



Title	EV・HEV向けフェライト磁石アキシャルギャップモータの高出力密度化に関する研究
Author(s)	高橋, 朋平
Citation	北海道大学. 博士(工学) 甲第15090号
Issue Date	2022-03-24
DOI	10.14943/doctoral.k15090
Doc URL	<a href="http://hdl.handle.net/2115/85629">http://hdl.handle.net/2115/85629</a>
Type	theses (doctoral)
File Information	Tomohira_TAKAHASHI.pdf



[Instructions for use](#)

博士論文

EV・HEV向けフェライト磁石アキシアルギャップモータの

高出力密度化に関する研究

**Study of High-Power-Density Axial-Gap Motors  
Using Ferrite Permanent Magnets for EV/HEV**

高橋 朋平

2022年2月

北海道大学 大学院情報科学研究科  
システム情報科学先行



本論文は北海道大学 大学院情報科学研究科に  
博士（工学）授与の要件として提出した博士論文である。

高橋 朋平

審査委員： 主査 小笠原 悟司 教授  
副査 五十嵐 一 教授  
副査 北 裕幸 教授  
副査 竹本 真紹 教授



# EV・HEV向けフェライト磁石アキシシャルギャップモータの

## 高出力密度化に関する研究

高橋 朋平

### 概要

近年の二酸化炭素排出量の規制強化を受け、ハイブリッド自動車(Hybrid Electric Vehicle, HEV)や電気自動車(Electric Vehicle, EV)の普及が世界的に進んでいる。これらの自動車には、多くの場合、永久磁石同期モータが駆動用モータとして使用されている。居住空間の拡大のためにはモータの小型化が必須であり、すなわち高出力密度化が強く要求されている。本論文では、より居住空間を確保しやすいインホイールモータ車両駆動用レアアースレス永久磁石同期モータとして、二種類のフェライト磁石を使用したアキシシャルギャップモータを提案し、その高出力密度化の方法について議論する。

第一に、従来のアキシシャルギャップモータを小型・軽量化を実現可能な圧粉鉄心を使用した半閉スロット構造アキシシャルギャップモータを提案した。従来モータに採用されていた固定子のオープンスロット構造に対し、磁石対向面を拡大する「つば」を設ける半閉スロット構造とすることで、漏れ磁束を減少させることができることを示した。結果として、モータ内の磁気材料や導体量を削減しながら、従来と同等のトルク・効率特性が得られることを解析と実機試験結果の両面から示した。

第二に、希土類磁石に匹敵する高トルク出力と、希土類磁石使用時には困難だった軽負荷における高効率を達成できる、直流界磁巻線を設置したフェライト磁石コンシクエントポールPM型アキシシャルギャップモータを提案した。界磁磁束量の観点から矛盾する高トルク出力特性と高効率特性を、界磁巻線を使った界磁操作で両立可能とすることを示した。さらに、全運転範囲で高効率の運転を行いながら高速域まで定出力運転を実現するためには、界磁巻線による強め界磁制御と電機子巻線による弱め磁束制御を適切に併用する必要があることを明らかにした。

**キーワード:** 永久磁石同期モータ, アキシシャルギャップモータ, ハイブリッド界磁, 界磁巻線, コンシクエントポール, フェライト磁石, ハイブリッド自動車 (HEV), 電気自動車 (EV)

# Study of High-Power-Density Axial-Gap Motors Using Ferrite Permanent Magnets for EV/HEV

Tomohira Takahashi

## Abstract

With the recent tightening of regulations on carbon dioxide emissions, hybrid electric vehicles (HEVs) and electric vehicles (EVs) are becoming more and more popular worldwide. Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) is often used as a drive motor (traction motor) in these vehicles. In order to expand the living space, it is essential to downsize the motor, i.e., a high-power-density is strongly required. This paper proposes two types of axial-gap motors using ferrite permanent magnets as a rare-earth less PMSM for in-wheel motor vehicle drives that can more easily secure the living space, and discusses how to increase its power density.

First, a semi-closed-slot structure axial gap motor using soft magnetic composites, which can reduce the size and weight of a conventional axial gap motor, is proposed. In contrast to the open slot structure of the stator used in conventional motors, it was shown that the leakage flux could be reduced by using a half-closed slot structure with brims that enlarges the magnet opposing surface. As a result, it was shown from both the analysis and the actual test results that the same torque and efficiency characteristics as before can be obtained while reducing the amount of magnetic material and conductors in the motor.

Secondly, a ferrite magnet consequent-pole-PM-type axial gap motor with a DC field winding was proposed to achieve high torque output comparable to that of rare earth magnets and high efficiency under light loads, which was difficult to achieve when using rare earth magnets. It was shown that the high torque output characteristic and the high efficiency characteristic, which are contradictory from the viewpoint of the field flux amount, can be combined by field operation using field windings. Furthermore, it was clarified that in order to achieve constant power operation up to the high speed range with high efficiency operation in the entire operation range, it is necessary to properly combine the field strengthening control with the field winding and the flux weakening control with the armature winding.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motors, axial gap motors, hybrid excitation, field windings, consequent pole, ferrite permanent magnets, hybrid electric vehicles, electric vehicles

# 目次

<b>1. 序論</b> .....	<b>1</b>
1.1. 研究背景 .....	1
1.2. 本論文の目的.....	5
<b>2. インホイールモータ向けアキシシャルギャップモータの小型・軽量化についての検討</b> 6	<b>6</b>
2.1. 従来のアキシシャルギャップモータ .....	6
2.2. 目標仕様 .....	10
2.3. オープンスロット構造.....	13
2.3.1. 現状の固定子構造（オープンスロット構造(A)) .....	13
2.3.2. ティース短小化構造（オープンスロット構造(B)) .....	16
2.3.3. オープンスロット構造(A), (B)の巻線うず電流損解析結果 .....	17
2.3.4. オープンスロット構造(A), (B)の効率解析結果 .....	19
2.4. 半閉スロット構造.....	21
2.4.1. 半閉スロット構造の概要.....	21
2.4.2. 半閉スロット構造の巻線うず電流損解析結果.....	24
2.4.3. 半閉スロット構造の効率解析結果.....	25
2.4.4. 半閉スロット構造の重量.....	28
2.5. 第2章まとめ.....	29
<b>3. 半閉スロット構造のインホイールモータ向けアキシシャルギャップモータの実機試験結果</b> .....	<b>30</b>
3.1. 試作機概要.....	30
3.2. 試験系 .....	32
3.3. 機械損 測定結果.....	34
3.4. 無負荷誘起電圧特性 試験結果.....	35
3.5. トルク特性 試験結果.....	37
3.6. 効率特性 試験結果.....	38
3.7. 連続運転特性 試験結果.....	40
3.8. 第3章まとめ.....	41
<b>4. インホイールモータ向けアキシシャルギャップモータの高出力・高効率化についての検討</b> .....	<b>42</b>
4.1. 高出力・高効率化の設計指針.....	42
4.2. 界磁巻線を設置したアキシシャルギャップモータの全体構造 .....	44
4.3. 固定子の構造詳細.....	45
4.4. 回転子の構造詳細と特徴.....	48
4.5. 界磁巻線により発生する磁束の活用方法.....	50

4.6.	界磁巻線を設置したアキシシャルギャップモータの特徴.....	55
4.7.	第4章まとめ.....	56
<b>5.</b>	<b>3D-FEAによる界磁巻線を設置したアキシシャルギャップモータの設計.....</b>	<b>57</b>
5.1.	目標仕様.....	57
5.2.	回転子極数-固定子スロット数の選定.....	60
5.2.1.	無負荷誘起電圧波形の比較.....	62
5.2.2.	最大トルク出力時の誘起電圧波形の比較.....	64
5.2.3.	トルクリプルの比較.....	66
5.2.4.	鉄損の比較.....	68
5.2.5.	極-スロット数の組み合わせに関する考察.....	69
5.3.	回転子形状の最適化.....	71
5.3.1.	支持部材のスリットによるうず電流損の抑制.....	71
5.3.2.	永久磁石と圧粉鉄心の量のバランスについて.....	73
5.3.3.	回転子の応力解析.....	75
5.4.	耐不可逆減磁設計.....	77
5.5.	提案するモータの特性.....	79
5.5.1.	誘起電圧特性.....	80
5.5.2.	トルク特性.....	82
5.5.3.	基底速度における効率特性.....	84
5.5.4.	最高速度までの定出力特性.....	86
5.5.5.	モータ特性についてのまとめ.....	87
5.6.	第5章まとめ.....	88
<b>6.</b>	<b>界磁巻線を設置したアキシシャルギャップモータ 試作1号機の実機試験結果.....</b>	<b>89</b>
6.1.	試作1号機概要.....	89
6.2.	試験系.....	93
6.3.	機械損 測定結果.....	96
6.4.	無負荷誘起電圧特性 試験結果.....	97
6.5.	トルク特性 試験結果.....	99
6.6.	効率特性 試験結果.....	101
6.6.1.	電流位相角 $\beta = 0$ 一定での試験.....	102
6.6.2.	最大強め界磁一定での試験.....	104
6.6.3.	最適な電流パラメータ制御について.....	106
6.6.4.	全運転領域での最適運転.....	110
6.7.	可変インバータ母線電圧運転時の効率特性 試験結果.....	114
6.7.1.	可変インバータ母線電圧運転の概要.....	114
6.7.2.	可変インバータ母線電圧運転時の電流波形.....	114

6.7.3.	可変インバータ母線電圧運転時の効率.....	117
6.8.	第6章まとめ.....	119
<b>7.</b>	<b>界磁巻線を設置したアキシシャルギャップモータ 試作2号機の実機試験結果.....</b>	<b>120</b>
7.1.	試作2号機概要.....	120
7.2.	無負荷誘起電圧特性 試験結果.....	120
7.3.	トルク特性 試験結果.....	122
7.4.	効率特性 試験結果.....	124
7.5.	第7章まとめ.....	128
<b>8.</b>	<b>結論.....</b>	<b>129</b>
	参考文献.....	131
	業績.....	139
	謝辞.....	141

付録 界磁巻線を用いたアキシシャルギャップモータ試作機図面

## 図表目次

図 1-1 全世界の普通乗用車生産台数動向 .....	2
図 1-2 ジスプロシウムの価格推移 ([11]より引用) .....	2
図 1-3 インホイール方式の車両 .....	3
図 1-4 ラジアルギャップモータ 模式図 .....	4
図 1-5 アキシシャルギャップモータ 模式図 .....	4
図 2-1 従来のアキシシャルギャップモータ (10 kW サイズ) .....	7
図 2-2 従来のアキシシャルギャップモータ (10 kW サイズ) 回転子 .....	7
図 2-3 従来のアキシシャルギャップモータ (10 kW サイズ) 固定子 .....	8
図 2-4 従来のアキシシャルギャップモータ 試作機 .....	8
図 2-5 従来のアキシシャルギャップモータ 電磁気部品 寸法 .....	9
表 2-1 3 kW アキシシャルギャップモータ 目標仕様 .....	11
表 2-2 フェライト磁石 (NMF-12G+) 材料特性 .....	11
表 2-3 SMC (ML35D) 材料特性 .....	11
図 2-6 3 kW アキシシャルギャップモータ 電磁気部品の許容寸法 .....	11
図 2-7 従来思想での 3 kW アキシシャルギャップモータ 検討結果 .....	12
表 2-4 従来思想の 3 kW アキシシャルギャップモータ 重量内訳 .....	12
図 2-8 オープンスロット構造 固定子 .....	14
図 2-9 オープンスロット構造(A) 固定子 詳細図 .....	14
図 2-10 オープンスロット構造(A) PM 磁束のティース流入 模式図 .....	15
図 2-11 オープンスロット構造(B) 固定子 詳細図 .....	16
図 2-12 オープンスロット構造(B) PM 磁束のティース流入 模式図 .....	16
図 2-13 オープンスロット構造(A), (B) 巻線うず電流密度分布 解析結果 .....	18
図 2-14 オープンスロット構造(A), (B) 巻線うず電流損 解析結果 .....	18
図 2-15 オープンスロット構造(A), (B) 代表点効率解析結果 .....	20
表 2-5 オープンスロット構造(A), (B) 諸特性 解析結果 .....	20
図 2-16 半閉スロット構造(C) 固定子 詳細図 .....	22
図 2-17 半閉スロット構造(C) PM 磁束のティース流入 模式図 .....	22
図 2-18 オープンスロット構造(B) / 半閉スロット構造(C) 無負荷線間電圧 解析結果 .....	23
図 2-19 オープンスロット構造(B) / 半閉スロット構造(C) 最大トルク時の電流密度比較 .....	23
図 2-20 半閉スロット構造(C) 巻線うず電流密度分布 解析結果 .....	24
図 2-21 半閉スロット構造(C) 巻線うず電流損 解析結果 .....	24
図 2-22 オープンスロット構造(A), 半閉スロット構造(C) 代表点効率解析結果 .....	26
表 2-6 オープンスロット構造(A), 半閉スロット構造(C) 諸特性 解析結果 .....	26

