

波力発電用横磁束型円筒リニア発電機の応答曲面法を利用した設計 ～多極化による出力密度向上の検討～

渡辺 隆嗣* 申 重燮 古関 隆章 (東京大学) 金 弘中 (Kovery. Co. Ltd)

A Design of a Transverse Flux Type Cylindrical Linear Wave Generator Using Response Surface
Methodology

~Study on the Effect of Pole-Pair Numbers to Power Density~

Ryuji Watanabe, Jung-Seob Shin, Takafumi Koseki (The University of Tokyo), and
Houng-Joong (Kovery.Co.Ltd)

This paper presents study on the effect of pole-pair numbers to power density. The model is a transverse flux type cylindrical linear generator, and in this paper, three models, 4-poles model, 8-poles model and 12-poles model, are discussed. When each model is designed, we use the simplified design method using three-dimensional static analysis and response surface methodology, and design time is saved. As the result, 8-poles mode is the best to consider power density and power per magnet volume.

キーワード：横磁束型, 波力発電, 応答曲面法, 簡易設計法

(Transverse flux type, Wave generator, Response surface methodology, Simplified design method, multipolarizaion)

1. はじめに

近年、再生可能エネルギー応用に向けた研究が進められており、波力発電も例外ではない。波力は自然エネルギー中ではエネルギー密度が高く、小さな体積で大きなエネルギーを取り出すことが可能であるため、波力発電の製作コストや視覚的影響は小さい[1]。各国で研究開発のプロジェクト数は 100 以上と言われている。日本では航路標識用の発電装置や実験用として 10 を越える発電装置が作られている[2]。洋上風力発電に比べても面積を 4 分の 1 から 5 分の 1 にできる事や発電量を見積りやすい点などが優れているとされる。

波力発電において、リニア型の発電機は回転型の発電機と比べてギアや直線運動一回転運動の変換機なしに駆動することが可能である。そのため、メンテナンス性の低下や操作性の向上が利点として挙げられるが、一方で出力密度が低いという問題点が存在する。

実用化に向けては発電機の高出力密度化が必要であり、本研究では磁束が三次元的に流れる横磁束型のモデル[3]を扱い高出力密度化を図っている。しかしながら、磁束が三次元的に流れる構造から設計には本質的に三次元過渡解析

による数値解析を用いた設計が主流だが、多大な時間と労力がかかる問題点がある。そのため、[4]において三次元の磁気回路を考慮した簡易設計法の構築を行い、円筒型リニア発電機のモデル設計を行った。[4]では電機子突極が 4 のモデルの検討を行ったが、本論文では円筒型リニア発電機の電機子突極数を変化させた時の出力変化についての考察を述べる。比較検討を行う際に、出力密度と磁石量あたりの出力を目的関数として設定を行った。

本論文の構成は 1 章で背景を述べ、2 章で提案モデルの駆動原理について言及し、3 章で提案された簡易設計法の説明を行う。4 章で提案モデルの設計と比較検討した結果を報告し、5 章でまとめる。

2. 提案モデルの駆動原理

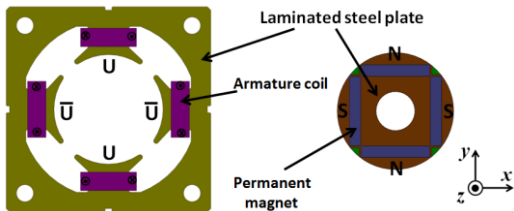
図 1 に今回提案するモデルの 3 相発電機の基本ユニットを示す。回転機汎用電機子を用い、シンプルな構造にすることで、置き換えが容易で組み立てが簡単になることから初期コストを抑えることができる。

図 1(a)は電機子ユニットと界磁ユニットの構成を示しており、電機子ユニットは基本的に偶数の突極部を持ちその突極部にコイルを集中巻にしてある。今回 4 極機について

