Copyright ©2025 by the Magnetics Society of Japan.
This article is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0)
http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/

T. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)., **9**, 34-38 (2025) <Paper>

# 大型磁束変調型磁気ギヤの実用的な設計手法の検討

# Practical Design Method for Large-Scale Flux-Modulated-Type Magnetic Gears

角貴則 [a)†] ・中村健二 [a)] ・武田啓司 [b)]
[a)]東北大学 大学院工学研究科，仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-11（〒980-8579）
[b)]TDK(株)，東京都中央区日本橋 2-5-1（〒103-6128）
T. Sumi [a)†], K. Nakamura [a)], and K. Takeda [b)]
[a)] Tohoku University, Graduate School of Engineering, *6-6-11 Aoba Aramaki Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan*
[b)] TDK Corporation, *2-5-1 Nihonbashi Chuo-ku, Tokyo 103-6128, Japan*

Magnetic gears, which can transmit power without any mechanical contact, offer lower vibration and acoustic noise compared to mechanical gears. Among the various types of magnetic gears, the flux-modulated-type magnetic gear has recently garnered attention because of its higher torque density and efficiency. It consists of concentric inner and outer rotors with pole pieces placed between the two rotors. The finite element method (FEM) is widely used for the design and analysis of electric machines, and using a partial model based on the periodicity of the electromagnetic field is an effective way to reduce model size and calculation time. However, for flux-modulated-type magnetic gears, their partial models cannot be minimized due to the low periodicity of the electromagnetic field. As a result, the model size remains large, and calculation time is still long. This paper presents a practical design method for flux-modulated-type magnetic gears by creating a partial model that focuses only on the inner magnet pole pair.

**Keywords:** flux-modulated-type magnetic gear, practical design method, partial model

## 1. はじめに

歯車同士の接触によって動力を伝達する機械ギヤは，回転速度の増減速，回転方向や回転軸の変更など様々な動作が可能であり，あらゆる産業で用いられる重要な機械要素の一つである．しかしながら，機械的な接触を伴うため，本質的に振動や騒音が発生し，歯車の摩耗や発熱が避けられない．特に，大容量機では摩耗と発熱の低減のため，潤滑油系統が必須であり，定期的なメンテナンスが不可欠となる．

上述の問題を抱える機械ギヤに対して，磁力によって非接触で増減速可能な磁気ギヤは振動や騒音が小さく，摩耗や発塵がない．したがって，潤滑油系統が不要となるため，保守性に優れる．

磁気ギヤには様々な種類があるが[1)-3)]，その中でも磁束変調型磁気ギヤは，同心円状に配置された極対数の異なる 2 つの磁石回転子とその間に配置されたポールピースと呼ばれる鉄片から構成され，すべての磁石が常にトルク伝達に寄与することからトルク密度と効率が高く，実用化が最も期待されている[4)-7)]．

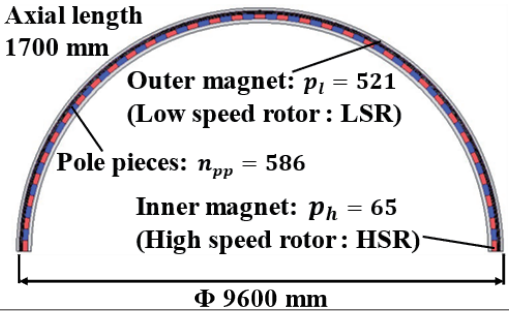
磁気ギヤやモータといった回転電気機械の設計に用いられる手法の一つに有限要素法（Finite Element Method, FEM）による電磁界解析がある．FEM を用いた電磁界解析では磁界分布の対称性と周期性に基づいた部分モデルを利用することが一般的である．部分モデルを利用することで要素数が削減でき，それに伴って計算コストを節約することができる．一方で，磁束変調型磁気ギヤはトルクリプルを抑制するため，内側磁石回転子の極対数とポールピースの極数の最大公約数が小さくなるように設計するため，磁界分布の周期性が悪い．それに加え，内側磁石回転子，ポールピース，外側磁石回転子の 3 層からなる複雑な構造を有することから，磁束変調型磁気ギヤの部分モデルは他の回転機ほどは小さくならず，解析モデルが大規模化する．そのため，計算コストのみならず，解析の前準備や後処理などにも困難が生じ，特に大型機ではその影響が顕著になる．

そこで本論文では，磁界分布の周期性に基づく一般的な部分モデルでは無く，内側磁石回転子の極対数のみに着目した部分モデルを用いることで，磁束変調型磁気ギヤの実用的な設計手法の確立を試みたので報告する．

Corresponding author: T. Sumi (e-mail: sumi.takanori.q1@tohoku.ac.jp).