図 2-23 オープンスロット構造(A),半閉スロット構造(C) 固定子コア鉄損密度分布 解析結果 .....	27
表 2-7 オープンスロット構造(A), (B), 半閉スロット構造(C) 重量内訳.....	28
図 3-1 半閉スロット構造試作機 固定子コア .....	30
図 3-2 半閉スロット構造試作機 固定子コア (巻線あり) .....	31
図 3-3 半閉スロット構造試作機 外観 .....	31
図 3-4 試験設備の構成 .....	32
表 3-1 使用機器一覧 .....	33
表 3-2 試験に使用したインバータの仕様 .....	33
図 3-5 機械損 測定結果 .....	34
図 3-6 解析用 分割コアモデル .....	35
図 3-7 無負荷線間電圧波形 (基底速度 2400 rpm) 試験結果 .....	36
図 3-8 電流-トルク特性 (基底速度 2400 rpm) 試験結果 .....	37
図 3-9 効率マップ 試験結果 .....	38
図 3-10 代表運転点の解析/実測効率比較 .....	39
図 3-11 連続運転時の巻線温度変化.....	40
図 4-1 代表運転点の解析/実測効率比較 .....	43
図 4-2 界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータ .....	44
図 4-3 界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータ 固定子.....	46
表 4-1 無方向電磁鋼板 (35JN230) 材料特性 .....	46
図 4-4 固定子コア 電磁鋼板の積層模式図 .....	47
図 4-5 固定子コア (巻鉄心) 写真 .....	47
図 4-6 界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータ 回転子.....	49
図 4-7 界磁磁束による SMC コアの励磁 (強め界磁) .....	51
図 4-8 モータ主軸・ケースの構造 .....	52
図 4-9 強め界磁時の磁束経路 (断面図) .....	53
図 4-10 弱め界磁時の磁束経路 (断面図) .....	54
図 4-11 ギャップ磁束密度分布 .....	54
図 4-12 界磁巻線を設置したアキシヤルギャップモータの dq 座標フェーザ図.....	55
表 5-1 比較対象とする従来型モータの諸元 .....	58
図 5-1 従来型 20 極 24 スロットアキシヤルギャップモータ .....	58
図 5-2 従来型 20 極回転子 .....	59
図 5-3 12 極 18 スロットモデル .....	60
図 5-4 16 極 18 スロットモデル .....	61
図 5-5 20 極 24 スロットモデル .....	61
図 5-6 無負荷誘起電圧波形の比較 .....	63

図 5-7 無負荷誘起電圧波形高調波成分の比較 .....	63
表 5-2 無負荷誘起電圧ひずみ率 (THD) の比較 .....	63
図 5-8 最大トルク出力時 誘起電圧波形の比較 .....	65
図 5-9 最大トルク出力時 誘起電圧波形高調波成分の比較.....	65
表 5-3 最大トルク出力時 誘起電圧波形ひずみ率の比較.....	65
図 5-10 最大トルク出力時 トルクリップ波形の比較.....	67
図 5-11 最大トルク出力時 トルクリップ波形高調波成分の比較.....	67
表 5-4 最大トルク出力時 トルクリップ率の比較.....	67
図 5-12 最大トルク出力時 鉄損の比較 .....	68
図 5-13 最大トルク出力時 固定子コアの磁束密度分布.....	70
図 5-14 回転子支持部材うず電流ベクトル図 (スリットなし) .....	72
図 5-15 回転子支持部材うず電流損失密度 .....	72
図 5-16 PM と SMC コアの比率を変化させた回転子 .....	74
図 5-17 PM の大きさによるトルク・効率の比較.....	74
図 5-18 回転子応力解析結果 .....	76
図 5-19 回転子 (FRP 補強) 応力解析結果 .....	76
図 5-20 電流密度に対する U 相鎖交磁束減少率の推移.....	78
図 5-21 不可逆減磁の様子 .....	78
表 5-5 界磁巻線を用いたアキシシャルギャップモータ試作機の諸元.....	79
図 5-22 界磁巻線を用いたアキシシャルギャップモータ 提案モデル.....	79
図 5-23 無負荷誘起電圧波形 解析結果 .....	80
図 5-24 界磁電流に対する無負荷誘起電圧 解析結果.....	81
図 5-25 電機子電流に対するトルク 解析結果 .....	83
図 5-26 界磁電流に対するトルク 解析結果 .....	83
図 5-27 界磁巻線電流ごとのトルクに対する効率 .....	85
図 5-28 基底速度 1600 rpm でのトルクに対する最高効率.....	85
図 5-29 定出力・定電圧グラフ .....	86
表 5-6 モータ特性解析結果まとめ .....	87
図 6-1 界磁巻線を用いたアキシシャルギャップモータ断面図・組立検討図.....	90
図 6-2 界磁巻線を用いたアキシシャルギャップモータ設置図・部品リスト.....	91
図 6-3 試作 1 号機 外観 .....	92
図 6-4 試作 1 号機 固定子 .....	92
図 6-5 試作 1 号機 回転子 .....	92
図 6-6 試験設備の構成 .....	93
表 6-1 使用機器一覧 .....	94
表 6-2 試験に使用したインバータの仕様 .....	94



図 6-7 実験装置の写真 .....	95
図 6-8 機械損測定結果 .....	96
図 6-9 試作 1 号機 無負荷誘起電圧波形 .....	98
表 6-3 試作 1 号機 無負荷誘起電圧ひずみ率 .....	98
図 6-10 試作 1 号機 界磁電流に対する誘起電圧 .....	98
図 6-11 試作 1 号機の電機子電流に対するトルク(1600 rpm).....	100
図 6-12 試作 1 号機の界磁電流に対するトルク(300 rpm) .....	100
図 6-13 電流位相角 $\beta=0$ 一定時の効率マップ .....	102
図 6-14 電流位相角 $\beta=0$ 一定時の界磁電流 $i_f$ マップ .....	103
図 6-15 最大強め界磁一定時の効率マップ .....	104
図 6-16 最大強め界磁一定時の電流位相角 $\beta$ マップ .....	105
図 6-17 電流パラメータ検討の代表運転点 .....	107
図 6-18 1600 rpm, 20 Nm での界磁電流に対する各特性 .....	107
図 6-19 3200 rpm, 20 Nm での界磁電流に対する各特性 .....	108
図 6-20 3200 rpm, 20 Nm での界磁電流に対する各損失 .....	109
図 6-21 試作 1 号機の最適電流パラメータでの運転における効率マップ .....	111
図 6-22 試作 1 号機的全損失マップ .....	111
図 6-23 試作 1 号機の q 軸電流 $i_q$ マップ .....	112
図 6-24 試作 1 号機の d 軸電流 $i_d$ マップ .....	112
図 6-25 試作 1 号機の電流位相角 $\beta$ マップ .....	113
図 6-26 試作 1 号機の界磁電流 $i_f$ マップ .....	113
図 6-27 回転速度 800 rpm, トルク 3.3 Nm 時の電機子電流波形 .....	115
図 6-28 回転速度 800 rpm, トルク 3.3 Nm 時の電機子電流波形 フーリエ級数展開結果 .....	116
図 6-29 試作 1 号機 インバータ DC 電圧操作時の効率マップ .....	117
図 6-30 試作 1 号機 回転速度 800 rpm におけるトルク-効率特性 .....	118
図 6-31 試作 1 号機 回転速度 800 rpm, トルク 3.3 Nm 時の損失内訳 .....	118
図 7-1 試作 2 号機の無負荷誘起電圧波形 .....	121
表 7-1 試作 2 号機の無負荷誘起電圧ひずみ率 .....	121
図 7-2 試作 2 号機の界磁電流に対する誘起電圧 .....	121
図 7-3 試作 2 号機の電機子電流に対するトルク .....	123
図 7-4 試作 2 号機の界磁電流に対するトルク .....	123
図 7-5 試作 2 号機の最適電流パラメータでの運転における効率マップ .....	124
図 7-6 試作 2 号機的全損失マップ .....	125
図 7-7 試作 2 号機の q 軸電流 $i_q$ マップ .....	125
図 7-8 試作 2 号機の d 軸電流 $i_d$ マップ .....	126

図 7-9 試作 2 号機の電流位相角 $\beta$ マップ .....	126
図 7-10 試作 2 号機の界磁電流 $i_f$ マップ .....	127

# 1. 序論

## 1.1. 研究背景

近年、自動車の排出ガスや二酸化炭素排出量の規制が世界的に強化されており、その対策として自動車駆動源の電動化が進められている。図 1-1 に、自動車駆動源別の全世界の普通乗用車生産台数動向を示す[1]。2020 年までは実際の集計値, 2021 年以降は予測値である。2021 年現在は未だにエンジン車の生産が主流であり、駆動源としてエンジンとモータを併用するハイブリッド自動車 (Hybrid Electric Vehicle, HEV) や、エンジンの使用を廃して駆動源をモータに限定した電気自動車 (Electric Vehicle, EV) といった電動化車両の生産台数は全体の 2 割に満たない。しかし、電動化車両はこの先年々増え続け、2027 年には全体の 5 割を超える生産台数となると見込まれている。EV に限定しても同年にも全体の 2 割を超えると予想されており、自動車駆動源がエンジンからモータへ置き換えられる傾向は確実に強まっている。

これらの電動化自動車には、多くの場合、永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) が駆動用モータ (トラクションモータ) として使用されており、様々な研究機関がその性能向上に取り組んでいる[2]-[10]。

自動車用のトラクションモータには居住性や電費性能の向上のため小型・軽量化、すなわち高出力密度化が求められ、残留磁束密度の大きい希土類磁石を用いた永久磁石同期モータの研究・開発が主流である[12]-[15]。しかしながら、希少な希土類金属を使用する希土類磁石は高価であり、特に希土類金属資源の乏しい我が国においては他国からの輸入に頼らざるを得ず、安定供給の面でも不安を抱えている。実際に、2010 年には世界最大の希土類金属供給国である中国が、希土類金属の実質的な対日禁輸措置を実施した[11]。図 1-2 に、希土類磁石に使用されるジスプロシウムの年次価格推移を示す。禁輸措置の実施後、短期間のうちに相場は百倍以上に暴騰した。このようなリスクが存在することから、希土類金属不使用の磁石を用いたモータの高性能化への要求は高い[16]-[19]。

