アキシャルギャップ誘導モータの設計手法に関する検討

Study on Design Method of Axial Gap Induction Motor

照井智理[†],吉田征弘,田島克文 秋田大学大学院理工学研究科,秋田県秋田市手形学園町1-1(〒010-8502)

T. Terui[†], Y. Yoshida, and K. Tajima

Graduate School of Science and Engineering, Akita Univ., 1-1 Tegata Gakuen-machi, Akita, Akita 010-8502, Japan

In this paper, we designed an axial gap induction motor with a synchronous speed of 6000 rpm and a power density of more than 1 kW/L for drones by applying the proportional increment method, which decides the allocation of electric loading and magnetic loading, to the axial gap induction motor. The designed motor was analyzed by reluctance network analysis (RNA), which has a proven to be a useful method for analyzing induction motors. It was confirmed that an axial gap induction motor with a rotational speed of 5850 rpm and a power density of 1.39 kW/L could be designed.

Key words: induction motor, axial gap induction motor, design method, reluctance network analysis

1. はじめに

モータは電気エネルギーを機械エネルギーに変換する電力機器 として広く使用されており、その用途は家電、通信機器、産業機器、 医療機器など多岐にわたっている.また、物流業界での輸送手段¹)、 農業分野における農薬散布やセンシング³などに取り入れられる ドローンにもモータが使用される.ドローンに搭載されるモータ には小型化・軽量化のため、永久磁石モータが一般的に用いられる ³. ただし、磁石材料としてネオジムやジスプロシウムといったレ アアースが使用されており、材料採掘と精錬に伴う環境汚染が問 題視されている⁴.

レアアースフリーモータである誘導モータは、回転子に永久磁 石を使用せず、鉄心とアルミニウムや銅を材料とした二次導体で 構成されているため、構造が簡単で堅牢、安価といった特徴がある. しかしながら、永久磁石モータと比較するとトルク密度が劣るた め、誘導モータがドローンに適用された例はほとんど報告されて いない.一方で、アキシャルギャップ構造を適用した誘導モータは、 小型、扁平形状の場合でもギャップ面積を確保でき、従来のラジア ルギャップ誘導モータに対してトルク密度が2倍になることが解 析により示された⁵. そこで筆者らは、アキシャルギャップ誘導モ ータについてドローン用モータへの適用の可能性を見積もるため の検討を行った.モータの設計において、形状、使用する材料の特 性、制御方式など考慮すべき要素が複数存在しており、設計時の方 向性を定めにくい.そこで、モータ容量に対する寸法設計を短時間 かつ簡単に行える設計手法として装荷分配法を用いて検討した.

装荷分配法は、ギャップ磁束である磁気装荷とアンペア導体数 である電気装荷の配分を決めることで、電気機器の概略設計を行 う手法である.モータ容量は磁気装荷と電気装荷の積に比例する ため、磁気装荷または電気装荷どちらかを要求仕様および汎用モ ータの相場から決定しておけば装荷配分を満たす寸法設計が比較 的容易に可能である.しかしながら,一般的な装荷分配法は従来構 造のラジアルギャップ誘導モータにおける設計手法であるため, 本研究では装荷分配法によるアキシャルギャップ誘導モータの設 計手法を提案し,ドローン用モータとして同期速度 6000 rpm, 出力密度 1 kW/L 以上の特性を持つアキシャルギャップ誘導モータ の設計を行った.また,設計したアキシャルギャップ誘導モータ の特性算定を行うにあたり,一般的にモータの解析に用いられる 有限要素法 (Finite Element Method : FEM) による電磁界解析では 渦電流解析が必要となり,計算時間の長大化が予想される.本研究 では,解析対象を複数の要素に分割し,磁気抵抗回路網として表現 する解析手法である磁気抵抗回路網解析 (Reluctance Network Analysis : RNA) に基づく特性算定モデルを作成し,計算時間短 縮を図ると共に FEM による特性算定結果と比較,検証した.

2. 設計手法の概要

2.1 仕様の決定

本研究では固定子1つを回転子2つで挟み込む構造であるシン グルステータダブルロータ構造,トロイダル巻線のアキシャルギ ャップ誘導モータを想定し,設計を行う.はじめに設計していくモ ータの仕様として出力Pm,極数p,電圧E1,周波数f,結線方法を 決める.誘導モータではすべりが存在するため,ここで決める周波 数による回転磁界の回転速度と回転子の回転速度には差が生じて いる.出力と極数をもとに汎用モータの相場®から効率ηと力率cos *θ*を予想する.