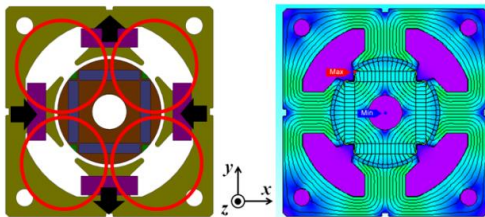
示す。そしてそれぞれの集中巻のコイルは隣り合う突極で逆向きに巻かれている。界磁ユニットは突極と同じ数の永久磁石が配置されており、電機子ユニットと同じように隣り合う永久磁石の界磁方向は逆向きとなっている。

界磁ユニットを電機子ユニットの中心部に挿入した図を図1(b)である。この時の磁束の流れは赤のループで、2次元解析の結果を見ると、コイルと永久磁石の数を同一にしているため安定した磁路が確保されていることがわかる。よって2次元面では安定した状態となっている。

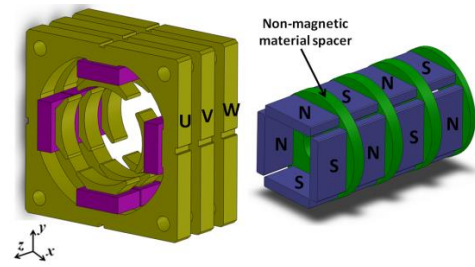
Z方向に電機子ユニットと界磁ユニットを配置したものを図1(c)に示す。電機子ユニットは三相発電機なので電氣的に120°位相がずれたU相V相W相を配置する。界磁ユニットは隣合うユニットで界磁方向が逆になるように配置し、界磁ユニットが外部の力によって稼動することで電機子ユニットのコイルに誘導起電力が誘起され発電される。



(a) 電機子側と界磁側のユニット (The armature and field unit.)



(b) 磁気回路 (Magnetic circuits.)



(c) 動作方向の形状 (Configuration along moving direction.)

図1 三相発電機の基本ユニット

Fig.1. Fundamental configuration of the three-phase unit.

3. 提案モデルにおける簡易設計手法

本研究では横磁束型のモデルを扱っているため磁束が三次元状に流れる。したがって、漏れ磁束も三次元状に形成されるため、従来の磁気回路ベースの簡易設計手法だと磁気回路の構成が複雑になり、また誤差も大きくなる。また本モデルは突極型であり、dq軸インダクタンス値は異なり、

三次元静磁界解析でインダクタンス値を求める必要がある。そこで[4]で提案を行った三次元磁気回路を考慮できる簡易設計法でモデル設計を行う。

〈3・1〉 三次元静磁界解析による出力算定 d軸下のテイースに流れる界磁側磁束 ϕ_f と dq 軸インダクタンス値 L_d, L_q から発電機の出力値を見積もる。この時、無負荷誘起電圧の実効値は駆動角速度 ω とコイルの巻数 N より式(1)で表される。

$$E_f = \frac{\omega N \phi_f}{\sqrt{2}} \dots \dots \dots (1)$$

ここで突極型の発電機のフェーザ図を図2に示す。また、図3に等価回路図を示す。図2, 3より、式(2), (3)のように逆算して d 軸電流と q 軸電流を求める。このとき、出力は式(4)で表される。ただし r_a は内部抵抗で R は負荷抵抗である。

$$I_d = \frac{(R + r_a)E_f}{(R + r_a)^2 + (X_q - X_d)(R + r_a) - X_q^2} \dots \dots (2)$$

$$I_q = \frac{X_q E_f}{(R + r_a)^2 + (X_q - X_d)(R + r_a) - X_q^2} \dots \dots (3)$$

$$P = E_f I_q - I_d I_q (X_d - X_q) - r_a I_a^2 \dots \dots (4)$$

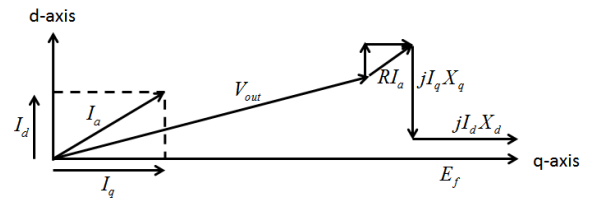


図2 発電機モードにおけるフェーザ図

Fig.2. Phasor diagrams for generator operation.

