一方、このリセットトルク τ がローターの現在位置と所定の停止位置の間の回転角 θ に比例する場合は、

$$\tau = \kappa\theta \quad \dots \dots \dots \quad (19)$$

になる⁽²⁶⁾。ただし、 θ は十分小さい角度とする。ここで、 κ はモータの極数とトルク定数に関連するリセットトルク定数である⁽²⁷⁾。

そして、うず電流、モータ内部摩擦などの損失を考慮すると、(18), (19) 式より、次式が得られる。

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \sigma \frac{d\theta}{dt} - \kappa\theta = 0 \quad \dots \dots \dots \quad (20)$$

ただし、 σ は上述の損失を表す損失定数である。

(20) 式を解くと、共振周波数 f_r は

$$f_r = \sqrt{\frac{\kappa}{J}} / \gamma \quad \dots \dots \dots \quad (21)$$

となる。ここで、 γ は減衰及び他の非線形要因での損失を含む総合損失定数である。したがって、リセット時間 t_r は

$$t_r = \gamma / \sqrt{\frac{\kappa}{J}} \quad \dots \dots \dots \quad (22)$$

で求められる。

また、加速時間 t_a は、慣性モーメント J と VCO のゲイン K_v に比例し、モータの逆起電圧定数 K_t に反比例することにより、

$$t_a = \xi \frac{J K_v}{K_t} \quad \dots \dots \dots \quad (23)$$

となる。ただし、 ξ は加速度定数である。

5. 実験

本論文で提案した手法の有効性を確認するため、実機を用いた検証実験を行い、その実験結果をホールセンサ付 BLDC モータの速度制御装置⁽²³⁾と比較した。表 1 に実験用の BLDC モータのパラメータを示す。

まず、2次のループフィルタでは、ステップ応答におけるオーバーシュート量を小さくするために減衰係数 ζ は 0.7 とし、同時にセッティング時間(リセット時間)を短くするためセッティングタイム定数 ρ は 3 とした⁽²⁸⁾。次に、VCO の出力信号に対して DPLL ループはできるだけ素早く応答し安定な速度制御を実現する必要がある。しかし、DPLL サイクル回数の設定が少ない場合には、限られた短い応答時間内に VCO の出力信号を十分にフィルタできず安定な速度制御を達成することは難しい。逆に、サイクル回数を多目に設定すると、ローターは回転が始まるまで所定の位置にロックされる時間が長くなりモータの発熱・エネルギー損失が増加する。また、ループの極点と零点の角周波数の設定はモータ動作速度範囲をカバーする必要があるが、極点と零点の角周波数はお互いに離れすぎると、電磁気などのノイズがループに入りやすくなり、モータの回転ムラを起こす可能性が高くなる。本論文では試行錯誤的に実験を行い、DPLL サイクル回数 N_c を 20、極点と零点の角周波数の倍率 A を 10 とした。平均周波数 f_m はローターの極数 P と (8) 式の幾何平均値 ω_g に比例するので、 $f_m = 0.2655 \cdot P \cdot \omega_g = 195$ Hz、ループゲインは 0.02 coul²/kg m²と計算された。

また、PWM の周波数 f_{PWM} が低すぎると、モータの磁気ひずみ影響による可聴ノイズが生じること、及び、 f_{PWM} が高すぎる場合にはインバータのスイッチング損失が増加することを考慮し、 $f_{PWM}=30$ kHzとした。本手法では通電角 120°なので、DPLL の分周器の N は 6 となる。総合損失定数 γ 、加速度定数 ξ とリセットトルク定数 κ は、電源のトランジスタ、ローターと負荷の慣性モーメントの誤差、及び摩擦などの複雑な非線形要因に関連するが、一般的に、小型モータに対しては損失定数 γ は 0.3 ~ 0.6、加速度定数 ξ は 0.5 ~ 0.9、リセットトルク定数 κ は 0.4 ~ 0.8 となる。これらのパラメータの一般的な決定法の確立については今

表 1 実験用 BLDC モータのパラメータ
Table 1. Parameters of the BLDC motor used in the experiment

項目	値
モータの極数	4
逆起電力定数	0.0383 V·s/Rad
ローターの慣性モーメント	1.85E-4 kg·cm ²
負荷の慣性モーメント	25.15E-4 kg·cm ²
巻線抵抗	0.136 Ω
巻線インダクタンス	0.226 mH