2.2 装荷の分配

モータ寸法の概略設計を行う上で重要となる装荷の分配を行う. 効率と力率を予想したことで先に決定した出力を満たすための入 力 P_a が決まる.

$$P_{\rm a} = \frac{P_{\rm m}}{\eta \cos \theta} \tag{1}$$

また、電圧と結線方法を決めているため、相電流 I1 が決まる.な

Corresponding author: T. Terui (e-mail: m8020907@s.akita-u.ac.jp).

お、△結線では相電流と線電流、Y 結線では相電圧と線間電圧が異なるため注意が必要である. ここでは Y 結線を想定して説明していく.

$$I_1 = \frac{P_a \times 10^3}{\sqrt{3}E_1}$$
(2)

続いて, 極数を決めているため, 1極あたりのモータ容量Sが決まる.

$$S = \frac{P_a}{p} \tag{3}$$

この1極あたりのモータ容量を周波数で割った値をモータ比容量 S'とする.

$$S' = \frac{S}{f \times 10^{-2}} \tag{4}$$

磁気装荷 ϕ を計算するにあたり、モータの性質に影響する装荷分 配定数 γ を決める. $\gamma = 1$ の場合は電気装荷が大きい銅機械(巻線 径の拡大,導体数の増加)、 $\gamma = 2$ の場合は磁気装荷が大きい鉄機 械(鉄心部分の拡大)になる.誘導モータの場合では固定子導体に 加え、回転子にも導体を用いており、銅損の割合が大きい銅機械の 性質を持つため、銅機械寄りの $\gamma = 1.3$ とするのがよいとされてい る ⁰.装荷分配定数を決めるとともにモータ比容量が1のときの 磁気装荷である基準磁気装荷 ϕ 0を決めることで設計していくモー タが必要とする磁気装荷が決まる.

$$\phi = \phi_0 \left(\frac{S}{f \times 10^{-2}} \right)^{\gamma(1+\gamma)}$$
(5)

ここで、シングルステータダブルロータ構造はエアギャップ層 を2つ有する構造であるため、エアギャップ層数Gを考慮した磁 気装荷を使用して設計を行う.誘導モータでは外部から供給され ている電圧と磁束により誘導される起電力がつり合うように磁束 が生じる.すなわち、先に決めた電圧と磁気装荷により誘導される 起電力が等しくなる.この関係より1相の直列導体数Nph1 は巻線 係数をkwi とすると

$$N_{\rm ph1} = \frac{E_1 / \sqrt{3}}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} f \frac{\phi}{G} k_{\rm w1}}$$
(6)

となり,固定子の毎極毎相スロット数qを決めると,全スロット数 Z_1 ,1スロットの導体数Nが決まる.

$$Z_1 = 3pq \tag{7}$$

$$N = \frac{N_{\rm ph1}}{pq} \tag{8}$$

実際の1スロットの導体数にはこれに近い整数を選ぶ必要があるため,選んだ1スロットの導体数での1相の直列導体数と磁気装荷を再度計算する.

また電気装荷 AC は

$$AC = \frac{3 N_{\text{ph1}} I_1}{p} \tag{9}$$

となる.

2.3 主要寸法の決定

これまでに決めた仕様,装荷によりモータ寸法の概略設計を行っていく.はじめに固定子寸法の決定を行う.従来のラジアルギャ



Fig. 1 Structure of axial gap induction motor.

ップ誘導モータの場合では、最初に電気装荷と電機子内周の1mm 当たりの電気装荷である電気比装荷により決まる極ピッチから固 定子鉄心の内径を決定し、寸法設計を行う、しかし、アキシャルギ ャップ誘導モータでは、電気比装荷を計算するための極ピッチが 固定子の径によって異なるため、電気比装荷が均一ではない、した がって、本研究では所望の要求特性を満たす磁気装荷を計算し、ギ ャップ面積を決定したのちに固定子鉄心の外径および内径を決定 することで寸法設計を行うこととする.