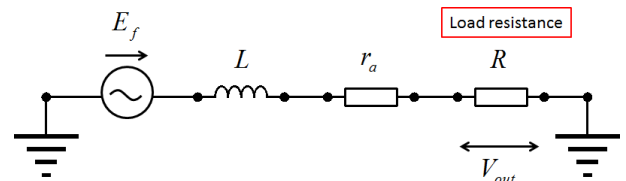


図3 発電機モードにおける等価回路

Fig.3. Equivalent magnetic for generator operation.

〈3・2〉 応答曲面法 応答曲面法はシステムから観測されたデータに基づいて統計的近似法を介して、設計変数と目的変数の応答の関係性を評価し、モデルを構築する手法である[5]。応答は一般に実際の実験やコンピュータシミュレーションから得られる。本論文ではコンピュータシミュレーションによる数値解析から応答を観測し、応答曲面法によってモデルの寸法である設計変数を決定する。

応答曲面とは(5)式に表したように n 個の予測変数因子 x_i から予測される応答 y の関係式を近似したものである。

$$y = f(x_1 \cdots x_n) + \varepsilon \cdots \cdots \cdots (5)$$

ここで ε はランダム誤差と呼ばれる。一般に関数 f は未知かつ複雑であり、取り扱いが簡単にするため多項式が多く用いられている。多くの場合一次多項式か二次多項式が用いられるが、今回は複数の因子が影響し合う交互作用を考慮するため二次多項式を用いる。また、二次多項式への近似は最小二乗法を用いて、式(6)で表される。

$$y = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i x_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} x_i^2 + \sum_{i < j} \beta_{ij} x_i x_j + \varepsilon \cdots (6)$$

回帰式の係数 β の推定に用いる実験点の組の総数を n 、変数(変換後の変数)の数を k とすると線形回帰モデルは行列表示で(7)式になる。

$$y = X\beta + \varepsilon \cdots \cdots \cdots (7)$$

X は設計変数の水準の行列であり、 β は回帰係数のベクトルであり、 ε はランダム誤差のベクトルである。

応答曲面を作成するための実験計画は3水準系やD-最適計画など様々な手法が存在する[5][6]。本報告では、少ない実験回数で適切な応答曲面を作成するため中心複合計画(CCD)を用いた。CCDは二次の応答曲面を作成する際に幅広く用いられている[7]。また、変数のパラメータと目的関数の関係を表すのに適した実験計画手法である。

作成された応答曲面の誤差が範囲内にあるかを確認する必要がある、一般的に統計学で用いられている他決定係数 R^2 と自由度調整済み決定係数 R_A^2 を用いた[8]。 R^2 は回帰モデルが適切かを判定する決定整数であり、 R_A^2 は単位自由度あたりの残差を表す関数で、いずれも0から1の値を取り、1に近づくほど良いとされている。今回は0.95以上を適切な範囲として設定した。 R^2 と R_A^2 は、応答 y の平均まわりの変動を表す偏差の平方和SSTと近似曲線作成の回帰による平方和(SSR)と誤差による平方和(SSE)、さらにパラメータの数 k によってそれぞれ式(8)、(9)で表される。

$$R^2 = \frac{SSR}{SST} \cdots \cdots \cdots (8)$$

$$R_A^2 = 1 - \frac{SSE / (N - k)}{SST / (N - 1)} \cdots \cdots \cdots (9)$$

〈3・3〉 応答曲面法による簡易設計手法 図4に応答曲面法を利用した設計法のフローチャートを示す。始めに変数と変数の水準を決め、変数に影響を受けないパラメータは定数とする。次に変数の水準に従ってCCDを用いて応答曲面作成に必要な因子のパラメータを決定する。その後、その因子のパラメータに従って設定した特性値の値を三次元静磁界解析を利用して求める。全てのパラメータに対して特性値を導出したら、応答曲面を作成し、最適点を導出する。その最適点が真値であるか評価をし、真値に近いのであれば最適点とし、遠いのであればパラメータの水準を