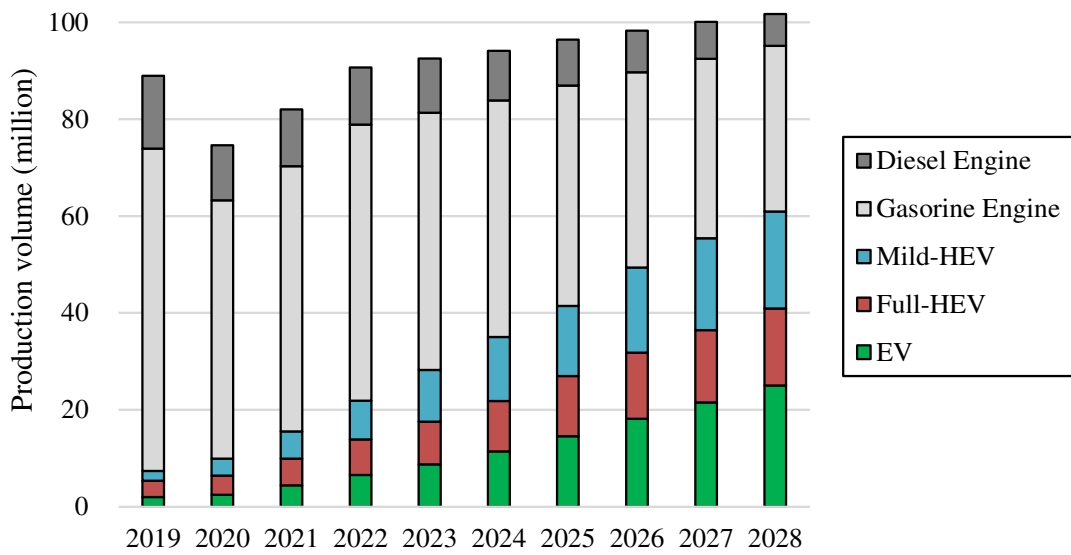


図 1-1 全世界の普通乗用車生産台数動向

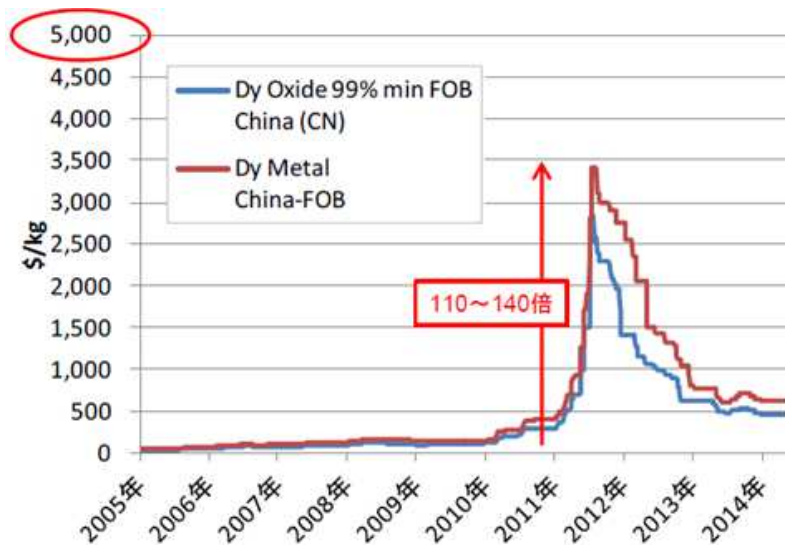


図 1-2 ジスプロシウムの価格推移 ([11]より引用)

筆者が所属する研究グループでは、以前より希土類金属不使用のフェライト磁石を採用したモータを多数提案してきた[20]-[34]。フェライト磁石の価格は希土類磁石の 1/10 程度であるが、残留磁束密度が低く、モータ自体の出力を高くすることは困難である。希土類磁石を使用したモータに匹敵する出力を得るためには、モータ構造に工夫が必要となる。そのような提案モータの一つに、インホイール方式の車両向けのアキシヤルギャップモータがある[24]-[34]。

図 1-3 に、インホイール方式の車両の画像を示す。車輪の内部にモータを格納するように配置するため、居住空間の増大が可能であること、またドライブシャフトが不要であり伝達効率の向上が見込まれることから、電気自動車の駆動方式の一つとして注目を集めている[35]-[45]。ただし、車輪の内部という設置場所の都合上、モータには軸方向に扁平な形状であるという特徴が求められる。

その点、アキシヤルギャップモータ[46]-[62]は軸方向に扁平な形状を実現しやすく、インホイール方式に適したモータ構造と言える。アキシヤルギャップモータは従来市場でよく見られる筒型形状の「ラジアルギャップ型」と異なり、円盤型形状のモータである。まず図 1-4 に、ラジアルギャップモータの模式図を示す。その名の通り径方向にエアギャップがあり、モータのトルク発生面となる。軸方向に扁平な形状であると、トルク発生面の軸長も小さくなってしまう。加えて、巻線のコイルエンドが軸方向に突出する構造であるため、軸方向に寸法制約がある場合はさらに不利が生じる。

次に、図 1-5 にアキシヤルギャップモータの模式図を示す。例として、2 個の固定子円盤で 1 個の回転子円盤を挟み込むインターナルロータ・エクスターナルステータ型のアキシヤルギャップモータを示す。本モータはエアギャップが軸方向に形成され、トルク発生面は円盤の面方向となることから、ラジアルギャップ型に比べ扁平構造でもトルク発生面を広く確保することができる。さらにコイルエンドが軸方向ではなく径方向に形成されることから、軸長が短い扁平構造において制約になりにくい。総じてアキシヤルギャップモータは、インホイールモータ方式の車両において有利である。

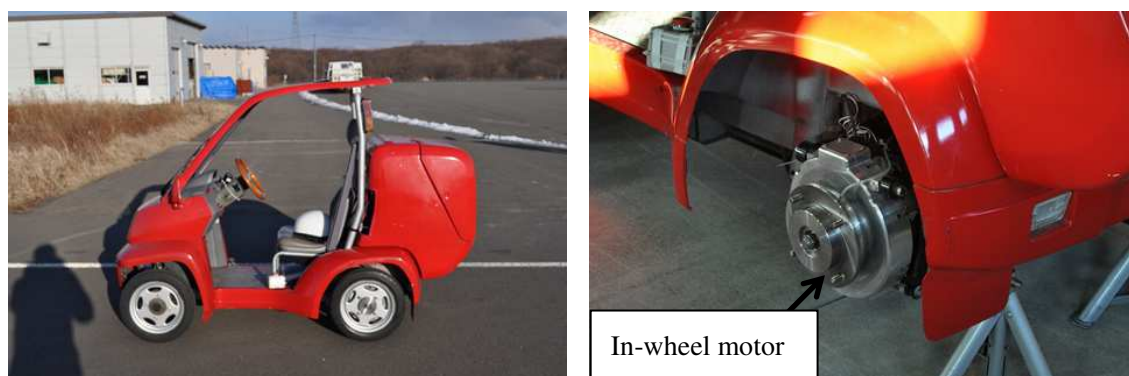


図 1-3 インホイール方式の車両

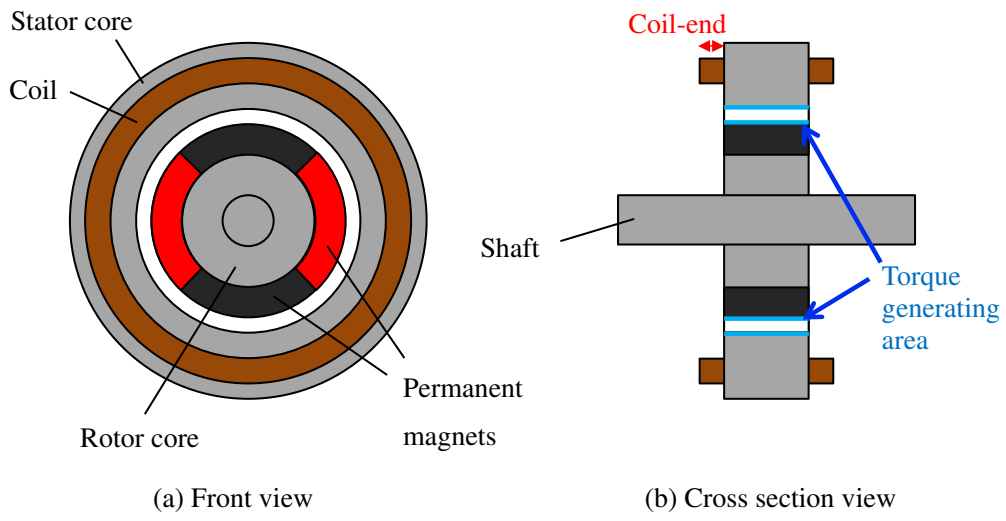


図 1-4 ラジアルギャップモータ 模式図

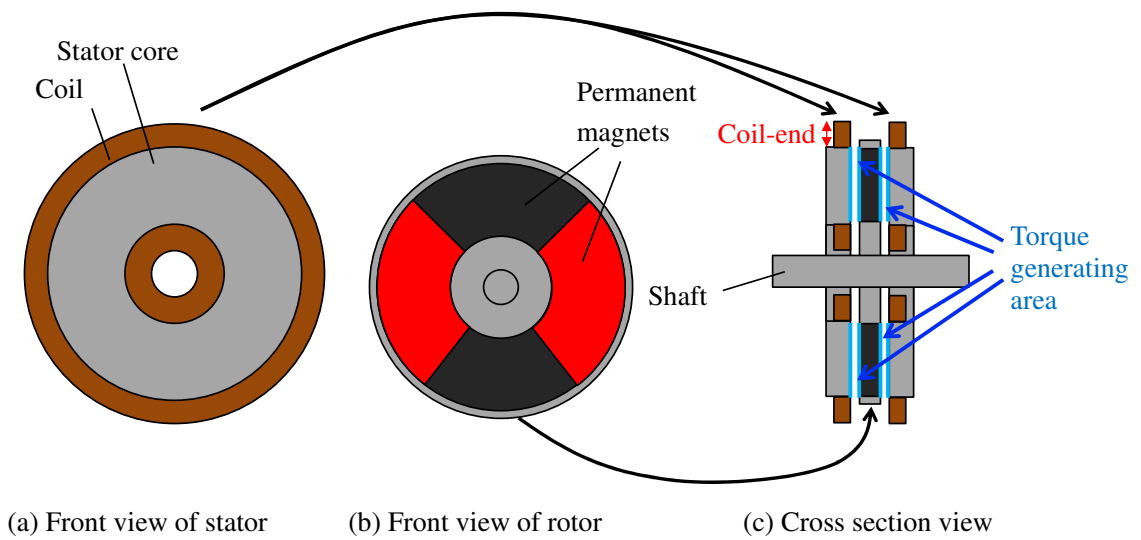


図 1-5 アキシアルギャップモータ 模式図

## 1.2. 本論文の目的

本論文では、従来のインホイールモータ向けアキシシャルギャップモータについて、2通りのアプローチによって高出力密度化を検討し、さらなる価値向上を達成した結果を報告する。

1つめの取り組みとしては、従来のアキシシャルギャップモータを小型・軽量化するために、従来のオープンスロット構造から半閉スロット構造に変更し、軸長を短縮する方法について提案した。ターゲット車両としては、図 1-3 に示したような一人乗り用超小型車両であり、モータ出力は最大 3 kW である。車両の特徴上、コスト面で強い制約があるため、可能な限り追加コストを抑制した上で改善を行った。

2つめの取り組みとしては、走行性能を向上するための高出力密度化だけでなく、燃費改善のための高効率をも両立可能な、界磁巻線を設置した可変界磁アキシシャルギャップモータについて提案した。ターゲット車両は、二人乗りあるいは四人乗り用小型車両であり、モータ出力は最大 10 kW 以上である。通常のモータにはない界磁巻線と呼ばれる新たな部品を固定子に追加することで、出力特性と効率特性を従来より格段に向上させるための改善を行った。