## 2. 内側磁石回転子の極対数のみに着目した部分モデル

Fig. 1 に検討対象とする大型磁束変調型磁気ギヤの諸元を示す．



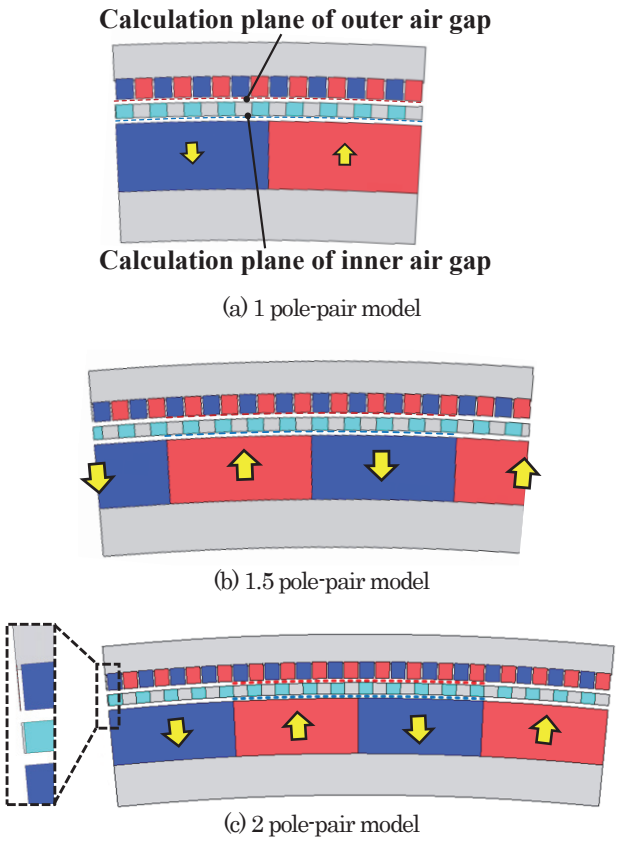

| | |
|---|---|
| Output power | 12 MW |
| Input rotational speed | 7.81 rpm |
| Gear ratio | 8.02 |
| Core and pole-piece material | 50A270 |
| Magnet material | Sintered Nd-Fe-B |

**Fig. 1** Specifications of large-scale flux-modulated-type magnetic gear.

内側磁石回転子が高速側で65極対，外側磁石回転子が低速側で521極対であり，ギヤ比は8.02である．ポールピースは586極である．洋上風力発電への適用を想定した磁気ギヤであり，直径は9600 mm，軸長は1700 mm，出力は12 MWである．本磁気ギヤに関して，磁界の周期性に基づき部分モデルを作成すると，Fig. 1に示したような1/2モデルが最小になる．本論文では，この1/2モデルに空気領域を設定し周期境界条件を付したものをフルモデルと呼ぶ．

Fig. 2に，本論文で検討した部分モデルを示す．同図(a)は，内側磁石回転子のみに着目して1極対分を切り出したものであり，以降では1極対モデルと称する．同図(b)および(c)は，それぞれ同様に内側磁石回転子の1.5極対分および2極対分で切り出したモデルである．なお，ポールピースと外側磁石回転子の周期性は無視し，内側磁石回転子の各極対分の中心角で強制的に切り出している．例として，同図(c)に端部の拡大図を示す．ポールピースや外側磁石が周期性を無視して切り取られていることがわかる．各部分モデルの端部には周期境界条件等は付さず，周囲には空気領域を設定した．Table 1に空気領域を除いた磁気ギヤ部の要素数を示す．切り出した極対数の大きさに応じて要素数は増えているいるが，いずれの部分モデルについても，フルモデルと比較して大幅に要素数が削減できていることがわかる．