設計しなおし、再び因子のパラメータ決定を行う。

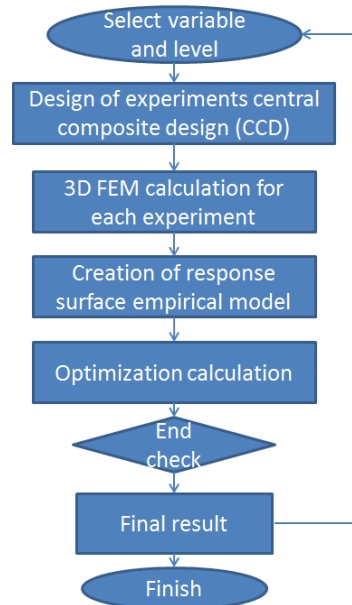
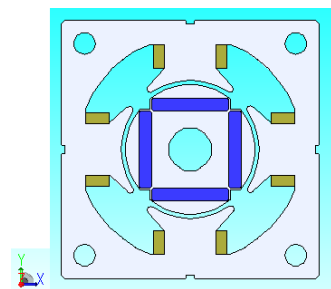


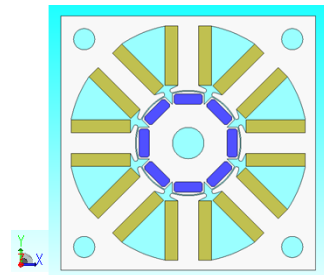
図4 応答曲面法を利用した設計法のフローチャート
Fig.4. Flowchart of a design process using response surface methodology.

4. 提案モデルにおける設計と比較検討の結果

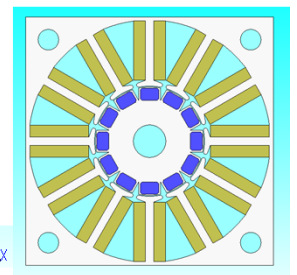
図5に提案する4極モデルと8極モデルと12極モデルの断面図を示す。電機子の突極数がそれぞれ4、8、12となっているが、それに合わせて界磁側の磁石数も4、8、12となっている。それによって4極では安定した磁気ループが4個形成されたが、同様に8極、12極ではそれぞれ8個、12個の安定した磁気ループが形成される。



(a) 4極モデル(4-poles model)



(b) 8極モデル
8-poles model



(c) 12極モデル
12-poles model

図5 提案モデルの断面図

Fig.5. The cross section of the proposed models

〈4・1〉提案モデルのパラメータ パラメータ設定に関して3つのモデル全て同様であるので、ここでは4極モデルについて説明する。提案する4極モデルの仕様を表1に示す。電機子外径は275mm×275mm、エアギャップ長は1mm、コイル直径は1mmで全てのケースにおいて一定値とする。

電機子鉄心と界磁側コアに用いる50JN230(JFE-steel)の線形動作点は1.5Tである。永久磁石には高い磁気特性を有するネオジム磁石を用いている。また、界磁側コアと比磁性体スペーサの進行方向に対する割合は3:1となっている。

スロットコンビネーションとしては発電機使用で駆動周波数を高くするために3スロット4極のモデルを採用している。

表1 提案モデルの基本仕様

Table.1 Basic specification of proposal model.

Symbol	Quantity
External radius of armature	275[mm]×275[mm]
Air gap	1[mm]
Diameter of armature conductor	1[mm]
Material	
Armature core	50JN230
Field core	50JN230
Parmanent magnet	N50M
Non-magnet spacer	Aluminum
Coil	Copper
Slot combination	3slot-4pole

提案する4極モデルの設計変数を図6に示す。本モデルにおける設計変数は3つであり、3因子による2次多項式を用いた応答局面の作成を行う。この3因子は発電機設計にクリティカルに影響する磁気装荷と電気装荷に関するパラメータとなっており、いずれのパラメータも目的関数に対して単峰性が確保されている。