最終的な本論文の目的は、上記 2 種類のモータについて、3次元有限要素解析 3-Dimension Finite Element Analysis, 3D-FEA) により設計を行い、試作機による負荷試験を行うことで、それぞれ高性能化が実現可能であることを示すことである。

## 2. インホイールモータ向けアキシシャルギャップモータの小型・軽量化についての検討

### 2.1. 従来のアキシシャルギャップモータ

本章では、従来のアキシシャルギャップモータに比べ、小型・軽量化を実現可能な構造について3次元有限要素解析（3-Dimension Finite Element Analysis, 3D-FEA）を用いて検討した結果を紹介する。そのために、まず我々の研究グループにて従来より開発していたアキシシャルギャップモータの構造について説明する。

筆者が所属する研究グループでは、過去に多くのアキシシャルギャップモータを設計・開発してきた[24]-[34]。その経験を元に設計した、10 kW サイズのアキシシャルギャップモータを図 2-1 に示す。2つの固定子の間に1つの回転子が挟まれたインターナルロータ・エクスターナルステータ型のアキシシャルギャップモータである。両側の固定子が生み出す回転磁界に、回転子の永久磁石（Permanent Magnet, 以下 PM と表記）が吸引・反発することで動作する。回転軸は円盤型の回転子面に垂直であり、回転子と固定子のギャップが回転軸と同一方向に設けられる。また、固定子の内周部にレゾルバ（回転位置センサ）と車載用減速ギアを内包する構造となっている。

図 2-2 に、回転子の形状を示す。円盤型のステンレス製非磁性回転子支持部材を打ち抜き、そこに PM をはめ込み、周方向に並べて配置した表面磁石（Surface Permanent Magnet, 以下 SPM と表記）構造のコアレス回転子である。PM は軸方向に平行着磁され、着磁方向は交互に逆向きである。これは、マグネットトルクのみを得るための最も単純な構造であり、SPM 構造のアキシシャルギャップモータとして最も普遍的な構造であるとも言える。

図 2-3 に、固定子の形状を示す。固定子コアには圧粉鉄心（Soft Magnetic Composite, 以下 SMC と表記）を採用し、プレス成形を行っている。SMC は1つ1つが絶縁された細かな鉄の粒子を圧縮成形したものであり、磁気的にはいずれの方向にも高く均一な透磁率でありながら、どの方向にも電流が流れにくく、3次元方向の磁束変化に対してもうず電流を抑制できるという特徴を持つ。巻線は1つずつのティースに沿うように電機子巻線を巻回した集中巻構造である。

図 2-4 に、従来の研究で実機試作した 5 kW および 10 kW のインホイールモータ向けアキシシャルギャップモータの外観図を示す。また図 2-5 に、それぞれのモータのケース内部における電磁気部品の寸法を示す。ここで電磁気部品とは、図 2-1～2-3 に示した固定子及び回転子の構成部品を指す。5 kW モータの直径は 205 mm、軸長は 71.7 mm である。また、10 kW モータの直径は 294 mm、軸長は 61.4 mm である。



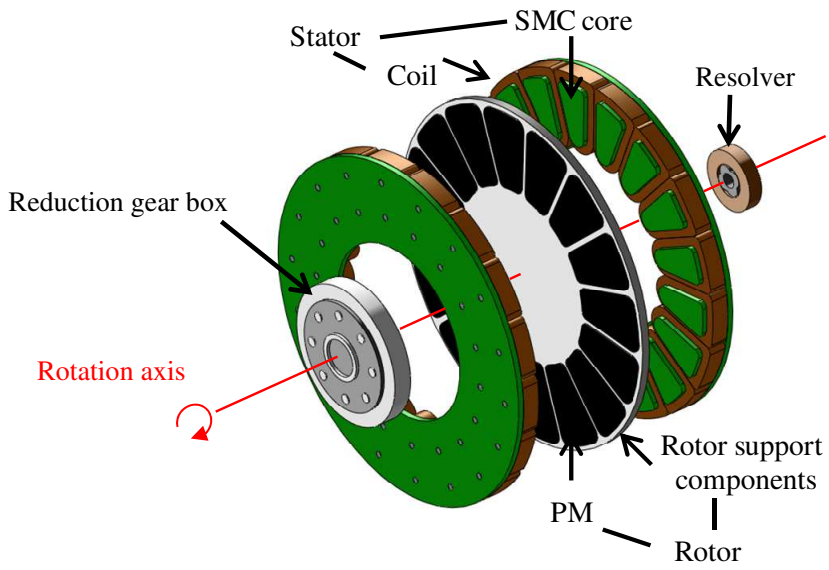


図 2-1 従来のアキシヤルギャップモータ (10 kW サイズ)

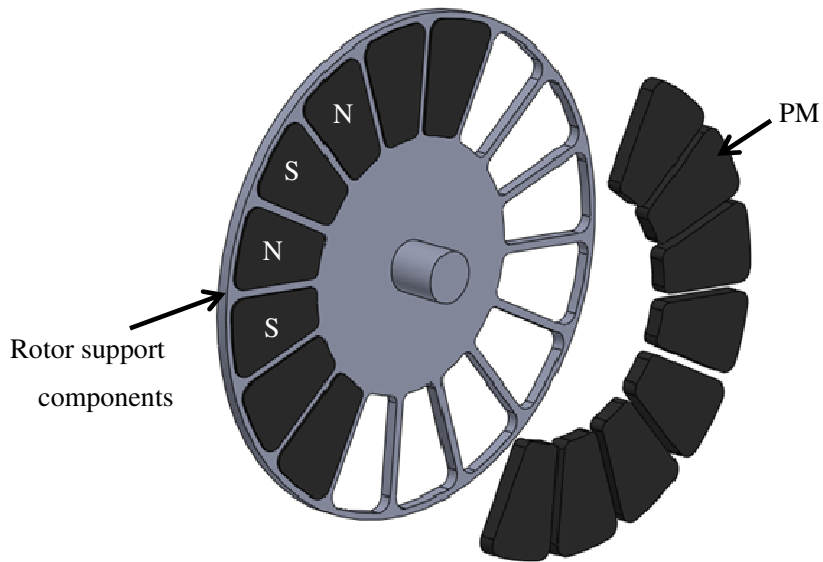


図 2-2 従来のアキシヤルギャップモータ (10 kW サイズ) 回転子

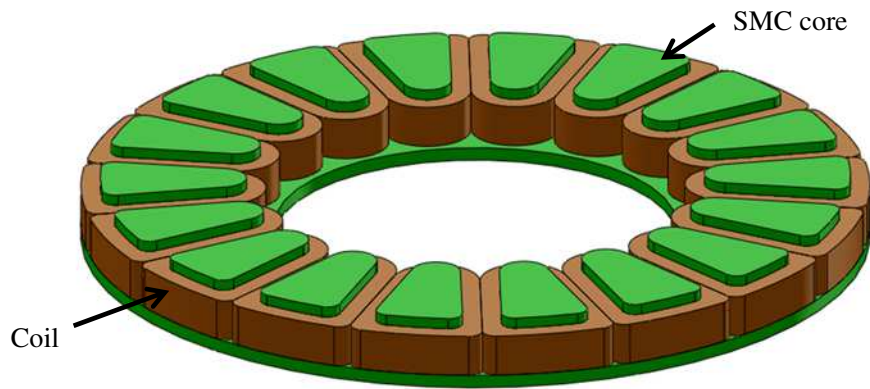
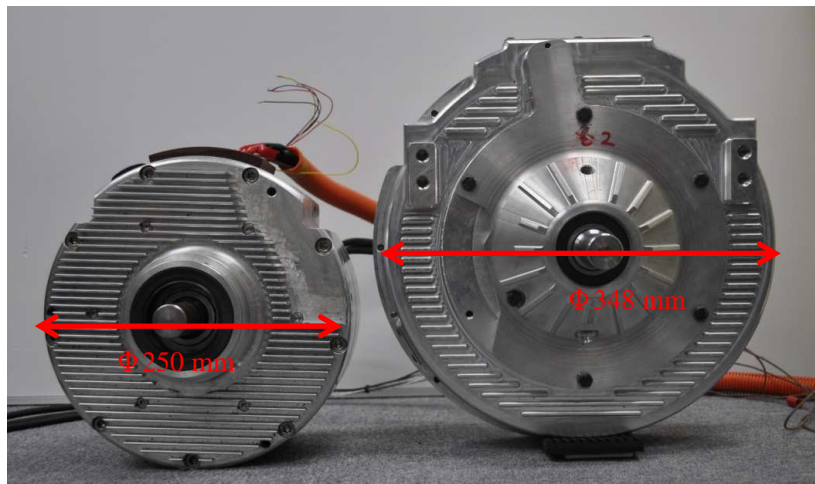


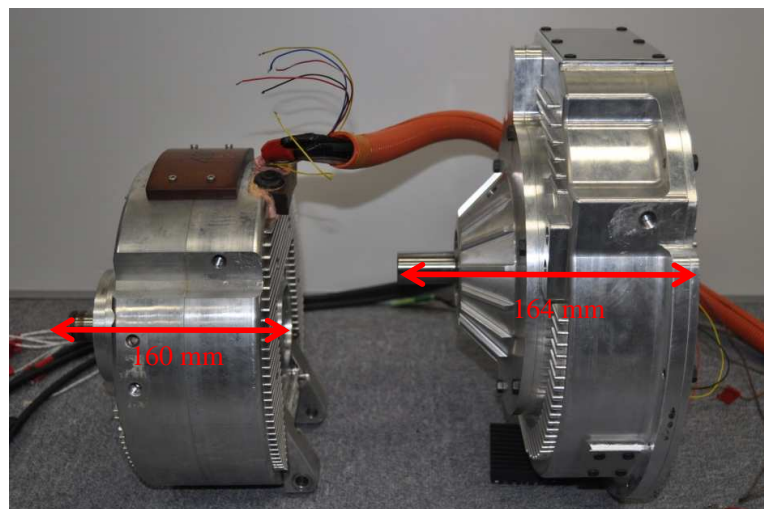
図 2-3 従来のアキシシャルギャップモータ (10 kW サイズ) 固定子



5 kW

10 kW

(a) 正面図



5 kW

10 kW

(b) 側面図

図 2-4 従来のアキシシャルギャップモータ 試作機

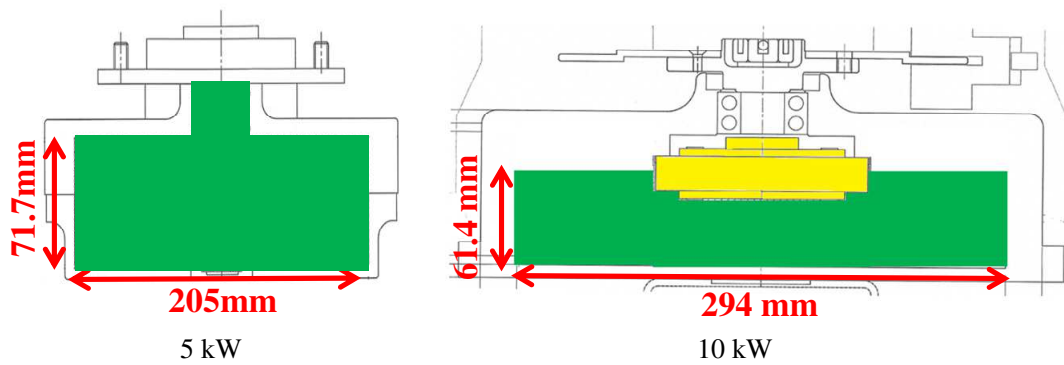


図 2-5 従来のアキシヤルギャップモータ 電磁気部品 寸法

## 2.2. 目標仕様

表 2-1 に、本章で検討するインホイールモータ向けアキシシャルギャップモータの目標仕様を示す。最大出力は 3 kW、定格出力は 2 kW である。従来の 5 kW / 10 kW のモータに比べ出力が低下しているが、これは市販の一人乗り用小型電気自動車に使用されているモータと同程度の出力を目標として設定したためである。最大トルク 12 Nm、最高速度 5000 rpm は、いずれも上記市販車搭載モータと同等である。定格インバータ DC 電圧は 60 V であり、これも上記市販車のバッテリー電圧と同等とした。最大電流密度は 10 A/mm<sup>2</sup> と設定したが、これは走行時の空冷性能を鑑み、最大出力時でもモータ巻線温度が過大とならない十分な運転時間を確保可能な数値とした。