後の研究課題と考えている。本論文では区間 2 分法⁽³⁰⁾による実験を行い、 $\gamma = 4.28$ 、 $\xi = 83.3$ 、 $\kappa = 0.7$ Nm/A を求め、さらに、(22)、(23) 式からリセット時間 $t_r = 0.622$ s、加速時間 $t_a = 0.108$ s を算出した。起動シーケンスにおいては減衰係数 ζ などにより、定数 $\gamma = 4.28$ 、加速度定数 $\xi = 83.3$ 、リセットトルク定数 $\kappa = 0.7$ Nm/A を決定し⁽²⁹⁾、(22)、(23) 式からリセット時間 $t_r = 0.622$ s、加速時間 $t_a = 0.108$ s を算出した。

次に、(15)、(16)、(17) 式によってループフィルタの $C_1 = 1.291 \mu\text{F}$ 、 $C_2 = 11.621 \mu\text{F}$ 、 $R = 3.997 \text{ k}\Omega$ が得られた。図 6 は設計したループフィルタを用いた DPLL 一巡ループのボード線図である。振幅が 0dB の時、位相余裕が約 55°まで上がり、DPLL 一巡ループは安定であることがわかる。

図 7 に、モータ駆動電圧として 12V を使用した時に計測した V 相巻線の端子電圧 V_{phv} と相電流 I_{phv} (図 1 参照)、ループフィルタの出力 V_d と VCO の出力 V_c (図 3 参照) を示す。ループフィルタは BEMF 位相検出器からの位相誤差信号を平滑化した制御電圧信号 V_d を VCO に出力し、これによって VCO が発振パルス信号 V_c を整流制御ロジックに出力する。そして、それらの信号位相にしたがって波形の良い相電流が生じている。各波形の位相関係により、位置センサレス検出プロセスが正しく動作している様子がわかる。

図 8 に BLDC モータを 10,158RPM($1/\Delta t = 169.3$ Hz) で定常運転した場合の実験結果を示す。図は相電流 I_{phv} 及び図 3 における H_v 、 H_u 、 H_w のゲート信号 V_v 、 V_u 、 V_w の時間変化を示している。図 8 の通電角 120°の正しい矩形波及び良好な相電流波形から、モータは定速でスマーズに運転しており、DPLL を用いた安定な位置センサレス制御を実現できていることがわかる。

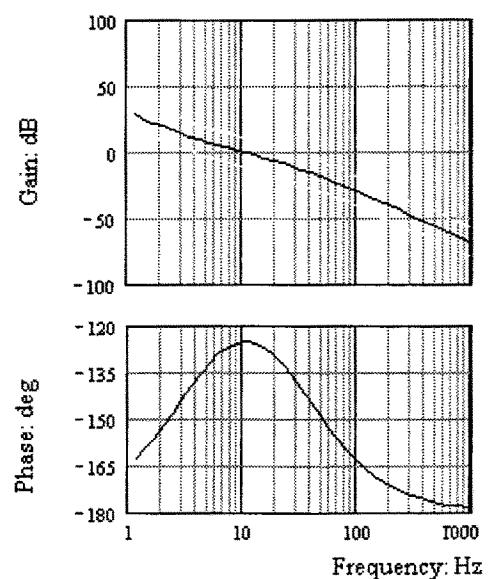


図 6 DPLL 一巡ループのボード線図

Fig. 6. Bode's diagram of the open-loop transfer function of the DPLL

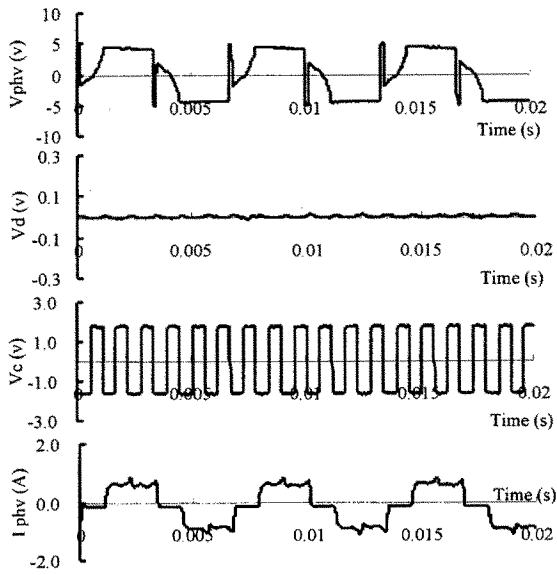


図 7 DPLL によるセンサレス制御の実験結果
Fig. 7. Experimental results of sensorless control using DPLL