Fig. 2中の破線は，空隙磁束密度の計算面を表している．赤破線が外側空隙，青破線が内側空隙の磁束密度計算面である．1極対モデルでは端から端まで，1.5極対モデルと2極対モデルでは端効果を除くため，中央の1極対分を計算面とした．なお，FEMには(株)JSOLの電磁界解析ソフトJMAG-Designer ver. 23.0を使用した．




(a) 1 pole-pair model

(b) 1.5 pole-pair model

(c) 2 pole-pair model

**Fig. 2** Partial models of magnetic gear.

**Table 1** Number of elements in each partial model.

| Model (pole pair) | 1 | 1.5 | 2 | Full |
|---|---|---|---|---|
| Approx. no. of elements | $3.3 \times 10^4$ | $5.0 \times 10^4$ | $6.7 \times 10^4$ | $1.2 \times 10^6$ |

## 3. 空隙磁束密度に関する比較検討

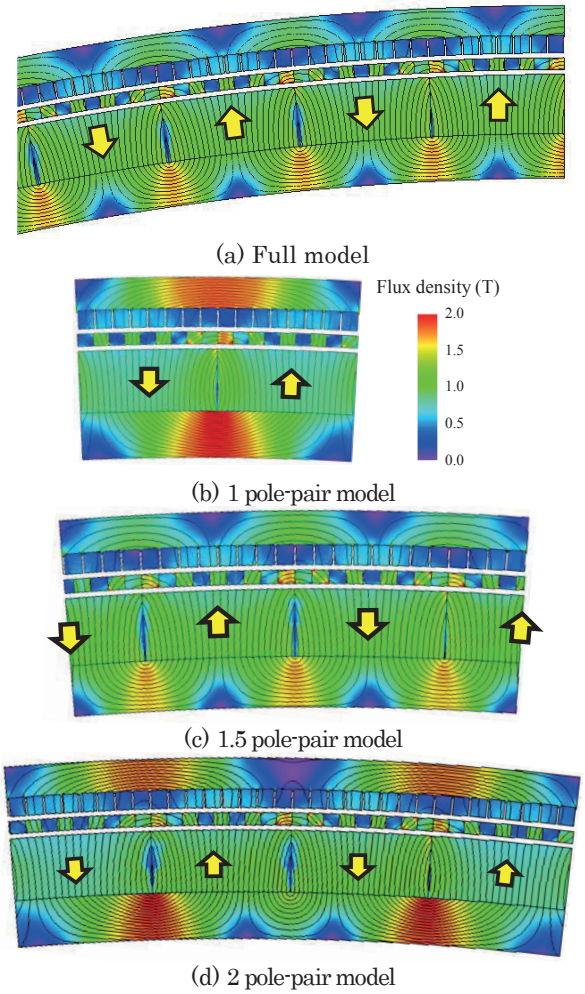
### 3.1 磁束密度分布と磁束線図の比較検討

Fig. 3に，各モデルの磁束密度分布と磁束線図を示す．磁石部分は内側磁石のみに着磁設定をしており外側磁石は空気としている．図中の色は磁束密度の強さを表しており，スケールは同図(b)中に示した．スケール幅は0 T～2 Tである．

同図(a)のフルモデルにおける磁束密度分布を見ると，磁石磁束が左右の磁石に分かれて流れて，磁束線がループを形成していることがわかる．すなわち，ある1極に注目すれば両サイドにある磁石0.5極ずつと対となってループを形成している．

これに対して，同図(b)の1極対モデルでは1極対全体で磁束のループ1つを形成しており，フルモデルと比較して大きなループとなっている．また，端部から外部空気領域への漏れ磁束も認められる．

