

内部モデル原理に基づく BLDCM の正弦波ダイレクト駆動について

○郭 海蛟 (東北学院大学) 望月 健人 (関西電力) 一ノ倉 理 (東北大学)

A Study on Sine-Direct Driving of BLDCM Using Internal Model Principle

*H. J. Guo (Tohoku Gakuin University), K. Mochizuki (Kansai Electric Power),
 and O. Ichinokura (Tohoku University)

Abstract— A new control method of BLDCM based on “Internal Model Principle” has been discussed. Considering the desired current in driving BLDCM is sinusoidal waveform, we introduce a transfer function containe the lossless resonant element into the current control loop and verify that the current steady-state error can be completely eliminated. Then the design method of the current controller parameters is discussed. To confirm the effectiveness of the proposed control method, an experimental system has been constructed and many interesting experimental result have been obtained.

Keywords: Internal model principle, BLDCM, Lossless resonant element, Motor driving.

1 はじめに

BLDCMを駆動する方法としては、三相の正弦波による駆動がよく知られている。また、サーボモータの制御では回転数とトルクの高速度応答が必要であるため、速度と電流制御が不可欠である。そのため、三相正弦波駆動で、速度、電流制御を行う制御システムを構築する必要がある。

そこで一般的な制御方式では、交流量のモータ電流を座標変換によってd-q座標上での直流量に変換した後、PIコントローラで電流制御を行うが、この方式では座標変換部分と逆変換部分における計算量の増大と、計算誤差による精度の低下が懸念される。

一方、三相正弦波駆動に着目し、制御工学における「内部モデル原理」^[1]を応用した電流コントローラを用いると、正弦波電流指令値に対して定常偏差のない電流制御が実現できるため、座標変換を必要とせず、従来の制御方法よりシンプルな制御系を構成できると考えられる。また、提案する内部モデル原理による電流制御方法を用いると、モータ内部の磁束分布のひずみ等によって生じるモータ電流中の高調波による影響を低減することも可能であると考えられる。

本論文では、提案する内部モデル原理に基づく電流コントローラ的设计方法と、提案するBLDCM制御システムを実際にDSPを用いて構築し、得られた実験結果について報告し、一般的な座標変換方式との比較検討についても報告する。

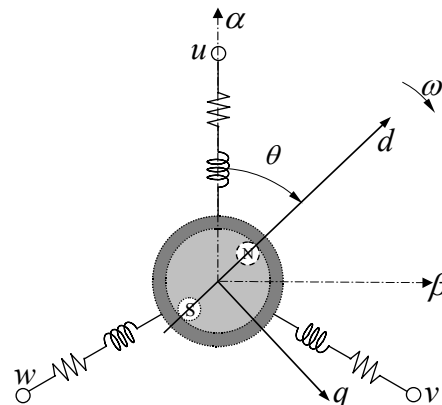


図1 BLDCM解析モデル

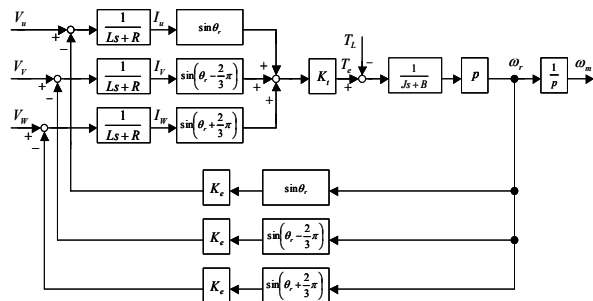


図2 BLDCM ブロック線図

2 BLDCMの回路方程式とブロック線図

BLDCMを制御、解析するにあたって、図1に示すようなBLDCMのモデルを用いて、回路方程式を導出すると以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+PL & 0 & 0 \\ 0 & R+PL & 0 \\ 0 & 0 & R+PL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = -K_e \omega_r \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

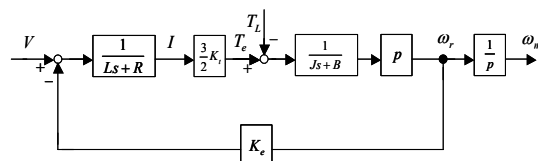


図3 BLDCMブロック線図 (単相分)