ギャップ部分の磁束密度となる比磁気装荷 B_g を選ぶと既に決まっている磁気装荷から1極あたりの総ティースギャップ面積 S_{gt} およびFig.1に示すティースのギャップ面積 S_{gt1} が決まる.

$$S_{\rm gt} = \frac{\phi}{B_{\rm g} \times 10^{-6}} \tag{10}$$

$$S_{\text{gtl}} = \frac{S_{\text{gt}}}{3 q} \tag{11}$$

ティースの占めるギャップ面積割合 α を決めることでティース およびスロットを含めた鉄心のギャップ面積が決まる.このとき, α が過大な場合には Fig. 1 に示すスロットのギャップ面積 Sgz1 お よびスロット幅が小さくなり,巻線を施すためのスペースをスロ ット高さで補う必要があり,鉄心形状が軸方向に大きくなってし まう.一方,αが過小な場合にはスロット幅で巻線を施すスペース は確保できているため,軸方向には小さくなるが,既に決まってい るティースのギャップ面積を確保する必要があり,鉄心形状が径 方向に大きくなってしまう.

ここまででティースおよびスロットを含む鉄心のギャップ面積 が決まったが、鉄心寸法を決定するためには鉄心の外径または内 径を与える必要がある.本研究では先に外径 D。を与え、ギャップ 面積から内径 Di を求める.

$$D_{\rm i} = \sqrt{D_{\rm o}^2 - \frac{4 Z_1 \left(S_{\rm gt1} + S_{\rm gz1} \right)}{\pi}}$$
(12)

鉄心外径および内径の決定により実際のティースおよびスロットのギャップ面積が決まり、スロットの幅が決まる.ここで巻線電流密度 J1 と目標とするスロット占積率%SFz を決め、スロットの

形状を決める.

アキシャルギャップ構造ではコイルエンドが径方向に存在して いる.今回想定している巻線方法はトロイダル巻線であり,最大で スロット内の巻線高さ分が径方向に飛び出していることが予想さ れ、鉄心内径が小さすぎる場合には鉄心内側に存在しているコイ ルエンドが干渉してしまう可能生がある.そのため、スロット形状 が決定した現時点で既に決めている外径における内側のコイルエ ンド干渉を確認し、干渉している場合には外径の決定を再び行う 必要がある.

コイルエンドが干渉していないことを確認したのちにバックヨ ークの厚さを決める.このとき、鉄心内の磁束密度 Bys および鉄心 の占積率%SFc を決めることで、鉄心内での磁気飽和を防止するバ ックヨークの厚み lsy を求める.また、式中のd は鉄心の外径部分 から内径部分までの幅を示している.磁束密度は材料の B-H曲線 をもとに飽和領域ではない値とする.

$$I_{\rm ys} = \frac{\phi/G}{B_{\rm ys} \ \% SFc \ d \times 10^{-6}}$$
(13)

次に回転子寸法の決定を行う.既に鉄心の外径および内径が決 まっているため、回転子スロット数Z2を決めることでティースお よびスロットのギャップ面積も決まる.回転子の寸法設計におい て二次導体寸法の決定にあたり、静止時の導体バーへの誘導起電 力および二次導体に流れる電流を求める必要がある.一次の誘導 起電力と静止時の導体バーへの誘導起電力E2の比は

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\frac{\pi}{\sqrt{2}} f \frac{\phi}{G} k_{w1} N_{ph1}}{\frac{\pi}{\sqrt{2}} f \frac{\phi}{G} k_{w2} N_{ph2}}$$
(14)

であり、かご形回転子の場合には $k_{w2} = 1$ 、 $N_{ph2} = 1$ であるから $E_2 = \frac{E_1 / \sqrt{3}}{k_{w1} N_{ph1}}$ (15)

となる.