一方，同図(c)の1.5極対モデルでは，フルモデルでみられた隣り合う磁極の0.5極同士で形成される磁束ループが良好に再現され




(a) Full model

(b) 1 pole-pair model

(c) 1.5 pole-pair model

(d) 2 pole-pair model

**Fig. 3** Comparison of flux lines and flux density distributions.

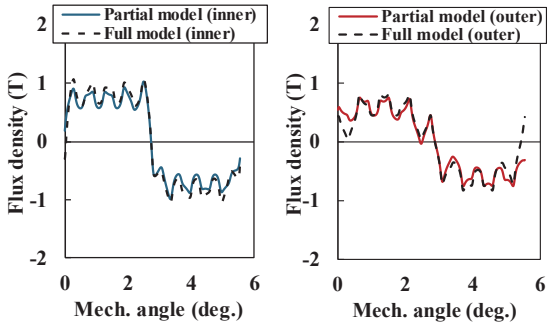
ていることがわかる．さらに，ヨークの磁束密度分布も良好に模擬されており，フルモデルと同様の結果が得られていることが了解される．

最後に，同図(d)の 2 極対モデルでは，両端の 2 極の磁石磁束のほとんどが中央の 2 極に流入しているため，中央の磁束線ループが小さく，かつ歪んでおり，フルモデルとは異なる分布になっていることがわかる．

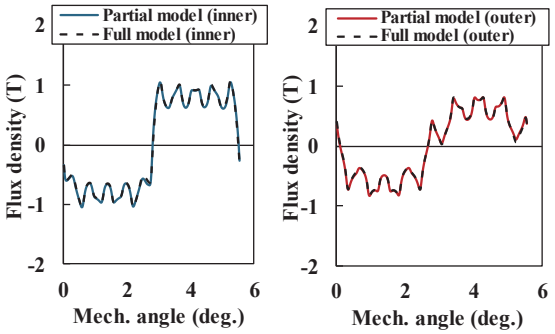
以上，各モデルを比較すると，1 極対モデルでは磁束のループがフルモデルと異なり，また端部からの漏れ磁束も大きい．これに対して，漏れ磁束の影響を除くため，両端に 1 極ずつ足した 2 極対モデルでは隣り合う 0.5 極同士で形成される磁束ループが再現できない．よって，漏れ磁束の影響を減らし，かつ磁束のループを再現可能な最小のモデルは 1.5 極対モデルであることが明らかとなった．

### 3.2 空隙磁束密度波形と高調波成分の比較検討

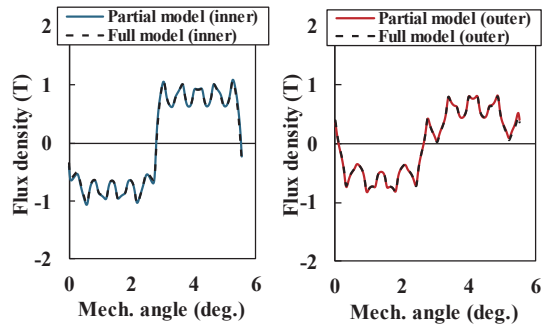
Fig. 4 に，各部分モデルの磁束密度分布の計算結果を示す．



(a) 1 pole-pair model



(b) 1.5 pole-pair model



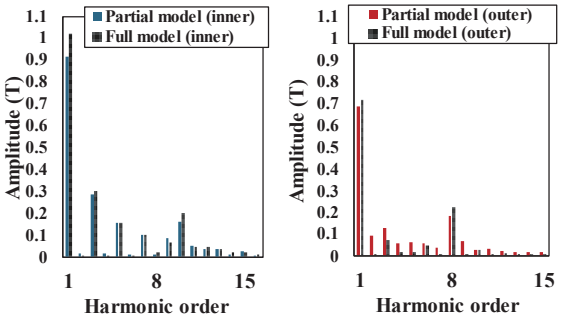
(c) 2 pole-pair model

**Fig. 4** Comparison of gap flux density waveforms (left: inner gap, right: outer gap).

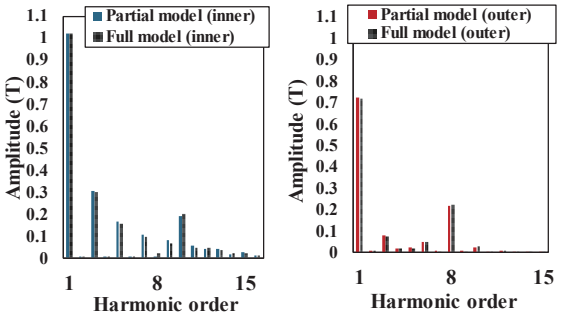
青実線は内側空隙の磁束密度波形であり，内側磁石の磁石磁束に相当する．一方，赤実線は外側空隙の磁束密度波形であり，変調波に相当する．黒破線はフルモデルの空隙磁束密度波形である．