モータに使用する材料として、回転子支持部材は非磁性ステンレス材である SUS304 を、フェライト磁石は NMF-12G+（日立金属）を、SMC は ML35D（神戸製鋼）を使用する。これらはすべて、従来の 5 kW / 10 kW のモータに使用していた材料と同じである。NMF-12G+ と ML35D の材料特性をそれぞれ表 2-2, 2-3 に示す。

本設計においては、上記市販車搭載モータより小型・軽量化を実現することが基本目標となる。図 2-6 に、本設計で目標とするケース内の電磁気部品の寸法を示す。直径 φ200 mm は従来同等であるが、軸長と重量はそれぞれ従来を下回る 40 mm, 3.7 kg 未満を目指す。

図 2-7 に、図 2-1 に示した従来の 10 kW モータと同様の思想で設計した、出力 3 kW を達成するアキシシャルギャップモータを示す。また表 2-4 に、各部品の重量内訳を示す。この時、電磁気部品の軸長は 47 mm、総重量は 4.14 kg であった。それぞれ目標の 40 mm, 3.7 kg を超過している。

表 2-1 3 kW アキシナルギャップモータ 目標仕様

Number of poles	16
Number of slots	18
Maximum output	3.0 kW
Rated output	2.0 kW
Maximum torque	12 Nm
Base speed	2400 rpm
Maximum speed	5000 rpm
Rated inverter input DC voltage	60 V
Maximum current density	10 A/mm <sup>2</sup>
Diameter	φ200 mm
Motor length	less than 40 mm
Motor Weight	less than 3.7 kg

表 2-2 フェライト磁石 (NMF-12G+) 材料特性

Remanent magnetic flux density	0.45 T
Magnetic coercive force	-343,200 A/m
Density	5,100 kg/m <sup>3</sup>

表 2-3 SMC (ML35D) 材料特性

Maximum relative permeability	526
Magnetic coercive force	154 A/m
Iron loss (W <sub>10/400</sub> )	34 W/kg
Density	7620 kg/m <sup>3</sup>

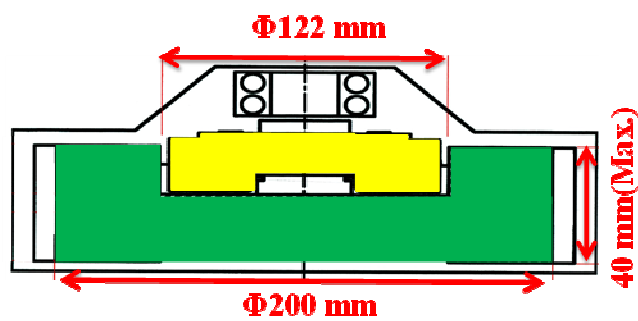


図 2-6 3 kW アキシナルギャップモータ 電磁気部品の許容寸法

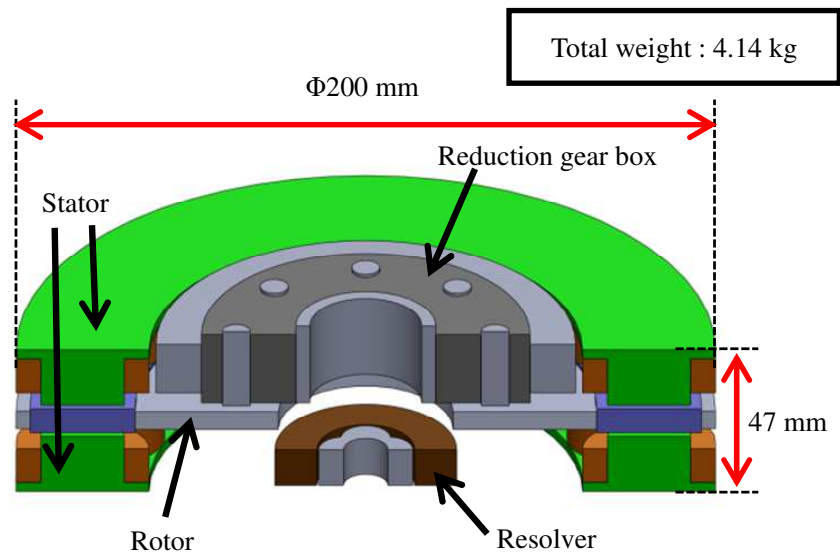


図 2-7 従来思想での 3 kW アキシヤルギャップモータ 検討結果

表 2-4 従来思想の 3 kW アキシヤルギャップモータ 重量内訳

Soft magnetic core	2.23 kg
Coil	0.59 kg
PM	0.54 kg
Rotor support component	0.78 kg
Total weight	4.14 kg

## 2.3. オープンスロット構造

### 2.3.1. 現状の固定子構造（オープンスロット構造(A)）

電磁気部品の軸長と重量を目標数値未満とするため、現構造において双方を削減可能な部分について検討を行った。表 2-4 の重量内訳に着目すると、現構造で最も重量が大きく、最も削減の余地が大きいのは固定子の SMC コアであることがわかる。このことから、軸長と重量を削減するため、固定子の構造に注目した。

図 2-8 に、現状の固定子構造の詳細を示す。固定子コアの突起部（ティース）1 つずつに巻線が巻回される構造となっている。ここでは、ティースと巻線が軸方向に一切重なることのないオープンスロット構造を採用している。従来思想では、巻線時のアセンブリ工程数の削減のため、また SMC のプレス成形の金型数削減のため、簡素な構造である同構造としていた。

図 2-9 に、同構造の詳細な寸法データを示す。片側の固定子コアの軸長は 18.3 mm である。また、図中の巻線領域から上方に、ティースが 4.0 mm 突出している（理由は後述する）。このとき、モータ全体の軸長は 47.0 mm となる。

SPM 構造のトルクの発生式は式(2-1)によって表すことができる。

$$T = \Phi_{PM} \times i_q \quad (2-1)$$

$T$  : トルク

$\Phi_{PM}$  : 磁石によって巻線に鎖交する磁束

$i_q$  : q 軸電流

赤色で塗りつぶされている、回転子の PM と対向するティース面の面積は 319.2 mm<sup>2</sup> である。この面積が大きいほど、ティースが取り込むことができる鎖交磁束  $\Phi_{PM}$  が大きくなり、トルク発生に有利となる。巻線ターン数は 13 ターンである。 $\Phi_{PM}$  はターン数にも比例するため、こちらもターン数が大きいほどトルクを発揮しやすくなる。この現状の構造を、以降「オープンスロット構造(A)」と呼称する。

図 2-10 に、オープンスロット構造(A)のティースが受け取る PM 磁束の模式図を示す。モータの運転時は、回転子からの PM 磁束をティースが受け取ることでトルクを発生する。しかし、もし PM 磁束が巻線領域に鎖交した場合、巻線内でうず電流が発生し、余計な熱損失としてモータ効率に悪影響を及ぼす恐れがある。そこで、現状の構造ではティースに 4 mm の突出部を設けている。透磁率の高い SMC コアを突出させることにより、PM 磁束は主に突出部に集中して流入し、巻線を避ける磁束経路を作成することができる。

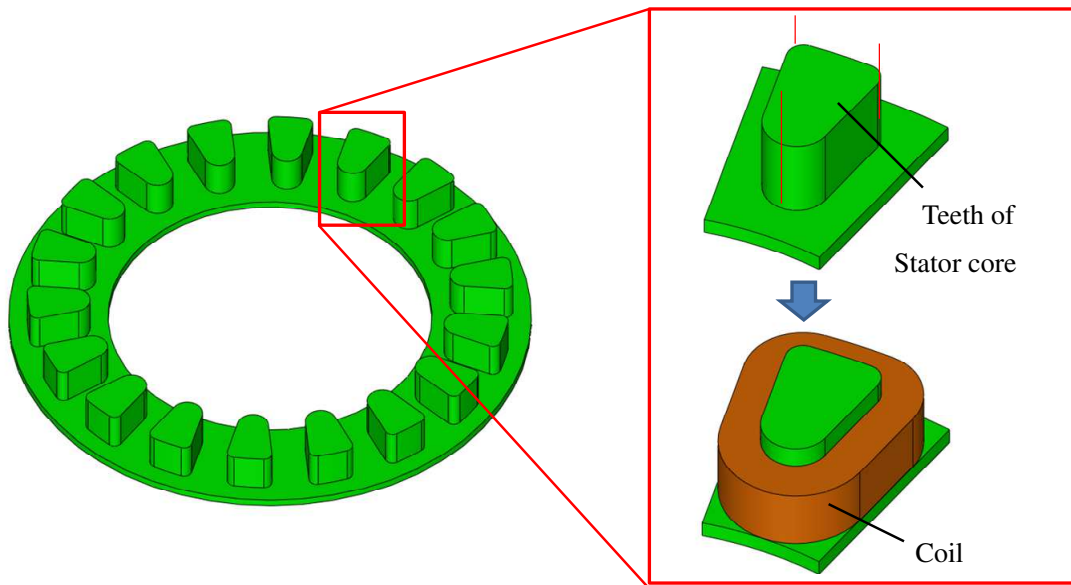


図 2-8 オープンスロット構造 固定子

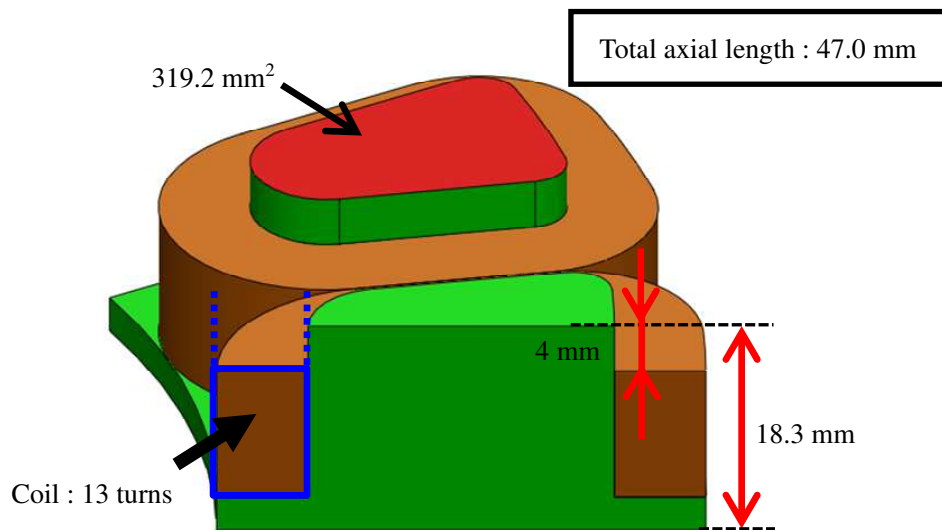


図 2-9 オープンスロット構造(A) 固定子 詳細図



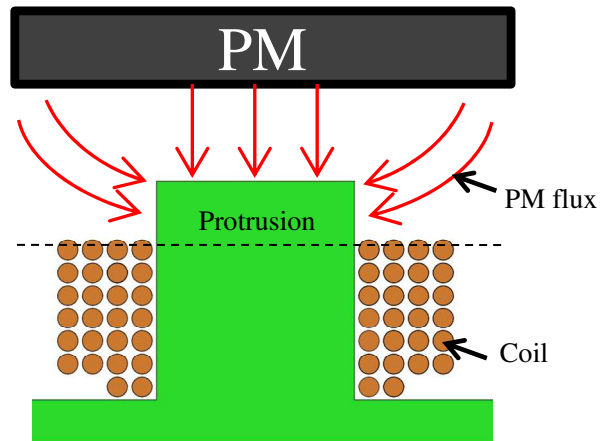


図 2-10 オープンスロット構造(A) PM 磁束のティース流入 模式図

### 2.3.2. ティース短小化構造（オープンスロット構造(B)）

仮にオープンスロット構造(A)の4 mmの突出部を削除し、巻線と面位置を合わせた場合、片側の固定子の軸長は14.3 mmとなる。両側の固定子で合わせて8 mmの軸長削減が可能で、最終的にモータの軸長は39 mmとなり、目標の40 mm未満を達成することができる。図2-11に、上記の変更を施したティース短小化構造の詳細図を示す。この構造を、以降「オープンスロット構造(B)」と呼称する。