導体バーを流れる電流は導体バーに鎖交する磁束によるもので あり、回転磁界の分布が正弦波とすれば導体バーに流れる電流も 同様に1極対間を1周期とする正弦波形に分布すると考えられる. したがって、二次相数は $Z_2/(p/2)$ の多相回路となる. そして、1 相の直列導体数は1で、回転子全体ではp/2 個だけ同様な電流の 時間変化が存在するため、1 相あたりp/2 個の並列回路になって いると考えられる. よって、二次電流 I_2 は導体バーに流れる電流 を I_b とすると、

$$I_2 = I_b \frac{p}{2} \tag{16}$$

となる. これより, 二次入力 P2 は

$$P_2 = \frac{Z_2}{p/2} E_2 \times I_b \frac{p}{2} \times \cos\theta_2 \tag{17}$$

となる.また,誘導モータの特性より機械的出力は二次入力の(1-s)倍であるため,

$$P_{\rm m} = (1-s)Z_2 E_2 I_{\rm b} \cos\theta_2 \tag{18}$$

となる.通常,定格付近での動作点はすべりが小さく二次周波数が 低いので二次側のリアクタンス成分が小さくなり,抵抗分だけと みなせるので二次電流の力率はほぼ1に近くなるため、 $(1-s) \cos \theta_2$ は1に近い値となる.また、ダブルロータ構造では1つの回転 子に要求される機械的出力は要求仕様の1/G倍となる.したがっ て、導体バーに流れる電流は

$$I_{\rm b} = \frac{P_{\rm m}/G \times 10^3}{0.9 \, Z_2 \, E_2} \tag{19}$$

と考えられる.

エンドリングには1極間に存在する Z_2/p 個の導体バーに流れる電流が左右に分かれるように流れるため、1極間の電流の和の半分がエンドリングに流れる電流と考えられる. 導体バーを流れる電流の最大値は $\sqrt{2}I_b$ であり、平均値は $(2 l_n) \times \sqrt{2}I_b$ であり、エンドリングに流れる電流 I_r は

$$\sqrt{2} I_{\rm r} = \frac{1}{2} \times \frac{Z_2}{p} \times \frac{2}{\pi} \times \sqrt{2} I_{\rm b}$$
(20)

$$I_{\rm r} = \frac{Z_2}{p \pi} I_{\rm b} \tag{21}$$

となる.

二次導体電流密度 J₂ を決めると,導出した導体バーおよびエンドリングを流れる電流をもとに二次導体の寸法が決まる.回転子のスロット形状は導体バーの寸法により決まる.

固定子と同様に鉄心内の磁束密度を決め、磁気飽和を防止する バックヨークの厚みを求めるが、シングルステータダブルロータ 構造では一方の回転子バックヨークを通る磁束は固定子バックヨ ークを通る磁束の半分と考えられるため、同じ鉄心材料を使用し、 鉄心内の磁束密度を選ぶ場合には固定子バックヨークの半分の厚 みが回転子バックヨークの厚みとなる.

エアギャップの長さ δ については電気装荷と比磁気装荷から求 めることができ,

$$\delta = c \times 10^{-3} \times \frac{AC}{GB_{\rm g}} \tag{22}$$

となる.式(22)のcは巻線係数、励磁電流と一次電流の比、カータ 一係数、飽和係数による影響を表す係数であり、誘導モータではc= 0.08 ~ 0.15 をとるとされている⁶.

以上の手順によりアキシャルギャップ誘導モータの寸法が導出 される.

3. ドローン用モータの設計および特性算定

3.1 ドローン搭載用モータの諸元

農業分野における農薬散布用ドローンに搭載されることを想定 し、同期速度 6000 rpm のモータについて設計を行う. 以降, ドロ ーン用モータと呼称する. Fig. 2 にドローン用モータの概観図, Table 1 に使用した設計値, Table 2 に諸元を示す. 設計値の効率 と力率は文献 6)に示されている汎用モータの相場から予想した値 である. モータの構造は先述したようにシングルステータダブル ロータ構造, トロイダル巻線である.

3.2 **特性算定方法**

一般的にモータの解析には FEM による電磁界解析が用いられる.しかし、アキシャルギャップ誘導モータの解析においては二次 導体に流れる電流やアキシャルギャップ構造による周方向と軸方



Fig. 2 Overview of axial gap induction motor.

Table 2 Specifications of motor for agricultural drone.		
Mechanical power	$0.75 \mathrm{kW}$	
Number of poles	4	
Effective value of AC voltage	$48\mathrm{V}$	
Frequency	200 Hz	
Efficiency (expected value)	80 %	
Power factor (expected value)	76%	
Outer diameter of motor (inclusive of end winding)	92 mm	
Inner diameter of motor (inclusive of end winding)	31 mm	
Axial length	82.3 mm	
Gap length	0.13 mm	
Volume	$0.55\mathrm{L}$	
Number of stator slots	24	
Number of rotor slots	21	
Number of windings	8	



Fig. 3 Deformation of 3D model. (a) Determining cutting position of motor. (b) Cross section of motor. (c) Deployed model.

