大規模数値解析による電気機器高効率化技術の開発

プロジェクト責任者

澤田 正志 川崎重工業株式会社

著者

澤田 正志^{*1}、進藤 裕司^{*1}、田宮 智彰^{*1}、 河瀬 順洋^{*2}、山口 忠^{*2}、中野 智仁^{*2}、石榑 宏紀^{*2}、西川 憲明^{*3} *1 川崎重工業株式会社

- *2 国立大学法人岐阜大学
- *3 独立行政法人海洋研究開発機構

利用施設: 独立行政法人海洋研究開発機構 地球シミュレータ **利用期間**: 平成 23 年 4 月 1 日~平成 24 年 3 月 31 日

アブストラクト

モータ、トランス、リアクトルといった電気機器の高効率化は、省エネルギーの観点から非常に重要な 課題である。高効率電気機器の新規開発設計において、電磁気シミュレーションは必要不可欠のものであ り、その技術力向上が開発の鍵を握るといっても過言ではない。中でもインバータを駆動源とする高効率 電気機器のシミュレーションにおいては、特にコイル表面の電流分布、磁束分布を詳細に解析する必要が 生じるため、莫大な計算資源を要する。

本プロジェクトでは、地球シミュレータ上で電気機器の三次元有限要素法による大規模磁界解析を実行 し、これまで詳細にみることが困難であった、電気機器における詳細な電磁気現象を明らかにするととも に、電気機器の高効率化技術を開発することを目的とした。本年度は主にリアクトルの解析を実施し、コ イルの素線を細分化する際の詳細な電流密度分布、磁束密度分布を明らかにするとともに、高効率化に対 する課題を明らかにした。

キーワード: 大規模シミュレーション、三次元有限要素解析、リアクトル、表皮効果、高効率化

1. 本プロジェクトの目的

本プロジェクトでは、地球シミュレータ上で電気機器の大規模三次元有限要素解析を実行し、電気機器における磁気現象を詳細まで可視化することで、設計技術の向上を図ることを目的としている。本年度は、電源高調波低減のために PWM (Pulse Width Modulation:パルス幅変調) インバータと系統との間に設置する LCL フィルタに用いるリアクトル (図 1) を特に対象とした。そのリアクトルのコイルについて詳細に解析し、高効率化における指針を得ることを目的とした。



図1 PWMインバータとLCLフィルタ(1相分)

2. 解析手法

2.1 有限要素法による磁界解析¹⁾

電磁界の基礎方程式は、磁気ベクトルポテンシャルAと電気スカラポテンシャル ¢ を用いて、次式で 表される。

 $\operatorname{rot}\left(\nu \operatorname{rot} \mathcal{A}\right) = \mathcal{J}_{0} + \mathcal{J}_{e} \tag{1}$

$$J_e = -\sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \operatorname{grad} \phi \right)$$

$$\operatorname{div} J_e = 0$$
(2)
(3)

ここで、 ν は磁気抵抗率、 J_0 は強制電流密度、 J_e は渦電流密度、 σ は導電率である。

2.2 電圧方程式との連立

本解析では、電圧源を条件として与えた場合の解析を実施している。電圧源を考慮した電磁界解析では、 コイルに流れる電流は未知であるため電圧に関する方程式も同時に解かなければならない。電圧に関す る方程式は次式で表される。

$$E = V_0 - \frac{d\psi}{dt} - RI_0 = 0 \tag{4}$$

$$\psi = \frac{n_c}{S_c} \int A \cdot n_S dv \tag{5}$$

$$\boldsymbol{J}_0 = \frac{\boldsymbol{n}_c}{\boldsymbol{S}_c} \boldsymbol{I}_0 \, \boldsymbol{n}_S \tag{6}$$

ここで、 V_0 はコイルの端子電圧、Rはコイルの実効抵抗、 I_0 はコイルの励磁電流、 Ψ は総鎖交磁束数、 n_c はコイルの巻数、 S_c はコイルの断面積、dvはコイル領域の微小体積、 n_S はコイル断面の単位法線ベクトルである。