ただしBLDCMの構造は円筒形で、回転子の永久磁石は正弦波着磁分布とし、また、回転方向は時計回りを正方向とする。ここで、 v_u, v_v, v_w はu, v, w相電機子電圧、 i_u, i_v, i_w はu, v, w相電機子電流、 e_u, e_v, e_w は永久磁石界磁によりu, v, w相電機子巻線に誘起する速度起電力、 R は電機子巻線抵抗、 L は電機子巻線の自己インダクタンス、 $P (=d/dt)$ は微分演算子である。また、モータトルクは、

$$T_e = pK_t \left\{ -i_u \sin \theta_r - i_v \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) - i_w \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right\}$$

で表され、ここで、 θ_r は u 相電機子巻線を基準として時計回りにとった界磁の角度 (電気角) であり p は極対数、 K_t はトルク定数である。

3 内部モデル原理による電流コントローラ

BLDCM の制御システムを構築するには、2 節で示した BLDCM の回路方程式の中に現れる正弦波成分をどのように制御するかが重要な課題である。そこで一般的な制御システムでは、固定座標 / 回転座標変換、三相 / 二相変換を行うことで、モータ電流に現れる正弦波成分を d - q 座標上での直流量に変換し、PI コントローラで電流制御を行う。しかし、この座標変換方式による制御方法では座標変換とその逆変換部分における計算量の増大や、モータ電流に含まれる高調波成分による座標変換誤差が制御精度を悪化させることが懸念される。もし座標変換を必要とせず、交流量のまま電流を制御できれば非常にシンプルな制御系を構築できるのであるが、正弦波電流指令値に対して定常偏差の無い電流制御を実現するためには汎用の PI コントローラでは不可能である。

そこで本研究では、制御工学における「内部モデル原理」に基づいた電流コントローラを提案する。内部モデル原理とは「フィードバックシステムにおいて、開ループ伝達関数が指令値の極をすべて含み、閉ループ全体が安定であれば、定常偏差は零になる。」という原理であり、これに基づき、正弦波電流指令値に対して定常偏差のない電流制御を実現するためには、一例としてゲイン K_1, K_2 を用いて、

$$C(s) = K_1 + K_2 \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3)$$

なる電流コントローラ $C(s)$ を用いればよいことになる。本研究では上記(3)式で示される内部モデル原理に基づく電流コントローラを用い、図 4 に示すような BLDCM の制御システムを提案する。

次に、電流制御システムの安定性と過渡応答の要求を満たす(5)式のゲイン K_1, K_2 の値を、電流制御ループの根軌跡を描くことで理論的に設計する。図 3 で示した BLDCM のブロック線図を用いて電流制御ループのブロック線図を描くと図 5 のようになる。PWM インバータの部分については定数ゲイン K_{PWM} で簡略化した^[2]。図 3 で示した BLDCM の伝達関数は、

$$P(s) = \frac{I_{ref}}{V_{ref}} = \frac{4(Js + B)}{4(Ls + R)(Js + B) + 3pK_t K_e} \quad (4)$$

で表され、電流コントローラは(5)式で表されるので、図 5 の電流入出力間の伝達関数を計算すると以下ようになる。

$$Gi(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K_{PWM} C(s) P(s)}{1 + K_{PWM} C(s) P(s)} \equiv \frac{N(s)}{D(s)} \quad (5)$$

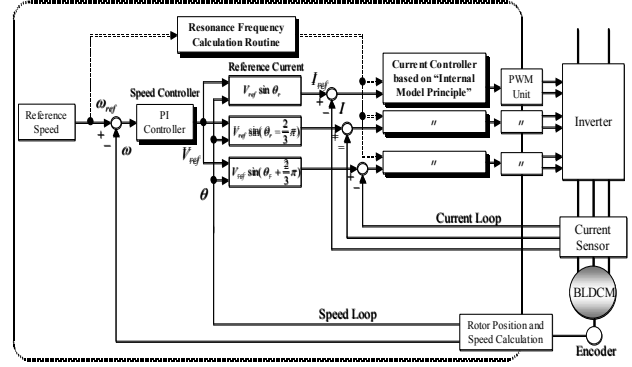


図 4 提案する BLDCM 制

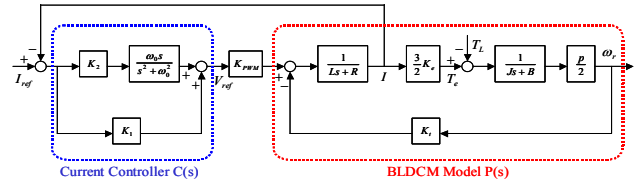


図 5 電流制御ループブロック線図

ここで、分子 $N(s)$ 、分母 $D(s)$ はそれぞれ、

$$N(s) = 4K_{PWM} \{ K_1 s^2 + (K_1 + K_2) \omega_0^2 \} (Js + B)$$

$$D(s) = \{ 4(Ls + R)(Js + B) + 3pK_t K_e \} (s^2 + \omega_0^2) + 4K_{PWM} (Js + B) \{ K_1 s^2 + (K_1 + K_2) \omega_0^2 \} \quad (6)$$

