SPICE のための分布巻 BLDCM の磁気回路モデル

Magnetic Circuit Model of a Distributed-Winding Brushless DC Motor for Use in SPICE

松下悟史・長尾寛己・中村健二・一ノ倉理

東北大学大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 05 (〒980-8579)

S. Matsushita, H. Nagao, K. Nakamura, and O. Ichinokura

Graduate School of Engineering, Tohoku University, Aoba 05, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

This paper presents a method for calculation of the dynamic characteristics of a brushless dc motor (BLDCM) with a distributed winding. The calculation method is based on reluctance network analysis (RNA). In the analysis, the stator, rotor, and gap are expressed as a reluctance network circuit and controlled voltage sources for the magnetomotive force of the permanent magnets of the rotor. By combining a driving inverter circuit and controlled system with a reluctance network circuit, we can readily calculate the dynamic characteristics of the BLDCM, including the distribution of flux density inside the BLDCM. The calculated results agree well with the experimental data. The calculation method proposed here is useful for optimum design of BLDCMs.

Key words: brushless dc motor (BLDCM), distributed winding, reluctance network analysis (RNA), dynamic analysis, distribution of flux density

1. はじめに

近年, 日本における電力の約半分は, 大型産業機械から家電・民生機器に至る広く利用されているモータによって消費されており, モータの高性能化, 高効率化は極めて重要な課題となっている. 中でも, 他のモータに比べて一般に小型, 高効率であるブラシレス DC モータ (以下 BLDCM と略す) の需要が増加しており, BLDCM の更なる小型, 高性能化および高効率化に対する要求が高まっている. このような背景のもと, モータの研究開発領域においては, 開発期間の短縮を目的としてより高精度で, 高速な解析設計手法の確立が望まれている.

モータ設計に用いられる解析手法は, 電気等価回路による解析と有限要素法 (Finite Element Method, 以下 FEM と略す) による磁場解析の 2 つに大別される¹⁾. 前者は, モータ駆動回路やその制御回路との組み合わせが容易であるが, 等価回路パラメータを別途決定する必要があること, モータ内部の磁束分布や非線形磁気特性を考慮できないことなどの問題が指摘される. 一方, 後者はモータの材質形状および寸法を詳細に反映した解析モデルの作成が可能であり, 計算精度も高い. FEM を用いてモータ駆動回路であるインバータや制御回路を含めた動特性の解析を行った例も既に報告されているが, そのほとんどは, 定常状態における解析であり, モータの起動から定常状態, 負荷変動時の解析をおこなった例は, ほとんど見受けられない.

先に筆者らは, 上記の問題点を補完する解析手法として, リラクタンس・ネットワーク^{2, 3)}に基づく BLDCM の解析手法を提案した⁴⁾.

本論文では, 最適設計法の確立を目的として, リラクタンス・

ネットワーク解析 (Reluctance Network Analysis, 以下 RNA と略す) により BLDCM の速度-トルク特性, 相電流-トルク特性ならびに内部磁束密度分布などの計算を行った. すなわち, まず BLDCM の磁気回路モデルを導出し, 次いで BLDCM の磁気回路モデルと駆動回路である電気回路を同時に計算する, いわゆる電気-磁気連成解析手法について述べる. 駆動回路は半導体デバイスで構成されることを考慮して, 本論文における計算には汎用の回路シミュレータである SPICE を使用した. 最後に, 本解析手法により算出したモータ諸特性と実験結果との比較を行い, また, それと同時に算出した BLDCM 内部磁束密度の変化を示し, 本解析モデルの妥当性について検討を行う.

2. 分布巻 BLDCM の磁気回路モデル

図1および表1に考察に使用した BLDCM の構造と諸元を示す. 本モータは 3 相 4 極, 表面磁石形の分布巻 BLDCM である. 回転子の平均直径は 58.2 mm, ギャップ平均長は 1.57 mm である.

Fig. 1 BLDCM specification.

Table 1 Specifications for BLDCM.

Motor	
Rated output power	400 W
Rated output rotational speed	2670 rpm
Rated torque	1.37 Nm
Stack length of stator yoke	35.0 mm
Stack length of rotor yoke	52.8 mm
Relative permeability	3900
Moment of inertia	$2.83 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Windings	
Number of windings/phase	480 turns
Winding resistance/phase	8.46 Ω
Permanent magnet	
Material	Ferrite
Residual magnetic flux density	380 mT
Coercive force	294.4 kA/m
Recoil permeability	1.05

RNA は解析対象である磁気デバイスをいくつかの要素に分割し、それぞれを 2 次元あるいは 3 次元の磁気抵抗回路で表現し、解析対象全体を回路網として取り扱うことにより、起磁力と磁束の関係（磁化特性）を算定する手法であり、磁性材料の非線形磁気特性や鉄損の考慮も可能である⁵⁾。さらに本手法は、磁気回路と電気回路の双対性により起磁力を電圧、磁束を電流とみなせば、計算には SPICE などの汎用の電気・電子回路シミュレータが利用できる簡便な手法で、比較的計算精度が高いという特長を有している⁶⁾。以下、RNA に基づく分布巻 BLDCM の磁気回路モデルの導出方法について述べる。