(1)~(6)式を連立させることで、電圧源を考慮した電磁界解析が可能になる。

2.3 銅損の計算

銅損 W_{Cu} は次式により算出する。

$$W_{Cu} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \left\{ \int_{V_c} \frac{(\boldsymbol{J}_0 + \boldsymbol{J}_e)^2}{\sigma} dv \right\} dt$$

ここで、τは周期、V_cはコイルの体積である。

3. リアクトルの銅損にコイルの素線分割数が及ぼす影響

3.1 本節の概要

本節では、LCL フィルタに用いるリアクトルの銅損に、コイルの素線分割数が及ぼす影響について示 す。解析対象を特に LCL フィルタのリアクトルとしているのは、このリアクトルが PWM コンバータの キャリア周波数の影響を大きく受けるためである。本節では、PWM キャリア周波数(ここでは 4200Hz) と電源周波数 60Hz における影響を評価した。

(7)

3.2 解析モデルと解析条件

図2に解析モデルを示す。解析領域はモデルの対称性により、x方向に1/2、y方向に1/2、z方向に 1/2(全体の1/8領域)とした。コイルの分割パターンは図3に示すように、銅線を分割していない無分 割、銅線1本あたりを上下左右に2、3あるいは5分割した4通りとした。(以降それぞれ4分割、9分割、 25分割と呼ぶこととする。)表1に解析条件を示す。



	周波数 (Hz)	60	4200	
	電圧 (V)	37.7	424	
コイル	導電率 (S/m)	42,265,427		
	密度 (kg/m³)	8,950		
コア	比透磁率	70,000		

表1 解析条件

3.3 解析結果と検討

まず、60Hzのおける解析結果を示す。

図 4(a), (b) にコイル 25 分割における電流最大時のコア中央 x-z 断面の磁束密度ベクトル分布を示す。(b) は、特にギャップおよびコイルの磁束密度を分かりやすく表示するために、ベクトルサイズを大きくし ている。コアおよびギャップの磁束密度には、素線分割数による差がほとんどみられなかったため、代 表として 25 分割の結果を示している。ギャップからの漏れ磁束がコイルに鎖交していることがわかる。 そのため、コイルに鎖交する磁束によってコイルに渦電流が発生すると考えられる。

図 5 に各分割数におけるコイル渦電流密度ベクトル分布を示す。どの分割数においてもギャップ付近 のコイルの渦電流密度が高いが、銅線を分割することでコイル中に流れる渦電流が減少していることが わかる。図 6 に、コイルの渦電流損失密度分布を示す。素線が太い場合は、鎖交磁束密度が大きく、渦 電流損失が大きくなることが分かる。分割数を大きくすることが、損失低減に非常に大きく寄与するこ とが分かる。

次に、4200Hz における解析結果を示す。しかし、25 分割(5×5)の解析は、要素数が大きくなりす ぎるという課題があるため、ここでは結果を示していない。次年度に解決すべき課題となっている。

図 7 に各分割数におけるコイル渦電流密度ベクトル分布を、図 8 にコイルの渦電流損失密度分布を、 それぞれ示す。どの分割数においてもギャップ付近のコイルの渦電流密度が高いが、4200Hz の場合、 60Hz と異なり、銅線を分割することでコイル中に流れる渦電流が増加していることがわかる。いずれも 素線の表面の損失が大きくなっているが、素線が太い場合は、表皮効果²⁰により素線の内部に渦電流が 流れていないことが、合計の渦電流損失が素線分割数の多い方が大きくなっていることの原因と考えら れる。加えて、素線分割数が大きい場合には、素線間の近接効果²⁰もみられる。図 9、図 10 に銅損を示す。 これらの値も、上述の内容を表したものとなっている。

表2に解析時のパフォーマンスを示す。60Hz で素線数が1×1および2×2の場合については、岐阜 大学にて PC での並列計算を実施している(スカラ演算)。地球シミュレータを用いた場合、計算時間と しては 8000 万要素で7時間強であり、詳細解析としては実用的な時間となっていることが分かる。