同図(a)の 1 極対モデルにおける空隙磁束密度波形では磁極中心部では波形が一致しているものの，端部では異なっていることがわかる．これは磁石端部から外部の空気領域への漏れ磁束が原因であると考えられる．これに対して，同図(b)，(c)の 1.5 極対モデルと 2 極対モデルでは波形が良好に一致していることが了解される．

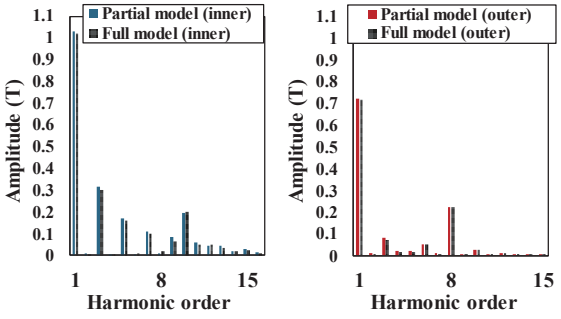
Fig. 5 に，各部分モデルの空隙磁束密度波形の高調波成分を示す．Fig. 4 に示した磁束波形と同様に，青が外側空隙，赤が内側空隙における高調波成分であり，黒がフルモデルの高調波成分である．また，高調波成分において，内側空隙の 1 次成分，外側空隙の 8 次成分が内外磁石回転子と同期して，トルク伝達に寄与する成分である．また，Table 2 には，トルク伝達に寄与する成分をフルモデルの結果で規格化したものを示す．



(a) 1 pole-pair model



(b) 1.5 pole-pair model



(c) 2 pole-pair model

**Fig. 5** Comparison of harmonic orders of gap flux density waveforms (left: inner gap, right: outer gap).

**Table 2** Comparison of synchronous components of gap flux density waveforms.

| | 1 pole pair | 1.5 pole pair | 2 pole pair | full |
|---|---|---|---|---|
| Inner | 0.896 | 1.000 | 1.009 | 1.000 |
| Outer | 0.835 | 0.986 | 1.005 | 1.000 |

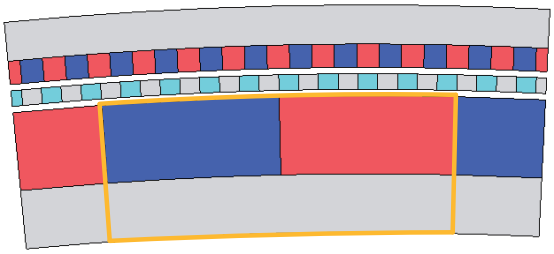
まず Fig. 5(a)を見ると，1 極対モデルではトルク伝達に寄与する成分がフルモデルとは乖離していることがわかる．また，その他の高調波成分についても誤差が大きい．一方，図(b)，(c)を見ると，トルク伝達に寄与する成分を含めて，各高調波成分が精度良く計算できていることがわかる．

次いで，Table 2 を見ると，Fig. 5 の結果と同様に，1 極対モデルはフルモデルとの誤差が大きいことがわかる．一方，1.5 極対モデルと 2 極対モデルは，フルモデルとほぼ同等の結果が得られている．これは両者とも，内側磁石回転子の中央 1 極対分の空隙磁束密度波形のみで計算しており，端効果が除かれているためと考えられる．