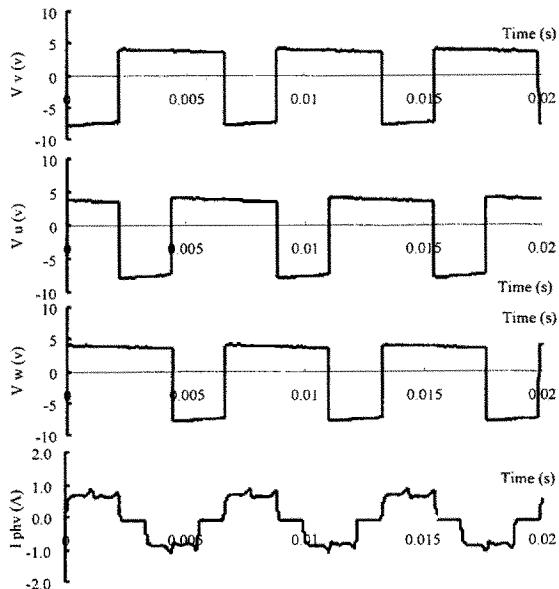


図 8 定常運転時の実験結果

Fig. 8. Experimental results in steady state

図 9に L_u , L_w ゲート信号 V_{lsu} , V_{lsw} 及び V_{pwm} (図 1参照), V 相巻線の相電流 I_{phv} を示す。信号 V_{pwm} は一定のオフタイム PWM 電流制御によって制御されるモータ駆動電流から得たもので、PWM 電流制御の位相情報を表す。本手法の駆動方式は 120° 通電なので、6つの V_{pwm} パルス信号が一つのモータ整流周期となる⁽²¹⁾。図 9の各波形を見ると、相電流 I_{phv} の1周期が6つの V_{pwm} パルスと対応しており、PWM 電流制御の位相が相電流、ゲート信号と正しい位相関係を保っていることがわかる。

次に、モータ負荷の変化に対する本手法の速度制御特性を確認するための実験を行った。図 10に V 相巻線の無負

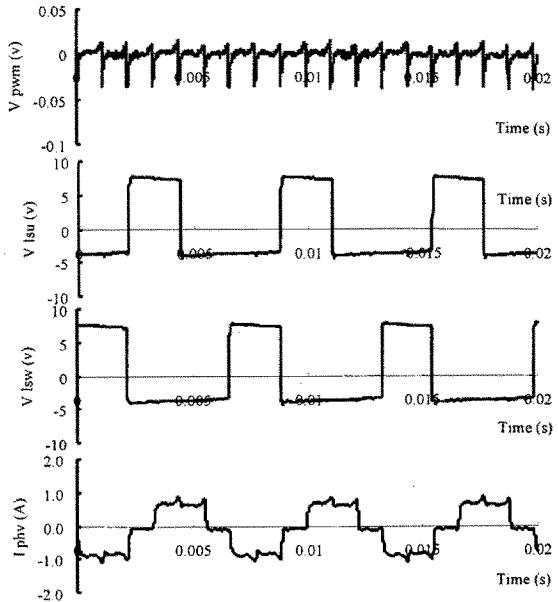


図 9 PWM 電流制御の実験結果
Fig. 9. Results of the PWM current control

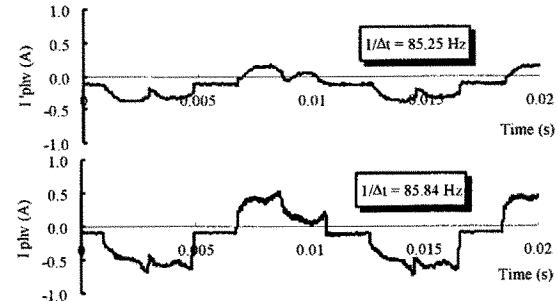


図 10 負荷変化の実験結果
Fig. 10. Experimental results in the varied load

荷(ファンなし)時の相電流 I'_{phv} と負荷がある(ファン付き)場合の相電流 I_{phv} を示す。負荷がある場合の相電流 I_{phv} に比べると、負荷がない場合の相電流 I'_{phv} は実効値が小さい。また、両者の波形の周期差は約 0.6Hz であり、有負荷時の速度に対して誤差率が $0.6\text{Hz}/85.84\text{Hz}=0.7014\%$ であった。また、モータの負荷を $1.85 \times 10^{-4}\text{kg}\cdot\text{cm}^2$ から $2.7 \times 10^{-3}\text{kg}\cdot\text{cm}^2$ まで約 15 倍変化させた場合でも、モータは脱調せずにスムーズに起動することを確認した。