(a) コア中の磁東密度ベクトル分布(25分割)
 (b) ギャップの磁東密度ベクトル分布(25分割)
 図 4 コアおよびギャップにおける磁東密度ベクトル分布(60Hz)





図 6 コイルにおける渦電流損失分布 (60Hz)



図 8 コイルにおける渦電流損失分布(4200Hz)



銅線分割数 1 (1 × 1)			$4 (2 \times 2)$		$9 (3 \times 3)$		$25 (5 \times 5)$
周波数 [Hz]	60	4200	60	4200	60	4200	60
要素数[万要素]	146	4,075	693	4,068	1,032	8,007	1968
収束判定値	1.0E-15	1.0E-15	1.0E-15	1.0E-13	1.0E-13	1.0E-13	1.0E-13
解析方法	A 法	A 法	A 法	<i>A</i> - ¢法	A 法	A 法	A 法
計算時間 [min.]	76.96^{*1}	$152.6^{^{\ast}\!2}$	2888^{1}	51.64^{*2}	120.0^{*3}	430.8^{*2}	273.9^{*2}
ベクトル演算率[%]	_	99.608		99.285	99.563	99.717	99.669
演算速度 [MFLOPS]		6938.7		4553.9	5886.8	7605.4	7324.2

表2 パフォーマンス

*1: Intel Core 2 Duo (3.16GHz) PC \times 16,

*2: 地球シミュレータ 16 ノード (128CPU) 使用、*3: 地球シミュレータ 2 ノード (16CPU) 使用

4. 考察

前述のように、特にインバータのパルス幅変調に起因するような高周波数の電流においては、コイル 内の渦電流が損失に与える影響が大きくなることが分かる。これらはコイルの素線分割数および素線の 太さにより変化する。表皮効果や近接効果といった電磁気現象が原因であると考えられ、これらはモー タなどの他の電気機器にもみられる現象である^{3,4)}。4200Hz では、本解析の素線の太さの範囲では、素線 分割数を大きくすると損失が大きくなる傾向であったが、さらに素線分割数を大きく(素線を細く)し ていくと、損失は再び小さくなると考えられる。また、本案件ではコイルの素線として特に角線を用い る場合について解析を実施している。角線には縦横のアスペクト比を変えるなどのバリエーションがあ るため、それらをも包含して考える必要がある。これらを含め、さらに解析を進めていく予定である。

5. まとめ

本年度の大規模数値解析により、リアクトルのコイルにおける磁束密度ベクトル分布、渦電流密度ベ クトル分布、渦電流損失密度分布といった磁気現象が、定量的に明らかになり、また、可視化すること ができたと考えている。一方でさらなる大規模数値解析への課題や銅損とコイルの素線分割数(コイル 素線の太さ)との関係においても、さらなる数値解析および設計への適用が必要であることが明らかに なった。これらの実現は、より高効率の電気機器の設計が容易となり、省エネルギー化への貢献、あるいは、 冷却の簡素化による必要資源の低減に寄与するものと考えている。

参考文献

1) 河瀬順洋、伊藤昭吉:「最新 三次元有限要素法による電気・電子機器の実用解析」森北出版 (1997)

- 2) 卯本重郎:「電磁気学」昭晃堂 (1975)
- Yuji Shindo, Koji Hashimoto, Masashi Sawada, "Estimation of the Rotor Loss in a Surface Permanent Magnet motor", Proc. of IEEJ Industry Applications Society Conference, pp.III-185-186, August 2009.
- 4) Tsutomu Mizuno, Akira Kamiya, Yusuke Shimura, Kazutaka Iida, Daisuke Yamamoto, Naoki Miyao, Hideaki Sasadaira, "Consideration on Influences of Number of Strands on AC Resistance of Litz Wire", The Japan Society Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol.18, No.3, pp.124-129, 2010