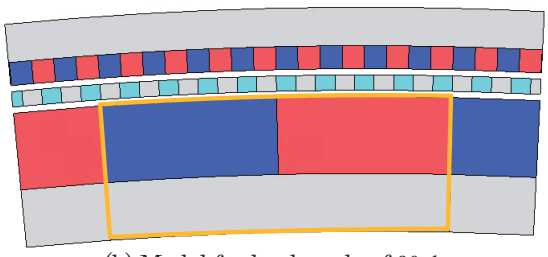
## 4. トルクに関する比較検討

前章では，ポールピースと外側磁石回転子の周期性は無視し，内側磁石回転子の極対数のみに着目して切り出した部分モデルを用いて，磁束密度分布や空隙磁束密度波形の再現性について検討を行った．その結果，内側磁石回転子 1.5 極対分を切り出したモデルを用いることで，フルモデルの結果を良好に再現でき，FEM における要素数を大幅に削減できることが明らかとなった．本章では，上記の 1.5 極対モデルを用いてトルクを算定し，フルモデルと比較検討を行う．

Fig. 6 に，トルクの算定に用いた 1.5 極対モデルを示す．磁束変調型磁気ギヤのトルク発生原理は，一般的な同期モータと等しく，トルクが負荷角に応じて変化し，0 度で最小，90 度で最大となる．一方，本論文で提案する部分モデルでは，モデルの周囲に周期境界条件を付けることができないため，トルクを算定したい負荷角ごとに，それに対応する 1.5 極対モデルを作成する必要がある．なお，同図(a)が負荷角 0 度，同図(b)が負荷角 90 度に対応する 1.5 極対モデルである．



(a) Model for load angle of 0 deg.



(b) Model for load angle of 90 deg.

**Fig. 6** 1.5 pole-pair model for torque analysis.

上記の部分モデルにおいて，トルクの計算に用いた領域は，前章の検討において磁束密度分布に良好な再現性が得られた中央の 1 極対分であり，同図中で橙色の枠で囲った部分である．この 1 極対分に働くトルクを 65 倍した値をフルモデルの結果と比較した．また比較に関しては，Fig. 6 に示した 2 つの負荷角を含む，負荷角 0 度～180 度まで 30 度ごと 6 点の負荷角について，各々部分モデルを作成し，トルクを計算した．

Fig. 7 に，フルモデルと部分モデルの負荷角対トルク特性を示す．黒破線がフルモデルの結果であり，シンボルが部分モデルの結果である．この図を見ると，すべての負荷角について，部分モデルの計算値はフルモデルの計算値とほぼ良好に一致していることがわかる．

磁束変調型磁気ギヤを設計する際には，その伝達トルクが最大となる負荷角 90 度における性能評価や最適化を行うのが一般的である．よって，負荷角 90 度における計算精度について，さらに詳しく考察する．

Table 3 に，負荷角 90 度における部分モデルの伝達トルクをフルモデルの伝達トルクで規格化したものを示す．この表を見ると，フルモデルに対して 96 %程度の高い精度でトルクを算定できていることがわかる．

ここで，先行研究 8)では，磁束変調型磁気ギヤにおける空隙磁束密度のトルク伝達に寄与する成分と伝達トルクの間には良好な相関関係があることが述べられていることから，Table 4 に負荷角 90 度における内外空隙磁束密度のトルク伝達に寄与する高調波成分について，部分モデルの値をフルモデルの値で規格化したものを示す．先行研究 8)に倣い，内側空隙の変調波は外側磁石を，外側空隙の変調波は内側磁石のみを着磁設定して計算したものである．この表を見ると，部分モデルの内外変調波成分の積はフルモデルに対して 95.4 %であり，Table 3 に示したトルクの誤差と符合していることがわかる．

最後に，フルモデルと 1.5 極対モデルにおける負荷角 90 度の 1 点を計算する際の計算コストを比較する．Table 5 に使用メモリ量と計算時間の比較を示す．これらの値は，