まず、解析対象である BLDCM をモータ形状および鉄心内部の磁束の流れを考慮し、図 2 に示すように、いくつかの要素に分割する。さらに分割した要素を、図 3 に示す単位磁気回路に置き換える。単位磁気回路中の磁気抵抗は、材質の磁気特性と要素寸法から求められる。一方、磁心外空間については真空の透磁率 μ_0 と要素寸法より求められる。今回、磁気回路モデルの導出に際してはモータ内部の磁束の流れは 2 次元であると仮定した。BLDCM の分割数は固定子部を円周方向に 24 分割、固定子ティース部とギャップ部、回転子部を円周方向に 96 分割とした。総分割数は 432 である。また、簡単のため鉄心材料の磁気特性は線形と仮定した。図 4 に磁気回路モデルの拡大図を示す。分布巻が施された固定子突極部には、各相の巻線電流 i_u, i_v, i_w 、巻数 N より与えられる巻線電流起磁力源 Ni_u, Ni_v, Ni_w を巻線の位置を考慮して図のように配置する。また、回転子表面の永久磁石は、永久磁石起磁力源 $F_c(\theta)$ と永久磁石内部磁気抵抗 R_p によって表現する。なお、同図より明らかなように固定子極ティース間の漏れ磁束については考慮したが固定子極間の漏れ磁束はほとんどないと仮定し、これを無視した。

BLDCM に発生するトルク T は、円筒状回転子に生じるトルクを表した一般式である次式より求めることができる。⁷⁾

$$T = \int_V B \cdot \frac{\partial H}{\partial \theta} dV \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 B は磁束密度ベクトル、 H は磁化強度ベクトルである。

(1) 式を分割した磁気回路モデルに対応させて離散化すれば、

$$T = \frac{n}{4\pi} \{ \phi_{mr1} (F_{mr2} - F_{mrn}) + \phi_{mr2} (F_{mr3} - F_{mrn+1}) + \dots \dots \dots + \phi_{mrn} (F_{mr1} - F_{mrn-1}) \} \quad \dots \dots \dots (2)$$

と表現できる。⁸⁾ ここで n は、永久磁石の円周方向分割数、 $\phi_{mr\ m}$ および $F_{mr\ m}$ は図 5 に示される m 番目の要素における永久磁石内部磁束および動作点起磁力の半径方向成分である。

3. 電気-磁気連成解析

図 5 に BLDCM の電気-磁気連成解析システムの概要を示す。以下に計算手順を述べる。

まず、図中 *Electrical system* において電源電圧 V_{DC} と巻線抵抗 r 、誘起電圧 e の関係から巻線に流れる電流 i が算出され、その値は *Magnetic system* の固定子巻線起磁力源 Ni へと受け渡される。

Fig. 2 Subdivision of a BLDCM based on RNA.

Fig. 3 Unit magnetic circuit.

Fig. 4 Expanded view of reluctance network model.

Fig. 5 Working point MMF and internal flux of permanent magnet.

Fig. 5 Calculation system for BLDCM.

次に *Magnetic system* において、固定子巻線電流起磁力源 Ni と磁気抵抗および永久磁石起磁力源 $F_r(\theta)$ の関係から BLDCM 各部を流れる磁束が算出される。続いて、図 4 に示す固定子巻線部分へ流れ込む磁束 $\phi_{l, v, w}$ を中間回路 (Flux-voltage) へ受け渡すことで誘起電圧 e' が計算され、その値を再び *Electrical system* へと受け渡すことで電気-磁気連成解析が行われる。また、それと同時に図 4 に示す永久磁石へ流れ込む磁束 ϕ_{pm} と永久磁石動作点起磁力 F_{pm} を *Mechanical system* へと受け渡すことで BLDCM のトルク T が算出される。*Mechanical system* では、算出されたトルク T から角速度 ω 、そして回転子位置角 θ を計算し、その値を *Magnetic system* の永久磁石起磁力源 $F_r(\theta)$ とインバータを制御する *Control system* へと受け渡す。このように、本解析システムでは、電気-磁気連成解析に加えて機械系、制御系をも同時に解析することができる。

本システムの計算には、汎用の電気・電子回路シミュレータである SPICE を用いた。SPICE において、図 5 *Mechanical system* 中のトルク T 、角速度 ω および回転子位置角 θ の計算には、数学的記述が可能な素子であるアナログ・ビヘービア・モデル (ABM) を用いた。なお、計算においては軸摩擦トルク T_s も考慮している。