一つ目の因子 w は電機子鉄心の幅であり、磁気飽和の影響を考慮し、電機子鉄心の磁束密度を1.5T以下に保つように、一つの磁気回路上で常に $0.5w$ の幅を確保するように設計を行う。この制約から xy 平面上のコイル幅が自動的に決定される。つまり、 w を大きくすることで鉄心幅が増大し、コイル幅が縮小し、出力に関して磁気装荷と電気装荷のトレードオフの関係性が成立する。

二つ目の因子 τ_s によって進行方向に対するコイルと電機子鉄心の厚さの和が記述される。一つ目の因子 w によってコイル幅が決定しているので自動的に電機子鉄心の厚さが求まることになる。またスロットコンビネーションの関係から τ_s を大きくすることで界磁側のコアとスペーサの厚みの合計値であるポールピッチも同様に増加し、その結果駆動周波数が低くなる。以上より出力に関して磁気装荷と駆動周波数に対してトレードオフの関係性が存在している。

三つ目の因子 r によって界磁側コアの半径が決定され、同時に磁石量も比例して変化する。また、 r の変化によって半径方向の電機子鉄心の長さも同時に決定される。これも r

が大きくなることによって磁石量の増加に伴う磁気装荷の増大と半径方向の鉄心長の減少に伴う巻数の減少による電気装荷の低下の出力に関するトレードオフの関係性が成立する。

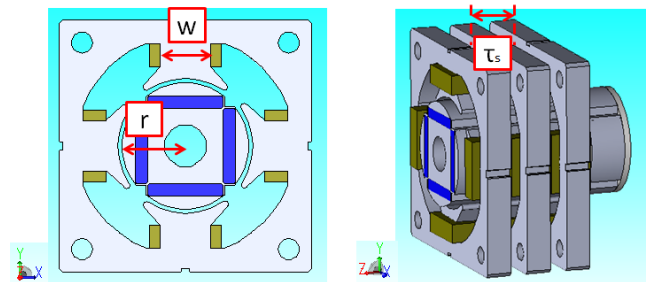


図6 提案する4極モデルにおける設計変数

Fig.6. Design variables of proposal 4-poles model.

〈4・2〉応答曲面法による提案モデル設計 応答曲面を作成するにあたって、目的関数を設定する必要がある。発電機設計において総出力とコストが重要な特性値であり、この2つの特性値を評価するために、総出力に関しては総体積当たりの出力で定義される出力密度で評価を行い、コストに関しては永久磁石が非常に高価なものであるため磁石量当たりの出力で評価を行う。

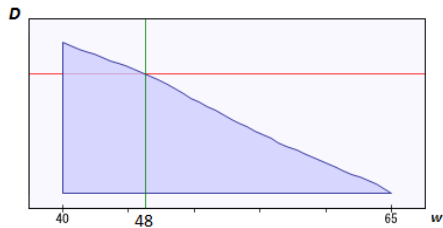
この2つを目的関数として図4のフロー図に従って応答曲面を作成する。作成された応答曲面を図7~9に示す。目的関数が2つあるため最終的な最適値を出すために2つの目的関数を1:1で畳み込んだ特性関数 D を導入している。また、いずれのモデルの目的関数についても R^2 と R_A^2 が0.95以上になっていることを確認しており、応答曲面の誤差が小さくなるように十分な実験回数を行って、曲面を作成している。

表2に図7~9の応答曲面により得られたそれぞれのモデルの最適なパラメータとその時の出力密度と磁石量当たりの出力を示す。この結果、8極モデルが出力密度、磁石量当たりの出力いずれも一番良い値を示している。最適値探索において飽和領域に入らないように鉄心の磁束密度が1.5T以下になる領域で行っている。それより4極モデルの w に関しては曲面の凸部に最適値が来ていないことに注意していただきたい。

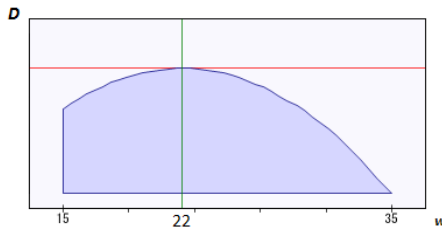
表2 応答曲面より得られた最適値と特性値

Table.2 Optimal values and characteristic values obtained by response surface methodology.