しかしながら、前述の通りティースの突出部はPM磁束の巻線への鎖交を防ぐ効果を見込んでいる。図2-12に、オープンスロット構造(B)のティースが受け取るPM磁束の模式図を示す。ティース突出部が無くなったことにより、巻線にPM磁束が鎖交し、巻線の渦電流損が増えることが予想される。

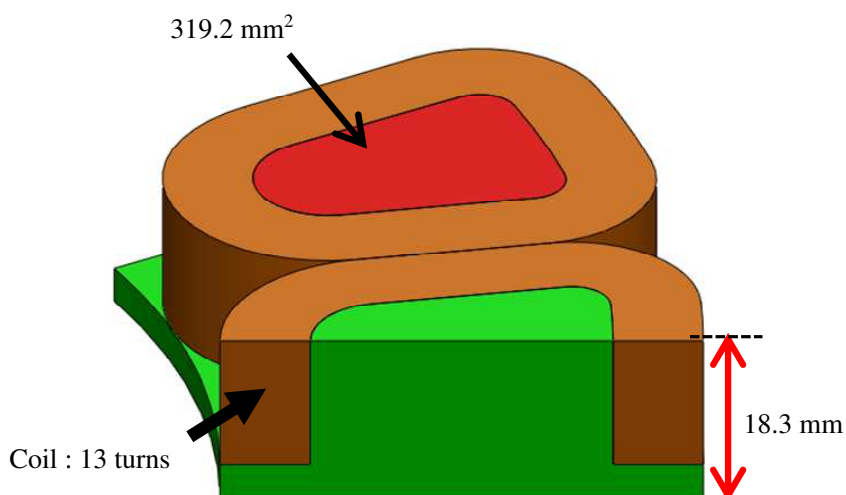


図 2-11 オープンスロット構造(B) 固定子 詳細図

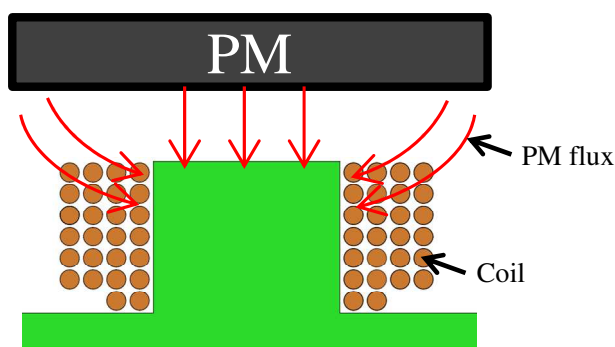


図 2-12 オープンスロット構造(B) PM 磁束のティース流入 模式図

### 2.3.3. オープンスロット構造(A), (B)の巻線うず電流損解析結果

実際の巻線の直径, ターン数, 巻き方を模擬した 3D 巻線詳細モデルを作成し, ティース突出部の有無による巻線うず電流損の影響を 3D-FEA により確認した。図 2-13 に, オープンスロット構造(A), (B)の巻線うず電流密度分布の 3D-FEA 結果を示す。このときの運転条件は最大回転速度 5000 rpm での無負荷運転 (電流ゼロ) とした。また温度条件は, 磁石・巻線ともに連続運転時のモータ内平均温度となる 75°C とした。オープンスロット構造(A), (B)いずれも, ギャップに近い巻線上部でうず電流が発生していることがわかる。しかし, オープンスロット構造(B)のほうがオープンスロット構造(A)よりもうず電流密度が高く, 巻線への PM 磁束の流入が多いことが推測される。

図 2-14 に, 全回転速度範囲における巻線の無負荷うず電流損失の解析結果を示す。回転速度が高くなるほど, 巻線うず電流損が大きくなっている。最高速度 5000 rpm では, オープンスロット構造(B)の巻線うず電流損は 104.5 W であり, オープンスロット構造(A)の 12.8 W に対して 8.2 倍と非常に大きい。この結果から, オープンスロット構造のティース突出部は, 巻線に発生するうず電流損の低減に有効であることがわかる。

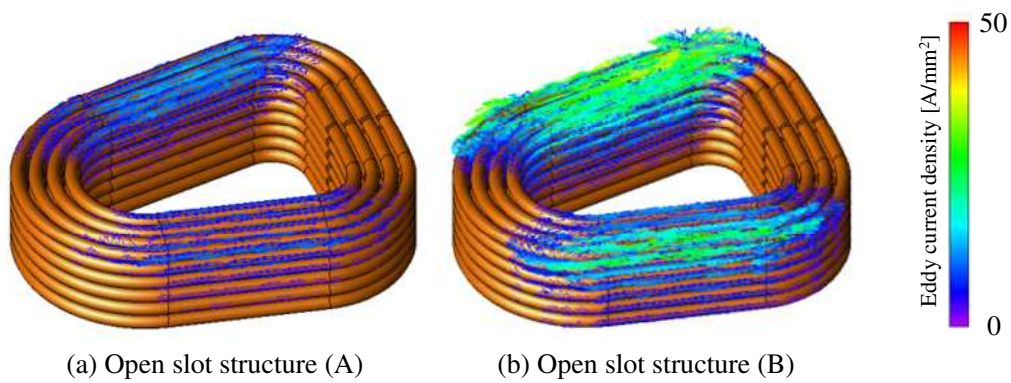


図 2-13 オープンスロット構造(A), (B) 巻線うず電流密度分布 解析結果

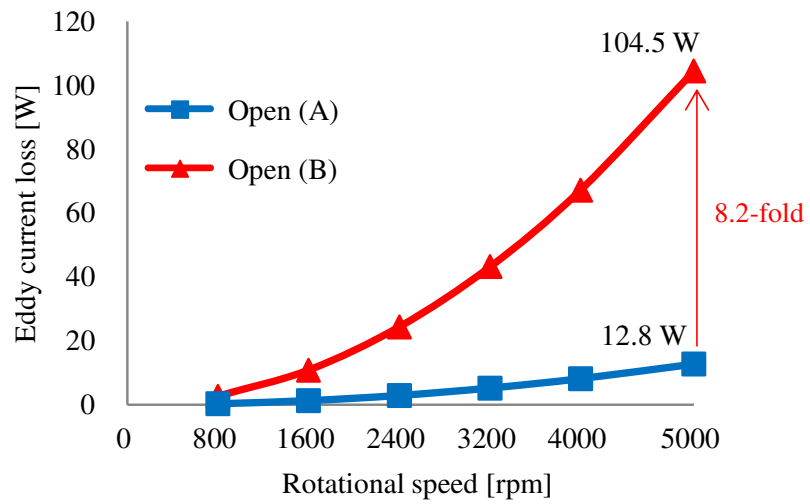


図 2-14 オープンスロット構造(A), (B) 巻線うず電流損 解析結果

#### 2.3.4. オープンスロット構造(A), (B)の効率解析結果

ここで、巻線に発生するうず電流損の影響を含めたモータ効率の検討方法について説明する。モータの効率を検討する際、理想的には全運転領域で 3D-FEA を行い、効率マップを作成することが望ましい。しかし、全運転領域での 3D-FEA には膨大な時間がかかる。そこで代表的な動作点として、基底速度 2400 rpm / 最高速度 5000 rpm の 2 通りの回転速度と、定格出力 2 kW / 最高出力 3 kW の 2 通りの出力の組み合わせによる、4 通りの運転点で 3D-FEA を実施し、比較検討を行うこととした。またこのときの効率は、各動作点で計算された損失（銅損、鉄損）に、図 2-14 の無負荷うず電流損失を回転速度ごとに加算して算出することとする。理想的には電機子電流通電条件下での巻線うず電流損を計算することが望ましいが、使用したシミュレーションソフトの都合上、電機子電流通電と巻線うず電流解析の両立が不可能であるため、上記の方式で算出を行った。

図 2-15 に、上記代表運転点における、オープンスロット構造(A), (B)の効率解析結果を示す。基底速度 2400 rpm においては、オープンスロット構造(A)から構造(B)への効率低下は比較的小さい。一方、最高速度 5000 rpm においては、オープンスロット構造(B)の効率が著しく低下していることがわかる。図 2-14 に示すように、オープンスロット構造(B)では回転速度の上昇に伴い巻線うず電流損が急激に増加するためであり、特に定格出力 2 kW の場合、効率は 4.2%と大幅に低下している。最終的に同運転点での効率は 90%を下回る 88.8%となり、実際に車両への搭載を考えた場合、連続運転時間の減少や燃費の悪化といった悪影響が見込まれる。

図 2-15 に示した代表運転点(I)~(IV)における、オープンスロット構造(A), (B)のモータ特性解析結果を表 2-5 に示す。解析と実機との乖離を予想し、トルク・出力は 5%のマーヅンを含めている。電流条件が全く同一のため銅損には差がないが、総鉄損はオープンスロット構造(B)の方が大きくなっている。固定子コアに限定すると、ティース突出部が存在するため、オープンスロット構造(A)の方が鉄損が大きい。しかしながら、オープンスロット構造(B)は巻線うず電流損がそれ以上に大きいため、総鉄損が大きくなり、ひいては全ての動作点で効率が悪化している。

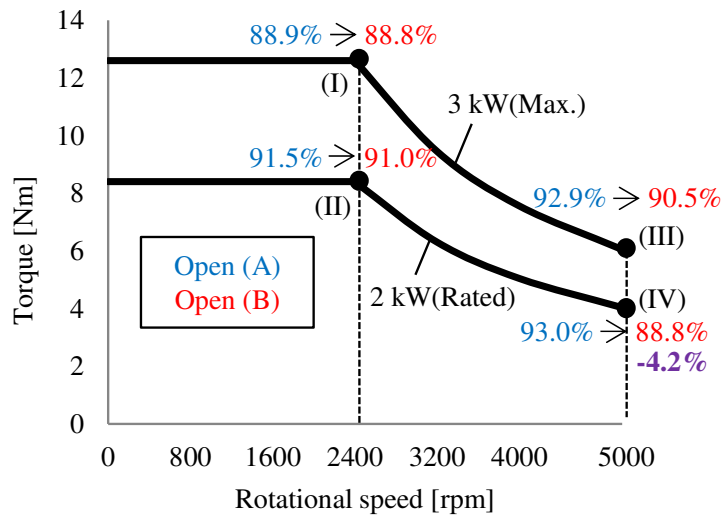


図 2-15 オープンスロット構造(A), (B) 代表点効率解析結果

表 2-5 オープンスロット構造(A), (B) 諸特性 解析結果

	(I)		(II)		(III)		(IV)		
	Open (A)	Open (B)	Open (A)	Open (B)	Open (A)	Open (B)	Open (A)	Open (B)	
Rotational speed [rpm]	2400		2400		5000		5000		
Torque [Nm]	12.6	12.7	8.4	8.4	6.1	6.1	4.1	4.1	
Output [W]	3167.1	3180.7	2115.8	2122.8	3187.7	3198.9	2124.7	2132.0	
Total loss [W]	392.6	77.0	195.6	66.3	242.8	152.7	159.6	151.6	
Copper loss [W]	322.9		143.5		180.1		100.5		
Iron loss [W]	69.7	77.0	52.1	66.3	62.7	152.7	59.1	151.6	
<div style="display: inline-block; vertical-align: middle;"> <span style="font-size: 2em;">}</span> </div> Stator core	64.4	50.2	47.8	40.6	46.5	44.9	44.3	45.1	
	Coils	3.0	24.4	3.0	24.4	12.8	104.5	12.8	104.5
	PM holder	2.4	2.3	1.3	1.3	3.5	3.3	2.0	2.0
Efficiency [%]	89.0	88.8	91.5	91.0	92.9	90.6	93.0	88.8	