である。ここで(5)式において、 $s = j\omega_0$ とすると、

$$Gi(j\omega_0) = \frac{N(j\omega_0)}{D(j\omega_0)} = 1 \quad (7)$$

となる。これは周波数 ω_0 において電流の入出力の値が等しくなり、定常偏差がなくなることを示している。これを応用してモータの回転指令値を電気角 ω_0 に換算し、(3)式の電流コントローラ中の ω_0 に与えれば、モータの回転指令値において定常偏差のない電流制御を実現できる。また、このままでは回転速度は固定となるが、本研究では図 4 の点線部で示すように回転指令値から電気角速度 ω_0 を計算し、電流コントローラに与えることで可変速の BLDCM 制御を実現した。

さて、(5)式の分母で表される特性方程式は、

$$4LJs^4 + 4\{K_1 J + (LB + JR)\} s^3 + (4K_1 B + 4BR + 4LJ\omega_0^2 + 3pK_t K_e) s^2 + 4\{(K_1 + K_2)J\omega_0^2 + (LB + JR)\omega_0^2\} s + \{4(K_1 + K_2)B + 4BR + 3pK_t K_e\} \omega_0^2 = 0 \quad (8)$$

であるが、ここで、ゲイン $K_1 = 1$ と固定し K_2 を徐々に大きくした際に(8)の解が描く根軌跡を求めると図 6 のようになる。これをもとに安定で、過渡応答が速くなるように、左半平面で特性根が最も虚軸から離れる場合のゲインを選ぶと $K_1 = 1, K_2 = 0.52$ が得られ、実験で採用した。なお、根軌跡を描く際に用いた制御システムの変数を表 1 に示す。

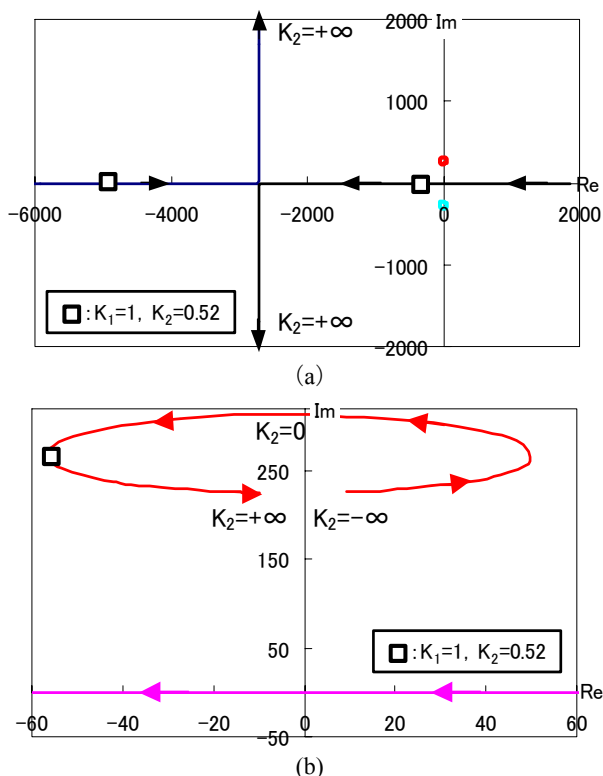


図6 根軌跡 ((a) 全体図, (b) 原点付近拡大図)

表1 制御システム諸定数
TABLE1 SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value	Dimension
pairs of poles	P	2
phase resistance	R	0.915 Ω
phase inductance	L	0.0075 H
rotor inertia	J	0.00012 $\text{Kg}\cdot\text{m}^2$
torque constant	K_t	0.16 $\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$
EMF constant	K_e	0.16 $\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}$
PWM gain	K_{PWM}	50

表2 モータ定格
TABLE2 MOTOR PARAMETERS

Rated value	Dimension
power	600 W
voltage	200 V
current	3.6 A
speed	3000 rpm
load torque	19.3 kg cm