向に流れる磁束を考慮するための三次元渦電流解析が必要となり, 計算時間の長大化が考えられる.

本研究ではアキシャルギャップ誘導モータの特性算定時の計算 時間短縮が可能 かである二次元解析が可能なモデルへの変形およ びRNAの適用を行う. RNA は解析対象を複数の要素に分割し, 分割した要素毎に単位磁気回路を挿入することで、対象全体を磁 気抵抗回路網として回路計算を行う手法であり、電気一磁気の連 成解析が容易かつ短時間でのモータの特性算定が可能である.ま た、周辺の空気領域も含めた分割を行うことで漏れ磁束を考慮し た計算を行うことができる. 先行研究では従来構造の誘導モータ の RNA モデルの提案およびインバータ回路との連成解析により キャリア高調波を考慮した誘導モータの損失特性について計算し た例8やアキシャルギャップ誘導モータのRNAモデルの提案およ び短時間でFEMによる電磁界解析と同様の特性が得られた例が

Table 1	Design value to be used for axial gap induction motor.	
	$P_{\rm m}$	0.75

р	4
E_1	48
f	200
η (expected value)	80
$\cos \theta$ (expected value)	76
ϕ_0	0.003
G	2
$k_{ m w1}$	0.966
q	2
$B_{ m g}$	0.8
α	0.6
Do	84
J_1	10
%SFz	0.5
$B_{ m ys}$	1.2
%SFc	0.97
Z_2	21
J_2	5
С	0.15



Fig. 4 1/24 model of stator and 1/21 model of rotor based on RNA.



Fig. 5 Unit magnetic circuit.

報告されている. Fig.3 に示すように設計したモータの三次元モデ ルを切り取り、断面を展開する. 以降、展開後のモデルをリニアモ デルと呼称する. このリニアモデルに対して RNA を適用する. Fig.4 に固定子および回転子 1 スロットあたりの RNA モデルを 示す. RNA モデルの分割した要素に Fig.5 に示すような単位磁気 回路を挿入し、解析対象であるリニアモデルを磁気抵抗回路網と して表現する. Fig.5 における磁気抵抗 R_m は、分割要素における 材質の透磁率 μ , 分割要素の寸法により磁路長 I_m および断面積 S_m を用いて以下の式で与えている. また、RNA では磁気特性の非線 形性を無視している.



Fig. 6 Comparison of catalog value and approximate curve at frequency of 200 Hz.

$$R_{\rm m} = \frac{1}{\mu} \times \frac{l_{\rm m}}{S_{\rm m}} \tag{23}$$

また, Fig. 5 におけるインダクタンス Lm は,鉄心の交流磁化 特性を表す素子であり,磁気回路にインダクタンスを挿入するこ とで鉄損の算定が可能となる⁹¹⁰¹¹⁾. Lm は鉄心の鉄損曲線を用い て以下のように導出した.

要素に流れる磁束を ϕ とすると、鉄損の瞬時値 $W_{i_{inst}}$ は次式で表される.

$$W_{i_inst} = L_{\rm m} \left(\frac{d\phi}{dt}\right)^2 \tag{24}$$

要素を流れる磁束が正弦波であるとすれば、Wi_inst を1周期 T において平均した値が鉄損 Wi であり、次式のように求まる.

$$W_{\rm i} = \frac{\omega^2 L_{\rm m} S_{\rm m}^{\ 2}}{2} B_{\rm m}^{\ 2} \tag{25}$$

ここで、 B_m は要素の磁束密度の振幅であり、要素を流れる磁束 の振幅を断面積 S_m で割った値である.

鉄損が B_m² に比例するとすれば単位体積あたりの鉄損 W_{i_den} は次式で表すことができる.

$$W_{i_den} = \beta B_m^2 \tag{26}$$

駆動周波数である 200 Hz の鉄損曲線から最小二乗法で β を求め ると $\beta = 6.57 \times 10^4 [W \cdot m^{-3}T^{-2}]$ となる. Fig.6 にカタログ値と 近似曲線の比較を示す. Fig.6 を見るとカタログ値と近似曲線が概 ね一致していることがわかる.