さらに、本手法を用いて高速回転実験を行うため、モータ駆動電圧を 35V とし、高速回転数に合わせたループフィルタの抵抗とコンデンサを用いた。図 11には回転数 21,000 RPM の時の V 相巻線の端子電圧 V_{phv} と相電流 I_{phv} の波形、図 12には速度制御によって制御される回転数 5,100 RPM の時の V 相巻線の相電流 I_{phv} の波形を示す。図 11、図 12を見ると、広い範囲の回転数で使用される高速回転モータにも適用できる可能性があることがわかる。より詳細な速度制御可能範囲については、今後明らかにしたいと考えている。また、本論文で扱った実験条件下ではモータが脱調しないことを確認したが、脱調しにくさの評価については

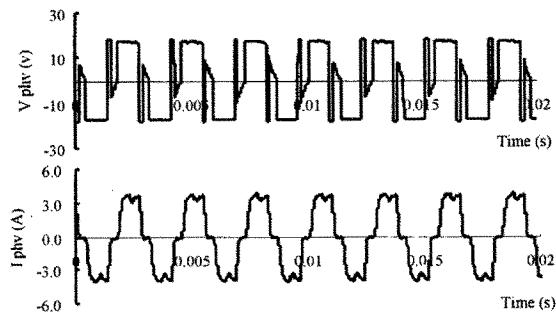


図 11 高速回転時の実験結果

Fig. 11. Experimental results under the high speed

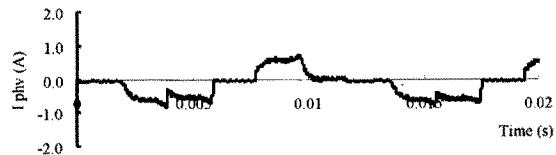


図 12 速度制御を用いた場合の実験結果

Fig. 12. Experimental results using speed control

今後の研究課題と考えている。

最後に、図 13 に本手法とセンサ付速度制御装置⁽²³⁾を比較した実験結果を示す。図 13 から、センサ付速度制御装置の相電流波形(細線)は変動が激しく、振幅が大きいことがわかる。また、波形の立ち上り前の時間 t_1 が下降後の時間 t_2 より約 1.9 倍長い。このため、励磁時間のタイミングが崩れ、BLDC モータの効率が下がるとともに、磁気音が増加し、回転ムラに悪影響を及ぼしている。この原因はホールセンサの取り付け位置によるものと考えられる。これに対して、本手法の結果はセンサ付速度制御装置より相電流の振幅が 20 % 小さく、励磁時間のタイミングがよい。制御された BLDC モータはスムーズに回転し、静音、効率向上が実現できることが明らかになった。なお、一般に BLDC モータではセンサを用いなくても直流電圧により回転速度をある程度調節することができるが、AC サーボモータのように正確な速度制御を実現することは難しい。本手法を用いることにより、センサレスでもかなり正確な速度制御を実現できることがわかる。

本手法では、起動シーケンスがロータのリセット位置を設定するので、モータが起動するとき、ロータはリセット位置まで微小な角度逆戻りしてから起動する可能性があり、モータの応答特性が厳しく要求される場合は適用が難しい。この問題は今後の研究課題の一つであるが、一般に駆動源として使用されているモータ、例えば、図 14 に示すファンモータ、ポンプモータなどには十分適用可能であると考えている。

6. む す び

本論文では、DPLL を用いた位置センサレス検出と PWM 電流制御を併用した BLDC モータのセンサレス駆動システ

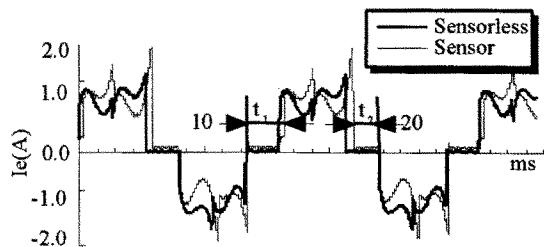


図 13 センサレスとセンサ付制御の実験結果比較

Fig. 13. Comparison of the experimental results between the sensorless and sensor control