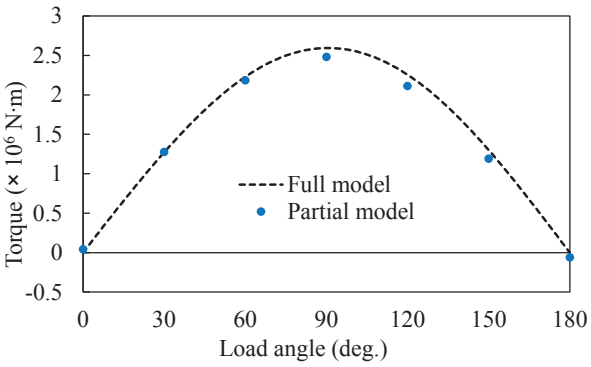



**Fig. 7** Load angle versus torque of inner rotor.

**Table 3** Comparsion of torques at load angle of 90 deg.

| | 1.5 pole pair | full |
|---|---|---|
| Torque | 0.957 | 1.000 |

**Table 4** Comparsion of orders contributing to torque generation at load angle of 90 deg.

| | 1.5 pole pair | full |
|---|---|---|
| Modulated wave at inner air gap | 0.962 | 1.000 |
| Modulated wave at outer air gap | 0.992 | 1.000 |
| Multiplication value | 0.954 | 1.000 |

**Table 5** Computational cost

| | 1.5 pole pair | full |
|---|---|---|
| Used memory (MB) | 294.9 | 6617.3 |
| CPU time (sec.) | 4 | 114 |

JMAG-Designer が計算終了時に生成するログファイルを参照した．また，使用したコンピュータの CPU は Intel Core i7-12700，メモリは 32 GB，OS は Windows11 である．この表をみると，使用メモリ量，計算時間ともに大幅に減少していることがわかる．具体的には，使用メモリ量は 95.5 %減，計算時間は 96.5 %減であった．

## 5. まとめ

以上本論文では，大型磁束変調型磁気ギヤに対して，十分に計算コストを削減可能な実用的設計手法を確立することを目的に，内側磁石回転子の極対数のみに着目した部分モデルを提案し，その妥当性を検討した．

その結果，内側磁石回転子の 1.5 極対分を切り出した部分モデルを用いることで，磁束密度分布や空隙磁束密度波形，伝達トルクが良好に算定できることが明らかとなった．これは，磁束変調型磁気ギヤで形成される隣り合う磁石 0.5 極同士の磁束ループが良好に再現できたことや，磁束波形やトルクの最小計算単位である 1 極対分よりも解析モデルが大きいため，端効果の影響を排除できたことが要因であると考えられる．

1.5 極対モデルになったことで，FEM における磁気ギヤ部の要素数は 96 %削減することができ，使用メモリ量は 95.5 %削減，計算時間は 96.5 %削減することができた．

今後は，構築した部分モデルと遺伝的アルゴリズム（GA）などの最適化手法を組み合わせた設計を実施し，フルモデルと比較することで，計算機容量や計算時間の削減効果を明らかにする予定である．

**謝辞**　本研究の一部は東北大学人工知能エレクトロニクス卓越大学院プログラムの支援を得て行われたものである．ここに感謝の意を表する．

## References

1) Y. D. Yao, D. R. Huang, C. C. Hsieh, D. Y. Chiang, S. J. Wang, and T. F. Ying: *IEEE Trans. Magn.*, **32**, 5061 (1996).
2) S. Kikuchi and K. Tsurumoto: *IEEE Trans. Magn.*, **29**, 2923 (1993).
3) C. C. Huang, M. C. Tsai, D. G. Dorrell, and B. J. Lin: *IEEE Trans. Magn.*, **44**, 403 (2008).
4) K. Atallah and D. Howe: *IEEE Trans. Magn.*, **37**, 2844 (2001).
5) K. Nakamura, M. Fukuoka, and O. Ichinokura: *J. Appl. Phys.*, **115**, 17A314 (2014).
6) Y. Mizuana, K. Nakamura, Y. Suzuki, Y. Oishi, Y. Tachiya, and K. Kuritani: *Int. J. Appl. Electromagn. Mech.*, **64**, 771 (2020).
7) Y. Mizuana, K. Nakamura, Y. Suzuki, Y. Oishi, Y. Tachiya, and K. Kuritani: *J. Mag. Soc. Jpn.*, **45**, 50 (2021).
8) A. Okazaki, T. Sumi, K. Nakamura, T. Shinji, and K. Takeda: *Trans. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)*, **8**, 35 (2024) (in Japanese)

**2024年10月17日受理，2024年12月24日採録**