近似により得られたβを用いると、要素の鉄損 Wi は次式で求められる.

$$W_{\rm i} = 6.57 \times 10^4 \, B_{\rm m}^{-2} \, l_{\rm m} \, S_{\rm m} \tag{27}$$

式(27)の右辺と式(25)の右辺が等しくなることから、周波数 200 Hz の正弦波電流で駆動した時のインダクタンス $L_{\rm m}$ は次式のよう 求まる.

$$L_{\rm m} = 0.0832 \ \frac{l_{\rm m}}{S_{\rm m}}$$
 (28)

なお、導出したアキシャルギャップ誘導モータの RNA モデルの 要素数は周辺の空気領域も含めて 2364 である.

3.3 RNA による特性算定結果および FEM 結果との比較

設計した動作点付近の解析を行うためにすべり 0.1~0,回転速 度 5400 ~ 6000 rpm において,過渡状態から定常状態に移行し たのちに十分に時間経過するまで過渡応答解析を行った. RNA, FEM ともに 0.5 s まで解析を行い,電源電圧波形 1 周期を 50 分 割するように計算ステップ数を設定した. FEM はリニアモデルを 用いた 2D-FEM であり,要素数は 10039 である.また,FEM で は磁気特性の非線形性を考慮した非線形計算と非線形性を無視し た線形計算を行った. Fig. 7 に出力,効率,鉄損の算定結果を示す. 出力と効率については入力 P_{in} から損失 W_{loss} を差し引いた値を 出力 P_o とし,効率 η を算出している.損失 W_{loss} は,銅損 W_c , 鉄損 W_i を考慮し,機械損は無視している.

$$\eta = \frac{P_{\rm in} - W_{\rm loss}}{P_{\rm in}} = \frac{P_{\rm in} - (W_{\rm c} + W_{\rm i})}{P_{\rm in}}$$
(29)

RNA における鉄損の算定について,インダクタンスを挿入した 単位磁気回路を用いて各要素の最大磁束密度を求め,式 (27)より 各要素の鉄損を計算している.

FEM における鉄損は回転速度毎に求めた磁束密度分布の時間 依存の点列データを周波数成分に分解し、周波数毎の鉄損を求め ている.固定子では電源周波数を,回転子ではすべり周波数を基本 周波数とした.

RNAによる特性算定結果について、回転速度5850 rpm におい て出力 0.767 kW と設計時に決めた出力に近い値となっている. また,モータ体積0.55Lであるため,出力密度は1.39kW/Lと目 標としていた1 kW/L 以上の出力密度を得るアキシャルギャップ 誘導モータとなった. 効率と力率に関してはそれぞれ 87.8%, 75.3%であり、予想値と差異が見られた. FEM による特性算定結 果では回転速度 5850 rpm において非線形計算が出力 0.831 kW, 効率 91.1%,線形計算が出力 0.830 kW,効率 91.1% である.解 析1点あたりの平均計算時間はFEMの非線形計算が2時間56 分28秒, FEM の線形計算が1時間40分5秒, RNAが50分 32 秒であり, RNA を用いることで計算時間短縮が可能となった. RNA と FEM での算定結果に差異が見られるが、FEM の算定結 果においても回転速度 5850 rpm 付近で出力 0.75 kW となってい ることから、本研究での設計手法は要求する仕様を満たすアキシ ャルギャップ誘導モータの概略設計が概ね可能であることがわか る. また, 設計する動作点では設計時に鉄心内の磁束密度を決めて いることで磁気特性の非線形性による影響は少ないと考えられる.

出力と効率における算定結果の差異ついては漏れ磁束による影響が原因であると考えられる. RNA では要素数が少なく,漏れ磁 束による影響が表現できていないため, RNA のみ差異が見られ たと予想される. そのため, RNA においては解析対象周辺の空気 領域を更に細かく要素分割することで漏れ磁束の計算精度を高め ることができ, FEM との差異が小さくなると考えられる. 鉄損に おける算定結果について, FEM の非線形計算と線形計算では概ね 一致しており, RNA と FEM の結果では差異が生じている. RNA では先述したようにインダクタンスを挿入した単位磁気回路を用 いて各要素の最大磁束密度を求め,各要素の鉄損を計算している が,鉄損を 200 Hz の特性で近似しており,回転子の鉄損に大きな 誤差が生じているためであると考えられる. そのため,計算精度の



Fig. 7 (a) Rotational speed-output characteristics, (b) Rotational speed-efficiency characteristics and (c) Rotational speed-iron loss of motor for agricultural drone.