## 2.4. 半閉スロット構造

### 2.4.1. 半閉スロット構造の概要

前節の解析結果より、オープンスロット構造(B)は巻線うず電流損の増大による効率の低下が大きいことがわかった。目標の軸長を達成するためには、オープンスロット構造(B)と同等の軸長を維持しつつ、巻線うず電流損を低減する必要がある。この問題を解決するために、半閉スロット構造の採用を検討した。

図 2-16 に、半閉スロット構造のモデルを示す。ティースの軸長はオープンスロット構造(B)と同様に巻線領域と面位置を合わせているが、ティースの上面に SMC 製のつばを新たに設けている。つばの厚さは 2.5 mm で、表面積はティースよりも大きく、巻線とつばの一部が軸方向に重なる形状となる。これにより、オープンスロット構造(B)では巻線に鎖交していた PM 磁束に対し、つばがシールドとなるためうず電流損を低減することができる。図 2-17 に、半閉スロット構造のティースが受け取る PM 磁束の模式図を示す。この構造を、以降「半閉スロット構造(C)」と呼称する。

さらに本構造は、PM との実質的な対向面を広くすることが可能で、PM 磁束をより有効的に活用できる。図 2-16 中にて赤色で塗りつぶされている、PM との対向面は  $553.5 \text{ mm}^2$  となり、オープンスロット構造と比べて+73%の面積を確保した。結果として、より多くのトルクを発揮しやすくなり、同等のトルクを発揮するために必要な巻線ターン数が 13 ターンから 12 ターンに減少した。図 2-18 に、オープンスロット構造(B)と半閉スロット構造(C)の無負荷線間電圧波形の解析結果を示す。巻線ターン数が減少しているにもかかわらず、半閉スロット構造(C)の線間電圧振幅はオープンスロット構造(B)よりも 8.8%大きい。オープンスロット構造(B)の巻線 1 ターンあたりの電圧は 3.00 V/ターン、半閉スロット構造(C)は 3.54 V/ターンであり、活用可能な PM 磁束量は半閉スロット構造(C)のほうが 18.0%大きい計算となる。ちなみに、ひずみ率 (Total Harmonic Distortion, THD) はいずれの構造も 1%以下である。16 極 18 スロットの分数集中巻構造のため、低いひずみ特性を実現していることがわかる。図 2-19 に、解析上の最大トルク 12.6 Nm を発生させたときの最大電流密度の比較を示す。同じ発生トルクであれば、半閉スロット構造(C)の電流密度  $10.0 \text{ A/mm}^2$  は、オープンスロット構造(B)の  $10.8 \text{ A/mm}^2$  よりも 8.0%小さい。これは、無負荷線間電圧の差と同程度である。

加えて、オープンスロット構造ではトルクを確保するためにティース自体の対向面積を確保する必要があったが、半閉スロット構造はつばが対向面の役割を担うため、ティース自体の断面積は磁気飽和が発生しない最小限の面積である  $231.3 \text{ mm}^2$  (-28%) で十分である。これにより、巻線領域の径方向への拡大が可能となり、トレードオフで巻線領域の軸長短縮が可能となった。前述の巻線ターン数減少と併せて、最終的なつばも含めた固定子の軸長は、オープンスロット構造(B)と同等の 14.3 mm を実現した。モータ全体の軸長は 39.0 mm

となり，目標仕様の軸長 40 mm 未満を達成した。

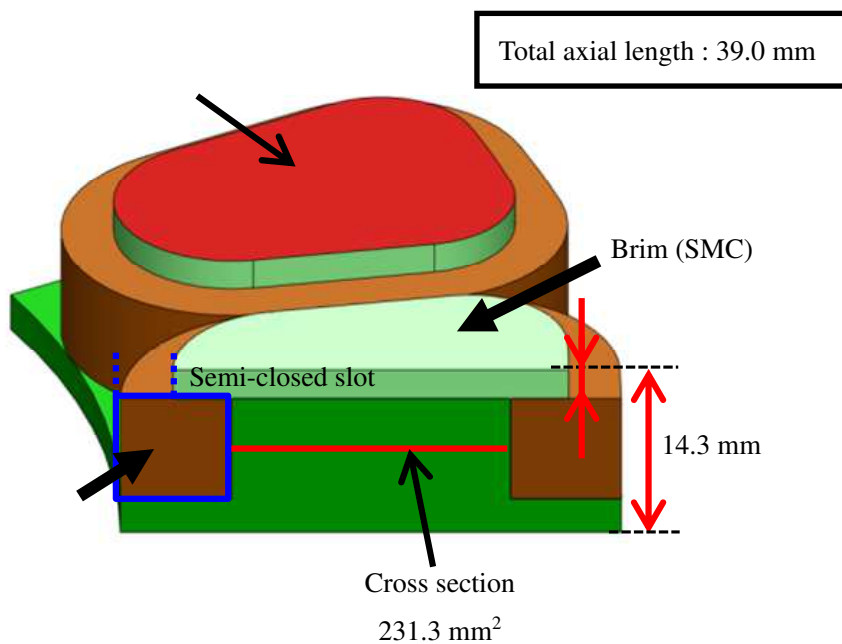


図 2-16 半閉スロット構造(C) 固定子 詳細図

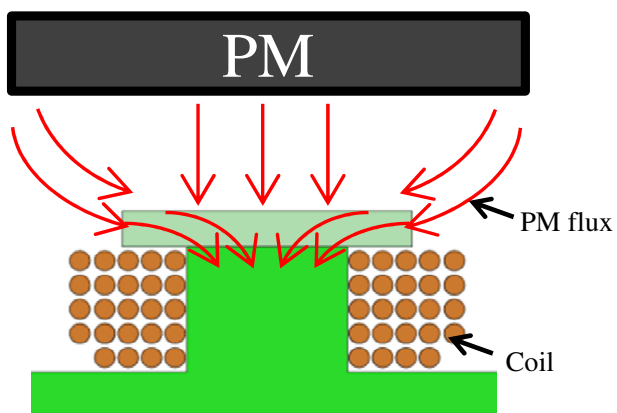


図 2-17 半閉スロット構造(C) PM 磁束のティース流入 模式図



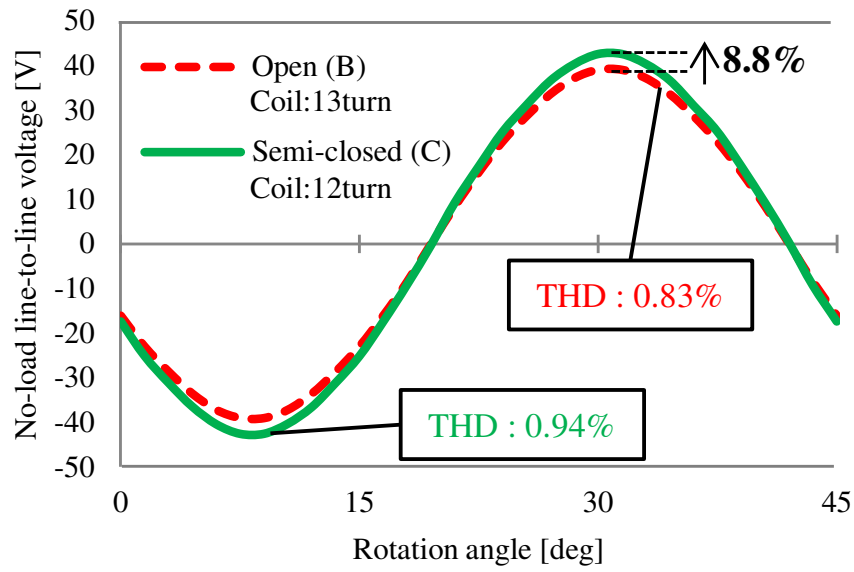


図 2-18 オープンスロット構造(B)/ 半閉スロット構造(C) 無負荷線間電圧 解析結果

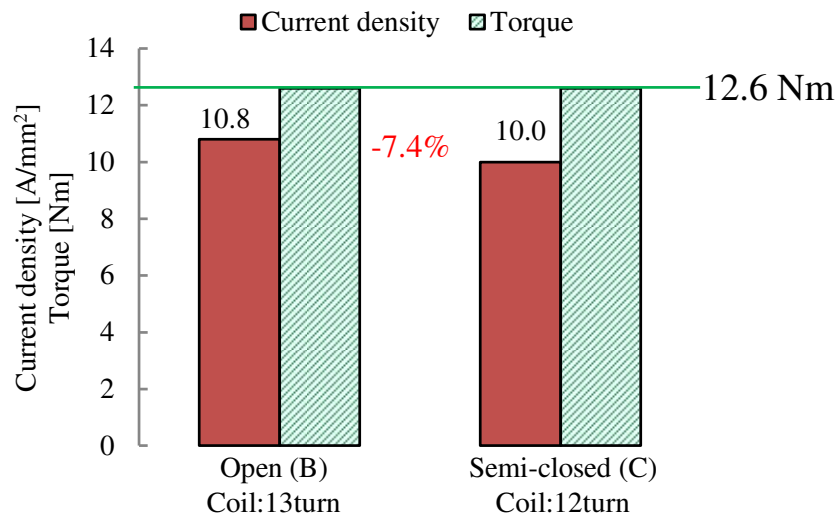


図 2-19 オープンスロット構造(B)/ 半閉スロット構造(C) 最大トルク時の電流密度比較

## 2.4.2. 半閉スロット構造の巻線うず電流損解析結果

図 2-20 に、半閉スロット構造(C)の巻線うず電流密度分布の 3D-FEA 結果を示す。解析条件は 2.2.3 節と同様である。図 2-13 と比較すると、オープンスロット構造(A)よりうず電流が少なくなることがわかる。図 2-21 に、全回転速度範囲における半閉スロット構造(C)の巻線無負荷うず電流損の解析結果を示す。比較のため、オープンスロット構造(A), (B)の結果も示している。最高速度 5000 rpm では 5.8 W であり、オープンスロット構造(B)の 104.5 W に対して-94.4%と大幅に削減できている。これらの結果から、つばの設置による PM 磁束の巻線への流入抑制は非常に効果的であることがわかる。