4 実験結果

次に提案するシステムを DSP(Analog Devices ADMC401) にプログラムし BLDCM の駆動実験を行った。なお、実験では速度制御部の PI コントローラのゲインは $K_p=3.2$, $K_i=32$, 電流コントローラのゲインは根軌跡から得られた $K_1=1, K_2=0.52$ を用い、DSP のサンプリング間隔は 2 kHz に設定した。また表 2 には実験で用いた BLDCM の諸元を示す。実験は定格電圧 200 V の状態で、1000 rpm で回転している BLDCM に徐々に負荷トルクを印加し、電流波形と回転数の変動を観察した。負荷トルク 10 kg.cm, 20 kg.cm を印加した場合の電流波形の実験結果を図 7 に示す。これを見ると電流指令値とモータ電流が位相、振幅ともに一致しており、提案する電流コントローラで定常偏差のほとんどない電流制御が実現できていることがわかる。図 8 には負荷トルクが 10 kg.cm から 20 kg.cm に急変した場合のモータ回転数と電流波形の実験結果を示す。これから過渡状態でも回転数の変動はほとんどなく、定常偏差もほとんどない電流制御を施しながら速やかに定常状態に移行することがわかる。以上の実験結果から、提案する方法制御システムによって負荷変動に対してロバストな BLDCM の制御システムが実現できることを証明した。

5 座標変換による制御方式との比較

一般的な座標変換方式による制御方式についても DSP にプログラムし実験を行い、提案する内部モデル原理による制御方式との制御精度、計算量、効率の観点から比較を行った。実験は、速度コントローラのゲインを $K_{vP}=0.4$, $K_{vI}=40$, 電流コントローラのゲインを $K_{cP}=2.355$, $K_{cI}=287.5$ として、その他は同じ条件で行った。図 9 に負荷トルク 10 kgcm, 20 kgcm での実験結果を示す。これを見ると速度、電流偏差はほとんど無いが、モータ電流に含まれる高調波成分の影響が座標変換後の電流偏差に振動として現れている。

次に、計算量について比較を行った。計算量はアセンブリ言語で DSP のプログラムを記述し、DSP の計算命令数から比較を行った。座標変換方式における三相交流座標から d-q 座標への座標変換式は、固定座標 / 回転座標変換、三相 / 二相変換部分を合わせて

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\theta_{re} & \sin\theta_{re} \\ -\sin\theta_{re} & \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_{re} & \cos\left(\theta_{re}-\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_{re}+\frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta_{re} & -\sin\left(\theta_{re}-\frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_{re}+\frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \end{aligned}$$

と計算される。また、正弦波による三相制御システムは、

$$v_w = -(v_u + v_v)$$

を利用することで、三相目の値は二相の値から計算するのが一般的であり、この条件の下で計算量の比較を行うと、提案する内部モデル原理による制御システムは座標変換方式に比べ約 30% の計算量を低減可能であるという結果となった。次に、それぞれの制御方式におけるモータ効率

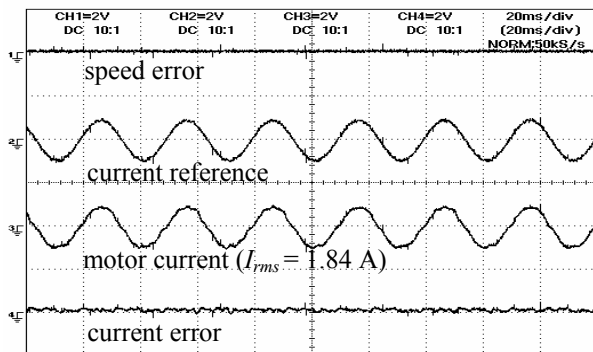
の測定を行った。モータの回転数、負荷トルクを変化させて測定したが、両制御方式ともモータ効率は80~95%程度で、定量的にほぼ同じ値となった。図10に負荷トルク10kgcmを印加した場合の効率を示す。