4. 計算結果と実験結果の比較

前章で示した BLDCM の計算システムを用いて、BLDCM の起動から定常状態へと推移する 500 ms までのシミュレーションを行った。直流電圧源 V_d は 311 V、スイッチングデバイスには東芝製 GT80J101 のトランジスタモデルを用いた。図 6 にシミュレーションにより得られたモータ出力トルク、負荷トルクおよび回転数を示す。負荷トルクは、BLDCM の起動後 200 ms から徐々に加えていき 100 ms をかけて 1.0 Nm まで増加させた。この図から、BLDCM は起動後回転数が徐々に増加し、200 ms 後には約 4200 rpm になっていることがわかる。その後、負荷トルクがランプ関数状に加えられるため、

発生トルクはこれに追従して増加する。一方、回転数は徐々に減少し、400 ms 後には約 3600 rpm で一定になっていることがわかる。

以上のように、本解析手法は、モータの起動を含むダイナミク特性を計算することができる。

図 7 (a) に、負荷トルク 1.0 Nm とした場合の線間電圧の計算波形を示す。同図 (b) は実測波形である。これらの図を見ると、計算により得られた波形は、実測波形と良好な一致を示していることが了解される。図 8 (a), (b) に、同条件において得られた相電流の計算波形と実測波形を示す。これらの図より、相電流についても同様に、良好な一致を示していることが確認できる。図 9 に速度-トルク特性の計算値と実測値を示す。この図を見ると負荷が大きくなるに従い、計算値と実測値の誤差が大きくなる傾向にあるが、その誤差は最大で 10% 程度である。この誤差の原因は、今回考慮していない端効果や固定子極間の漏れ磁束等による影響が考えられる。図 10 に相電流-トルク特性を示す。この図より、計算値と実測値は定量的に良く一致していることが了解される。

Fig. 6 Starting characteristics of BLDCM.
(Upper: Torque, Bottom: Speed)

5. 磁束密度の時間変化

次に、本解析手法を用いて図11の(a)、(b)に示される固定子鉄心における磁気抵抗に流れる磁束からその領域における磁束密度の計算を行った。本解析手法において磁束密度は、各要素に配置した磁気抵抗に流れる磁束と要素の断面積から簡単に求められる。図12に、負荷トルク1.0 Nにおける固定子鉄心(a)、(b)の磁束密度波形を示す。これらの結果から、回転子の回転に対応して磁束密度が変化していることが確認できる。また、これらの波形周期よりBLDCMの回転数が約3500 rpmであることが確認できる。

このように本解析手法を用いることで、動的状態における制御回路を含めた駆動回路各部の波形を計算できるだけでなく、同状態におけるBLDCMの固定子、ギャップおよび回転子の磁束密度変化も同時に計算することができる。

6. まとめ

本論文では、RNAのためのBLDCMモデルを構築し、それをもとにBLDCMのSPICEシミュレーションを行った。その結果、計算値と実測値は良好な一致を示した。また、RNAを用いることによりBLDCMの動特性解析が行えるだけでなく、モータ内部の磁束密度も計算可能であることが確認された。

本解析手法は、簡便な方法で比較的精度の良い解が得られることや磁心および永久磁石の磁気特性の考慮が容易であること、また、モータ内の磁束分布をある程度考慮しながら動特性の解析ができることが特長である。

今後、BLDCMの特性算定においては、磁心材料の非線形性および鉄損を考慮したモデルについて検討を行い、更なる計算精度の向上を図る予定である。最後に、BLDCMを提供していただいた(株)山本電気に感謝いたします。

文 献

- 1) 細川桂寛・野口聡・山下英生・谷本茂也: 電学論D, 121, 2, 171 (2001)
- 2) K.Tajima, A.Kaga, Y.Anazawa, O.Ichinokura: *IEEE Tran. Magn.*, 29, 6, 3219 (1993).
- 3) 一ノ倉理・吉田洋・田島克文: 電学論A, 120, 10, 865 (2000).
- 4) 木村玄・長尾寛己・中村健二・一ノ倉理: 日本応用磁気学会誌, 26, 4, 633 (1995).
- 5) 田島克文・一ノ倉理・加賀昭夫・穴澤義久: 日本応用磁気学会誌, 19, 2, 553 (1995).
- 6) 中村健二・川上峰夫・前田満・佐藤博道・一ノ倉理: 日本応用磁気学会誌, 25, 4-2, 1003 (2001).
- 7) 見城尚志・永守重信: 新・ブラシレスモータ, (総合電子出版社, 東京, 2000).
- 8) 中村健二・松下悟史・長尾寛己・一ノ倉理: 第14回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム, 5A04 (2002).

2002年10月7日受理, 2003年1月17日採録

(a) Calculation results

(b) Experimental results

Fig. 7 Observed waveforms of line voltage.

(a) Calculation results

(b) Experimental results

Fig. 8 Observed waveforms of phase current.

Fig. 9 Speed vs. torque characteristics.

Fig. 10 Phase current vs. torque characteristics.

(a) Stator core

(b) Stator core

Fig. 12 Flux density waveforms.

Fig. 11 Expanded view of reluctance network model.