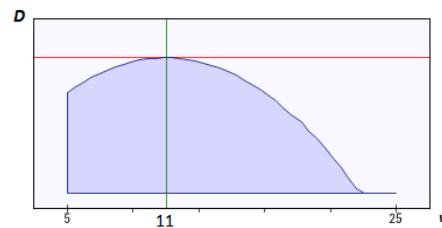
	4-poles model	8-poles model	12-poles model
w [mm]	48	22	11
τ_s [mm]	82	57	44
r [mm]	54	56	59
Power density	4.53×10^4	13.4×10^4	4.98×10^4
Power per magnet volume	1.56×10^6	10.2×10^6	2.62×10^6



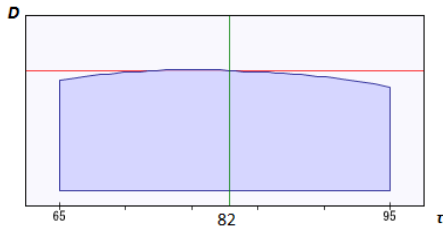
(a) w 因子(“ w ” factor)



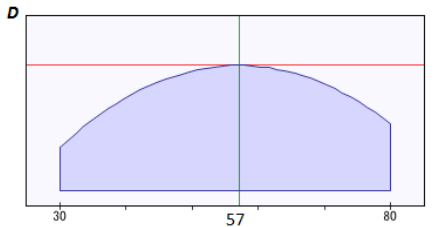
(a) w 因子(“ w ” factor)



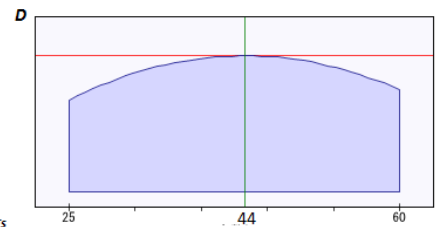
(a) w 因子(“ w ” factor)



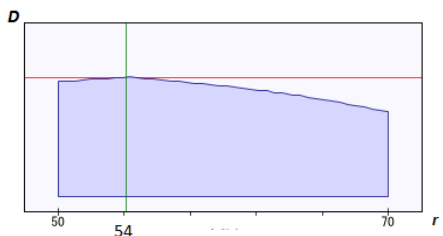
(b) τ_s 因子(“ τ_s ” factor)



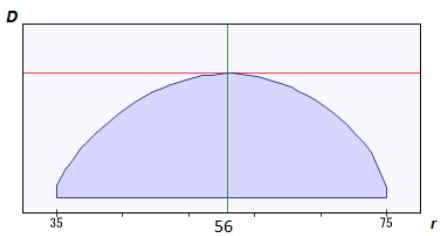
(b) τ_s 因子(“ τ_s ” factor)



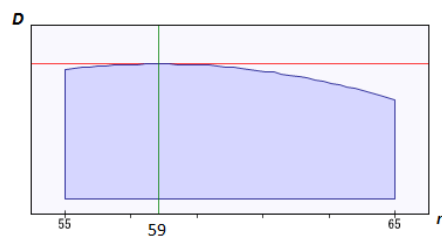
(b) τ_s 因子(“ τ_s ” factor)



(c) r 因子(“ r ” factor)



(c) r 因子(“ r ” factor)



(c) r 因子(“ r ” factor)

図 7 4 極モデルの応答曲面
Fig.7. Response surface
of the 4-poles model

図 8 8 極モデルの応答曲面
Fig.8. Response surface
of the 8-poles model

図 9 12 極モデルの応答曲面
Fig.9. Response surface
of the 12-poles model.