向上には回転子の鉄損計算において鉄損をすべり周波数での特性 で近似する必要がある.また、本手法で設計したアキシャルギャッ プ誘導モータのギャップ長は一次側(固定子)と二次側(回転子) の磁気結合を高くするため0.13 mm と短い値となってしまってい る. そのため、機械設計を行い製作が可能であるかの検討が必要で ある.

4. まとめ

用途に応じたモータ容量に対して短時間かつ簡単に設計 を行うため、装荷分配法によるアキシャルギャップ誘導モ ータの設計手法を用い、ドローン用モータとして同期速度 6000 rpm,出力密度1 kW/L 以上の特性を持つアキシャルギャップ誘 導モータの設計を行った.

従来のラジアルギャップ誘導モータの装荷配分は、最初に電気 装荷と電気比装荷により決まる極ピッチから固定子鉄心の内径を 決定するが、アキシャルギャップ構造では、電気比装荷をラジアル ギャップ構造と同等に定義することが難しい、したがって、本研究 では所望の要求特性を満たす磁気装荷を決定したのちに固定子鉄 心の外径および内径の寸法設計を行った。

設計したアキシャルギャップ誘導モータについて RNA と FEM による特性算定を行った.解析 1 点あたりの平均 計算時間が RNA では磁気特性の非線形性を無視した計算 で 50 分 32 秒であったのに対して,一般的に用いられる FEM では磁気特性の非線形性を考慮した計算で 2 時間 56 分 28 秒,非線形性を無視した計算で 1 時間 40 分 5 秒であ り, RNA を用いることで計算時間短縮が可能となった.

RNA による算定結果より回転速度 5850 rpm, 出力密度 1.39 kW/L となり, FEM による算定結果においても回転速 度 5850 rpm 付近で要求仕様を満たすアキシャルギャップ 誘導モータの設計が可能であることを確認した.

今後は RNA において設計したアキシャルギャップ誘導 モータについてさらなる高出力密度化および軽量化等のド ローン用モータに向けた最適化の検討を行う. **謝辞** 本研究の一部は,JSPS 科研費 JP19K04344 の助成 を受けたものである.

References

- 1) T. Hyodo: IATSS Review, 44, 132 (2019) (in Japanese)
- 2) K. Nonami: Journal of SICE, 55, 780 (2016) (in Japanese)
- M. Morishita: Technical Journal of Advanced Mobility, 1, 72 (2020) (in Japanese)
- 4) Y. Wada: The Doshisha University economic review, 65 427 (2014) (in Japanese)
- R. Sakai, Y. Yoshida, and K. Tajima: *T. Magn. Soc. Jpn.*, 2, 43 (2018).
- 6) T. Takeuchi, S. Nishikata: Daigakukatei Denkisekkeigaku kaitei3ban (in Japanese) (ohmsha, Tokyo,2019).
- T. Terui, Y. Yoshida, and K. Tajima: *The Paper of Technical Meeting on Magnetics, IEE Jpn.*, MAG-21-051 (2021) (in Japanese).
- Y. Hoshi, Y. Yoshida, and K. Tajima: *The Paper of Technical Meeting on Magnetics*, *IEE Jpn.*, MAG-20-060 (2020) (in Japanese).
- 9) T. Anayama: enerugihenkankogakukisoron (in Japanese) (Maruzen, Tokyo, 1977).
- 10) K. Fujita, K. Nakamura, and O. Ichinokura: *The Paper of Technical Meeting on Magnetics*, *IEE Jpn.*, MAG-11-062 (2011) (in Japanese).
- K. Nakamura, T. Tomonaga, S. Hisada, K. Arimatsu, T. Ohinata, Y. Sato and O. Ichinokura: *J. Magn. Soc. Jpn*, **32**, 82 (2008) (in Japanese)

2021年11月7日受理, 2021年12月7日再受理, 2022年2月23日採録