6 結論

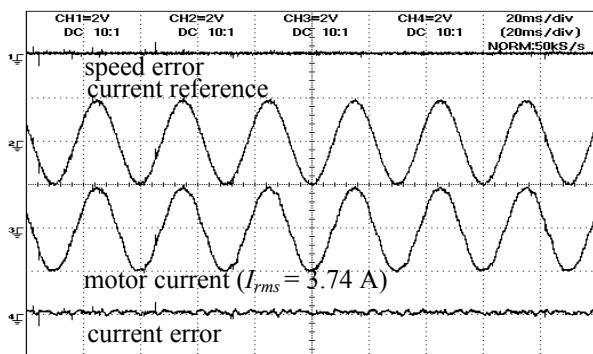
本論文では、内部モデル原理に基づく電流コントローラを用いることで座標変換の必要のないシンプルなBLDCMの制御システムが構築可能で、負荷変動に対して速度、電流偏差のほとんどない制御システムを実現することを実験によって証明した。また、一般的な座標変換による制御システムとの比較を行うことで、同程度の高効率を実現でき、計算量の低減が可能であることを示した。今後の課題として、実際のモータでは着磁分布のひずみ等の影響でモータ電流が高調波を含有したひずみ波形となる場合が多いが、提案する内部モデル原理に基づく電流コントローラを用い、コントローラ内部にモータ電流に含有される高調波成分の内部モデルを組み込むことで、高調波の影響を抑制し、電流を正弦波に制御可能か検討する予定である。

参考文献

- [1] B.D.O.Anderson and J.B.Moore, Optimal Control, Prentice-Hall, 1990
- [2] Tzuen-Lih Chern, et al : "DSP-Based Integral Variable Structure Model Following Control for Brushless DC Motor Drivers" IEEE Trans. Power Electronics, Vol12, No1, pp53-63, (1997).



(a)



(b)

図7 内部モデル原理による制御システム実験結果 (a) 負荷トルク 10 kgcm, (b) 負荷トルク 20 kgcm

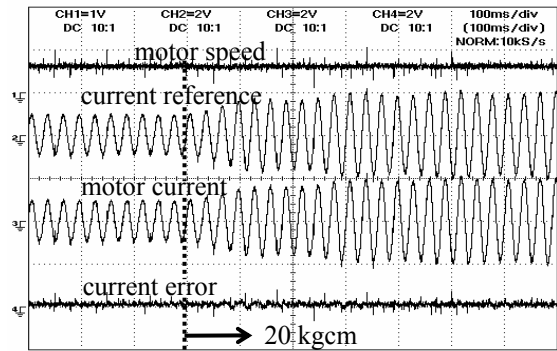
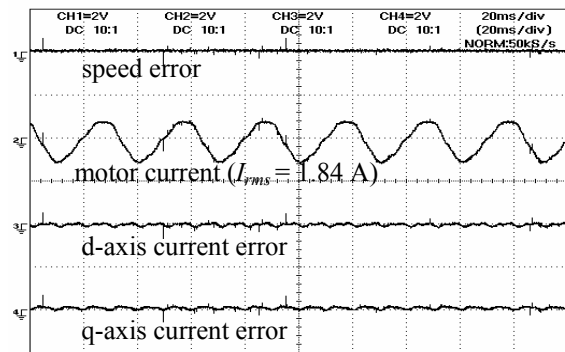
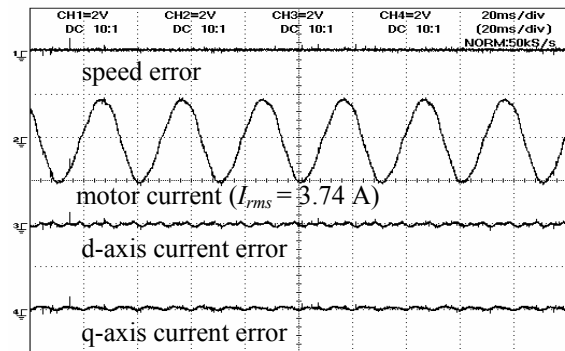


図8 負荷トルクが10kgcmから20kgcmに急変した場合の速度、電流波形



(a)



(b)

図9 座標変換による制御システム実験結果 (a) 負荷トルク 10 kgcm, (b) 負荷トルク 20 kgcm

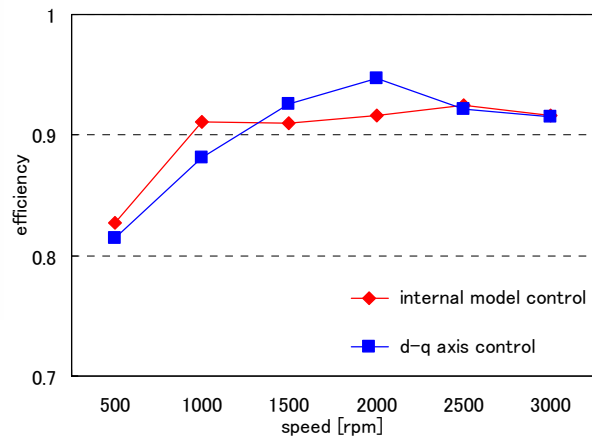


図10 モータ効率比較