図 14 従来のセンサ付 BLDC モータと開発したセンサレス BLDC モータ

Fig. 14. The Brushless DC motors with and without sensors

ムを提案した。まず、本論文では、DPLL の一巡ループの安定性を検証し、相電圧から BEMF の位相情報を DPLL を用いて正確に取り出す方法を示した。そして、モータの動特性に合わせた新しい起動シーケンスを提案し、確実かつ安定なモータの起動を実現した。本手法を実現する回路のコストはホールセンサ付速度制御装置⁽²³⁾より約 33 % 低下し、センサレス化によって BLDC モータ本体のコストを約 15 % 削減することができた。そして、実機実験によつて、本手法が高速回転時の BLDC モータにも適用できること、モータ音が少なく効率のよい運転が実現できることを確認した。さらに、本手法は負荷にある程度の変化があつてもモータをスムーズに起動でき、速度制御を正確に実行できることが明らかになった。

ただし、本手法では、モータの回転速度が 0 の付近では実質的に逆起電力からローターの位置情報が確保できずセンサレス駆動が困難となる。この点は今度研究課題と考えている。

なお、本研究の一部は（財）福島県産業振興センターから平成 10 年度集中的開発研究促進事業助成金を受けており、関係各位に謝意を表す。

（平成 13 年 1 月 4 日受付、同 13 年 7 月 6 日再受付）

文 献

- (1) L. Ben-Brahim: Motor Speed Identification via Neural Net-

- works, IEEE/IAS, Magazine, Jan/Feb., 28-32, 1995
- (2) B. J. Chaimers, et. al: Variable-Frequency Synchronous Motor Drive for Electric Vehicles, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 32, No. 4, 896-903, 1996
 - (3) Y. Li, T. A. Walls, J. D. Loyd and J. L. Skinner: A Novel Two-Phase BPM Drive System with High Power Density and Low Cost, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 34, No.5, 1072-1080, 1998
 - (4) S. Williamson and M. S. Boger: Impact of Inter-Bar Currents on the Performance of the Brushless Doubly Fed Motor, IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol. 35, No.2, 435-460, 1999
 - (5) 丸島国義・谷口敏幸:「磁気変調形差動レゾルバを内蔵したブラシレスDCモータの速度制御」, 電学論D, 118, 1352-1360, 1998
 - (6) 小笠原悟司・藍原隆司・本田幸夫・森真人:「永久磁石シンクロナスマータの制御法」, 平成10年電気学会産業応用部門全国大会, S.9-3,(1998)
 - (7) R. Mizutani, T. Takeshita and N. Matsui: Current Model-Based Sensorless Drivers of Salient-pole PMSM at Low Speed and Standstill, IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol.34, No.4, 841-846, 1998
 - (8) 竹下隆晴・市川誠・松井信行・山田英治・水谷良治:「センサレス突極形ブラシレスDCモータの初期位置角推定法」, 電学D, 116, 736-742, (1996-7)
 - (9) 富田睦雄・山口英之・道木慎二・大熊繁:「うず電流による開放相電圧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停止位置推定法」, 電学D, 117, 1205-1211, (1997-10)
 - (10) 陳志謙・富田睦雄・千住智信・道木慎二・大熊繁:「外乱オブサーバと速度適応同定にする円筒形ブラシレスDCモータの位置・速度センサレス制御」, 電学D, 118, 828-835, (1998-7, 8)
 - (11) 楊耕・富岡理知子・中野求・金東海:「適応オブサーバによるブラシレスDCモータの位置センサレス制御」, 電学D, 113, 579-586, (1993-3)
 - (12) 富田睦雄・道木慎二・大熊繁:「適応スライディングオブサーバによるブラシレスDCモータのための位置・速度センサレス制御」, 電学D, 115, 765-774, (1995-6)
 - (13) 花本剛士・原英博・田中良明・辻輝生:「拡張誘起電圧オブサーバを用いたBLDCMのセンサレス制御」, 電学D, 118, 1089-1090, (1998-9)
 - (14) S. Bolognani, R. Oboe and M. Zigliotto: Sensorless Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position, IEEE Trans. Ind. Electron. Vol.46, No.1, 184-191, (1999)
 - (15) K. Tatematsu, et al.: New Approaches with Sensorless Drives, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 6, No. 4, 44-50, July/Aug., (2000)
 - (16) 竹下隆晴・臼井明・渡辺淳一・松井信行:「再給電時のセンサレス永久磁石形同期電動機の制御」, 電学D, 118, 1443-1449, (1998-12)
 - (17) 笠展幸・渡辺博己:「ニューロ・ファジイによるセンサレス突極形ブラシレスDCモータの推定値誤差の補正法」, 電学D, 118, 186-192, (1998-2)
 - (18) 大田久義・土本僚一・久保田久夫・松瀬貴規:「センサレスブラシレスDCモータの直流電源電圧変動時のドライブ安定性」, 平成10年電気学会産業応用部門全国大会, 59-62, (1998)
 - (19) 徐炳鴻・辻敏夫・浜津恭治・飯島雅彦:「BLDCモータの位置センサレス制御の構成法」, 平成11年電気学会全国大会講演論文集, 5-30/31, (1999)
 - (20) 遠藤常博:「台形波着磁ブラシレスモータのセンサレス制御」, '93モータ技術シンポジウム, B4-2-1/8, (1993)
 - (21) 長竹和夫:「家電用モータ・インバータ技術」, 日刊工業新聞社, 86-94, (2000)
 - (22) 見城尚志・永守重信:「新・ブラシレスモータ」, 総合電子出版社, 79-87, (2000)
 - (23) 飯島雅彦:「ブラシレスモータの速度制御装置」, 特許第2679879(特許公報, 平9-2679879)
 - (24) 小沢利行:「PLL周波数センセサイサ・回路設計法」, 総合電子出版社, (1994)
 - (25) John L. Stensby: Phase-Locked Loops, CRC press, (1997)
 - (26) 土手康彦, 木下斌:「ブラシレスサーボモータの基礎と応用」, 総合電子出版社, 199-204, (1985)
 - (27) Duane C. Hanselman: Brushless Permanent-Magnet Motor Design, McGraw-Hill, Inc. (1994)
 - (28) 足立修一:制御工学, 東京電気大学出版局, (1999)
 - (29) 徐炳鴻他:「デジタル位相同期ループを用いたブラシレスDCモータのセンサレス駆動装置及び方法」, 特願平11-235524, (1999)
 - (30) G. J. Borse: Numerical Method with MATLAB, PWS Publishing Company, (1997)