表 3～5 に得られたモデルの最適パラメータ値に対して応答曲面法で推測される特性値と三次元静磁界解析によって得られる特性値と三次元過渡応答解析による特性値を比較したものを示す。

この結果より、全てのモデルケースで応答曲面法と三次元静磁界解析の結果の差はほとんど見られず、応答曲面作成に伴う誤差は今回の場合はかなり小さかったと言える。三次元過渡応答の解析結果と比較をすると誤差は生じているが、最大誤差でも 7% とほぼ近い値が得られており漏れ磁束を考慮した設計法の妥当性が全てのモデルで確認された。誤差の原因としては進行方向に対してギャップ磁束を正弦波状に仮定したことに起因していると考えられる。

表 3 4 極モデルの解析法比較

Table.3 Comparison of analysis in 4-poles model.

	Power density	Power per magnet volume
Response surface methodology	4.53×10^4	1.56×10^6
3D static analysis	4.52×10^4	1.54×10^6
3D transient response analysis	4.21×10^4	1.40×10^6

表 4 8 極モデルの解析法比較

Table.4 Comparison of analysis in 8-poles model.

	Power density	Power per magnet volume
Response surface methodology	13.4×10^4	10.2×10^6
3D static analysis	13.7×10^4	10.4×10^6
3D transient response analysis	13.0×10^4	9.89×10^6

表 5 12 極モデルの解析法比較

Table.5 Comparison of analysis in 12-poles model.

	Power density	Power per magnet volume
Response surface methodology	4.98×10^4	2.62×10^6
3D static analysis	5.02×10^4	2.65×10^6
3D transient response analysis	4.88×10^4	2.47×10^6

〈4.3〉提案モデルの比較検討 今回の比較では 8 極モデルが一番良い値を取っていた。多極化することによって空間の利用率は 4 極で 55%であったのが、8 極では 62%、12 極では 64%と上昇をしていき、出力密度と磁石量当たりの出力の値が上昇したと考えられる。しかしながら、多極化しすぎると隣り合う磁石の距離が近くなり漏れ磁束の割合が増加する。磁石表面に対する鉄心に流れる磁束の割合は 4 極で 69.3%であったのが、8 極では 72.1%、12 極では 64.4%であった。この点から磁石の有効活用度が低くなり、出力密度と磁石量当たりの出力の値が低下すると考えられる。以上より、多極化に関しても単峰性があると考えられ、12 極以上の検討は不要であり、8 極が一番良い値を取ると言える。

漏れ磁束の方向としては界磁側の円周方向と進行方向の 2 種類が存在し、図 8 にこの 2 種類の漏れのパスについての磁気抵抗を示す。漏れ磁路 1 が進行方向の漏れ磁路で、漏れ磁路 2 が円周方向の漏れ磁路である。

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu_0 S} \dots \dots \dots (10)$$

l を磁路長、 μ_0 を透磁率、 S を磁路の断面積として空気領域の磁気抵抗を(10)のように表すと、 d 軸下の鉄心に流れる主磁路、漏れ磁路 1、漏れ磁路 2 のそれぞれの磁気抵抗は表 6 のように表される。

この結果より、一番良い結果である 8 極モデルでは他のモデルと違って、2 つの漏れ磁路の磁気抵抗がほぼ等しい値をとっている。また主磁路の磁気抵抗に対しての漏れ磁路の大きさも 4 極モデル、8 極モデルの双方が 12 極モデルに対して同等の良い値をとっており、主磁路に流れやすい。

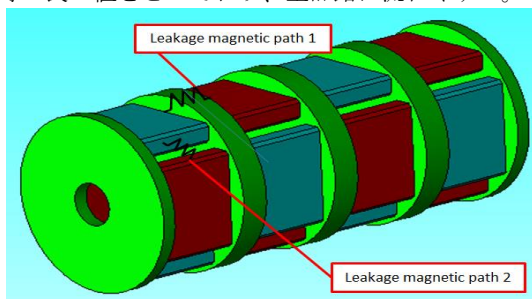


図 8 漏れ磁路の磁気抵抗

Fig.6. Magnetic resistance of leakage magnetic path.

表 6 磁気抵抗の比較

Table.5 Comparison of magnetic resistance.