徐炳鴻 (正員) 1949年11月30日生, 1988年中国上海科学技術大学大学院修士課程修了。上海建築材料工業学院講師を経て, 1997年3月広島大学大学院工学研究科博士課程後期修了。同年4月山本電気(株)に入社。ニューラルネット, パワーエレクトロニクス, モーションコントロールなどの研究に従事。現在同社技術管理部次長。工学博士。IEEE, 電気学会, 計測自動制御学会などの会員。

辻敏夫 (正員) 1959年12月25日生。1985年広島大学大学院工学研究科博士課程前期修了。同年同大学工学部助手, 1994年同助教授, 現在に至る。人間とロボットの運動制御, ニューラルネット, マン・マシンシステムなどの研究に従事。工学博士。IEEE, 計測自動制御学会, 日本機械学会, 日本ロボット学会, 電子情報通信学会, バイオメカニズム学会, 日本人間工学会の会員。

高橋淳 (非会員) 1958年1月15日生。1983年3月秋田大学大学院鉱山学研究科修士課程電子工学専攻修了。同年福島県福島工業試験場研究員。マイクロコンピュータの応用, 画像処理, EMI, マルチプロセッサシステム, DSPとFPGAを使ったモータ制御回路などの研究開発に従事。現在福島県ハイテクプラザ応用技術部専門研究員兼システム制御科長。電子情報通信学会会員。

大内繁男 (非会員) 1964年12月22日生。1988年3月山形大学工学部電子工学科卒業。同年アンリツ株式会社入社。測定器の開発に従事。1994年福島県ハイテクプラザ研究員。画像処理, EMI, マルチプロセッサシステム, DSPとFPGAを使ったモータ制御回路などの研究開発に従事。現在福島県ハイテクプラザ応用技術部システム制御科副主任研究員。

浜津恭治 (非会員) 1953年6月19日生。1975年3月日本大学工学部電気科卒業。同年4月山本電気株式会社入社。主として制御システム, パワーエレクトロニクス, モーションコントロール, モータドライバ, 磁場解析などの研究開発に従事。現在同社技術管理部部長。

飯島雅彦 (正員) 1955年3月1日生。1978年3月東海大学工学部応用物理学科卒業。1985年山本電気株式会社入社。主としてモータ制御回路及びソフトなどの開発に従事。現在同社管理本部課長。電気学会会員。