	Main path [A/Wb]	Leakage path 1 [A/Wb]	Leakage path 2 [A/Wb]
4-poles model	5.66×10^5	1.68×10^7	2.38×10^7
8-poles model	8.11×10^5	2.56×10^7	2.73×10^7
12-poles model	12.1×10^5	3.12×10^7	2.03×10^7

5. 結言

本報告では、応答曲面法を用いて円筒型リニア型発電機の 4 極モデルと 8 極モデルと 12 極モデルの設計と比較検討を行った。この結果より、極のモデルが変わった場合についても三次元静磁界解析と応答曲面法を組み合わせた簡易設計法の妥当性を確認することができた。

また、3 つのモデルの出力密度と磁石量当たりの出力を比較したところ、電機子外径 275mm×275mm の条件下では 8 極モデルが一番良い値を取った。これは多極化による空間の利用率が上昇につれて 2 つの特性値も増加し、ある極数以上は隣り合う磁石の距離が近づくことから漏れ磁束が大きくなり、それにつれて 2 つの特性値も減少する影響が考えられる。

先の影響を磁気抵抗の面から見た時でも、8 極モデルが一番良い値を取っていたことが確認された。具体的には、界磁側の円周方向と進行方向の 2 種類の漏れ磁路に対して 8 極モデルは均等な値を示し、 d 軸下の鉄心に流れる主磁路の磁気抵抗に対する値でも 12 極モデルより良い値を示し、4 極モデルに対しては同等の値を示し、8 極モデルの磁石表面に対する鉄心に流れる磁束の割合が高いことを裏付けることができた。

文 献

- (1) M. Leijon, R. Waters, M. Rahm, O. Svensson, C. Bostrom, E. Stromstedt, J. Engstrom, S. Tyrberg, A. Savin, H. Gravrakmo, H. Bernhoff, J. Sundberg, J. Isberg, O. Agren, O. Danielsson, M. Eriksson, E. Lejerskog, B. Bolund, S. Gustafsson, and K. Thorburn, "Catch the wave to electricity," IEEE Power Energy Mag., vol. 7, no. 1, pp. 50-54, Jan./Feb. 2009.
- (2) 内閣官房 総合海洋政策本部事務局, "平成 24 年版 海洋の状況及び海洋に関して講じた施策"
- (3) Jung-Seob Shin, T. Koseki and Houn-Joong Kim, "Transverse flux type cylindrical linear synchronous motor for large thrust using generic armature cores for rotary machinery," The 15th International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp.795-800, Sept. 2012.
- (4) 渡辺 隆嗣, 申 重燮, 古関 隆章, 金 弘中, "横磁束型リニア波力発電機の応答曲面法を利用した設計法", 平成 25 年 電気学会リニアドライブ研究会 2013, LD-13-043, 長野, 2013.
- (5) D.-K. Hong, B.-C. Woo, J.-H. Chang, and D.-H. Kang, "Optimum design of TFLM With constraints for weight reduction using characteristic function," IEEE Trans. Magn., vol. 43, no. 4, pp. 1613-1615, Apr. 2007.
- (5) Jung Ho Lee, "Optimum Shape Design Solution of Flux Switching Motor Using Response Surface Methodology and New Type Winding," IEEE Trans. Magn., vol. 48, no. 4, pp. 1637-1640, Oct. 2012.
- (6) Han-yan Huang, Lei Wang, Yun-Tao Chen and Yu-Lan Chen, "Probability-Weighted D-Optimal Designs Considering the Distribution of the Factors," Information Technology, Computer Engineering and Management Sciences (ICM), vol. 3, pp22-25, 2011
- (7) J. M. Park, S. I. Kim, J. P. Hong, and J. H. Lee, "Rotor design on Torque Ripple Reduction for a synchronous reluctance motor with concentrated winding using response surface methodology," IEEE Trans. Mag., vol. 42, no. 10, pp. 3479-3481, Oct. 2006.
- (8) A. I. Khuri and J. A. Cornell, Response Surface Designs and Analyzes. New York: Marcel Dekker, 1996. (2003)