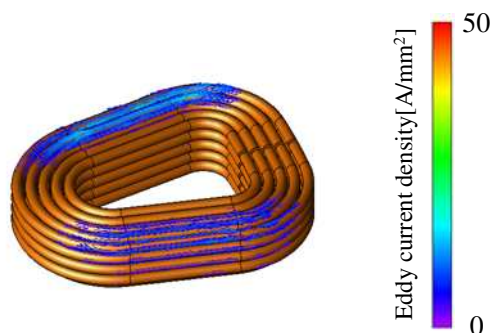


図 2-20 半閉スロット構造(C) 巻線うず電流密度分布 解析結果

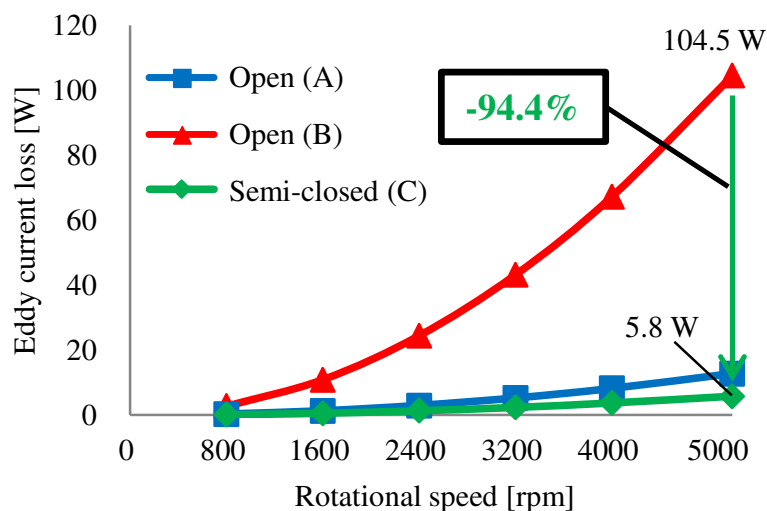


図 2-21 半閉スロット構造(C) 巻線うず電流損 解析結果

### 2.4.3. 半閉スロット構造の効率解析結果

図 2-22 に、図 2-15 と同じ代表的な動作点における、オープンスロット構造(A)と半閉スロット構造(C)の効率解析結果を示す。半閉スロット構造(C)の効率は、基底速度 2400 rpm ではオープンスロット構造(A)よりもやや高く、最高速度 5000 rpm ではやや低くなっている。前者は巻線ターン数の削減および電流密度の低下により銅損が減少したこと、後者は新たにつばの鉄損が増加したことが原因である。

図 2-22 に示した代表運転点(I)~(IV)における、オープンスロット構造(A)、半閉スロット構造(C)のモータ特性解析結果を表 2-6 に示す。いずれの運転点においても半閉スロット構造(C)は、巻線ターン数の削減および電流密度の低下により銅損が大幅に減少しているが、鉄損は大きくなっている。図 2-23 に、両構造の動作点(IV)における固定子コアの鉄損密度分布を示す。半閉スロット構造(C)においては、つば部の鉄損密度が高くなっていることがわかる。このため低速域では半閉スロット構造(C)の効率が高く、反対に高速域ではオープンスロット構造(A)の効率が高くなる傾向にある。低速域と高速域でトレードオフの効率特性が現れているが、総合して考えると、半閉スロット構造(C)はオープンスロット構造(A)に匹敵する効率特性を有していると言える。

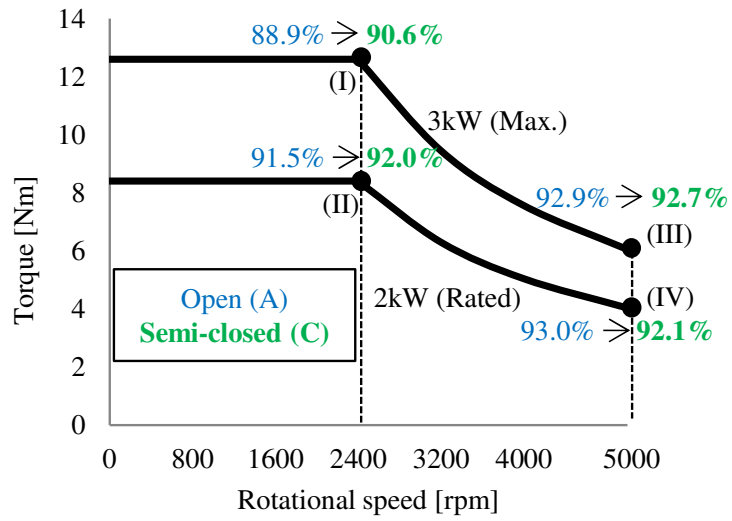
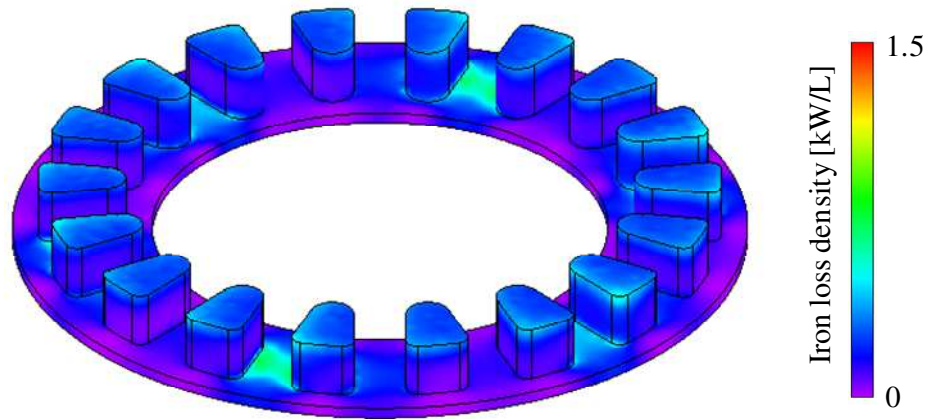


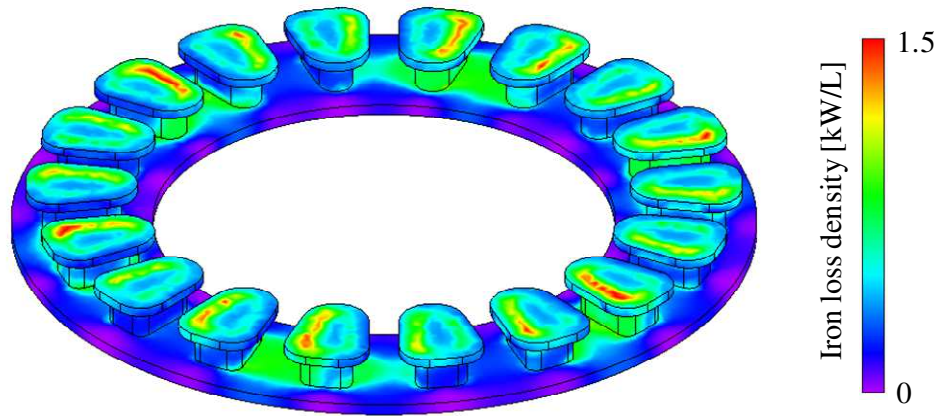
図 2-22 オープンスロット構造(A), 半閉スロット構造(C) 代表点効率解析結果

表 2-6 オープンスロット構造(A), 半閉スロット構造(C) 諸特性 解析結果

	(I)		(II)		(III)		(IV)		
	Open (A)	Semi (C)	Open (A)	Semi (C)	Open (A)	Semi (C)	Open (A)	Semi (C)	
Rotational speed [rpm]	2400		2400		5000		5000		
Torque [Nm]	12.6	12.7	8.4	8.5	6.1	6.2	4.1	4.1	
Output [W]	3167.1	3183.2	2115.8	2141.0	3187.7	3247.6	2124.7	2165.6	
Total loss [W]	392.6	308.6	195.6	167.1	242.8	205.8	159.6	145.4	
Copper loss [W]	322.9	238.4	143.5	105.9	180.1	132.9	100.5	74.2	
Iron loss [W]	69.7	70.2	52.1	61.1	62.7	72.9	59.1	71.2	
<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="font-size: 2em; margin-right: 5px;">{</div> <div style="margin-right: 5px;">Stator core</div> </div>	64.4	66.0	47.8	58.2	46.5	61.7	44.3	62.3	
	Coils	3.0	1.4	3.0	1.4	12.8	5.8	12.8	5.8
	PM holder	2.4	2.9	1.3	1.6	3.5	5.3	2.0	3.2
Efficiency [%]	89.0	90.6	91.5	92.1	92.9	92.7	93.0	92.2	



(a) Open slot structure (A)



(b) Semi-closed structure (C)

図 2-23 オープンスロット構造(A),半閉スロット構造(C) 固定子コア鉄損密度分布 解析結果

#### 2.4.4. 半閉スロット構造の重量

表 2-7 に、半閉スロット構造(C)の各部品の重量内訳を示す。比較のため、オープンスロット構造(A), (B)の重量内訳も示している。ティース突出部を有するオープンスロット構造(A)は、ほか2つの構造に比べて SMC 重量が大きく、総重量も最も大きい。半閉スロット構造(C)は、オープンスロット構造(B)に比べティースが細いため固定子コアの重量は小さくなっているが、つば部の重量が加算されるため SMC 重量で見るとわずかに軽い程度にとどまっている。しかし半閉スロット構造(C)は、巻線ターン数が減少したことにより巻線の重量が低減されており、総重量はオープンスロット構造(B)より 0.13 kg 軽い 3.66 kg となった。結果として、目標の 3.7 kg 未満を達成することができた。

表 2-7 オープンスロット構造(A), (B), 半閉スロット構造(C) 重量内訳

	Open (A)	Open (B)	Semi-closed (C)
Soft magnetic core [kg]	2.23	1.88	1.83
{ Stator core [kg]	2.23	1.88	1.48
{ Brim [kg]	0	0	0.35
Coil [kg]	0.59	0.59	0.51
PM [kg]	0.54	0.54	0.54
Rotor support component [kg]	0.78	0.78	0.78
Total weight [kg]	4.14	3.79	3.66
Volume [L]	1.48	1.23	1.23

## 2.5. 第2章まとめ

従来のアキシヤルギャップモータに比べ、小型・軽量化を実現可能な3 kW アキシヤルギャップモータを3D-FEAを用いて検討した。従来モータに採用されていた固定子のオープンスロット構造を、半閉スロット構造に変更することを提案した。オープンスロット構造は、固定子ティースに巻回されている巻線に磁石磁束が直接貫通してうず電流が発生しないよう、ティースに巻線からの飛び出し部を大きく設けている。そのため、軸長が大きくなりやすい傾向にあった。一方で、半閉スロット構造はティース先端の磁石対向面を拡大する「つば」を設けることで、磁石磁束の巻線への貫通を防ぐことができる。さらに、つばにより磁石磁束をより多く活用することが可能となり、巻線ターン数自体を削減することができる。半閉スロット構造はつばを含めた軸長をオープンスロット構造の軸長より小さくしながら、トルクや効率は同等の特性を得ることができる。最終的に、3 kW アキシヤルギャップモータにおける目標の「軸長 40 mm, 重量 3.7 kg 未満」を達成するモータを設計することができた。

### 3. 半閉スロット構造のインホイールモータ向けアキシシャル ギャップモータの実機試験結果

#### 3.1. 試作機概要

第 2 章で検討した半閉スロット構造のアキシシャルギャップモータが要求仕様を満足する見込みを得られたため、実際に試作機を製作し、試験により実機性能を確認することとした。図 3-1 に、つば付きの固定子コアの画像を示す。今回の試作機では、製造コスト削減のため 1 ティースごとに分割した固定子コアを作成した。ティース部とつば部もそれぞれ分けてプレス成形されており、ティース面につばが接着剤で後付けされる方式で製作した。図 3-2 に、巻線を巻回したあとの固定子コアの画像を示す。

図 3-3 に、試作機外観の正面図と側面図を示す。試作機の重量は、ケースや主軸、減速機等の機械部品も含めて約 11 kg となった。



図 3-1 半閉スロット構造試作機 固定子コア





図 3-2 半閉スロット構造試作機 固定子コア（巻線あり）

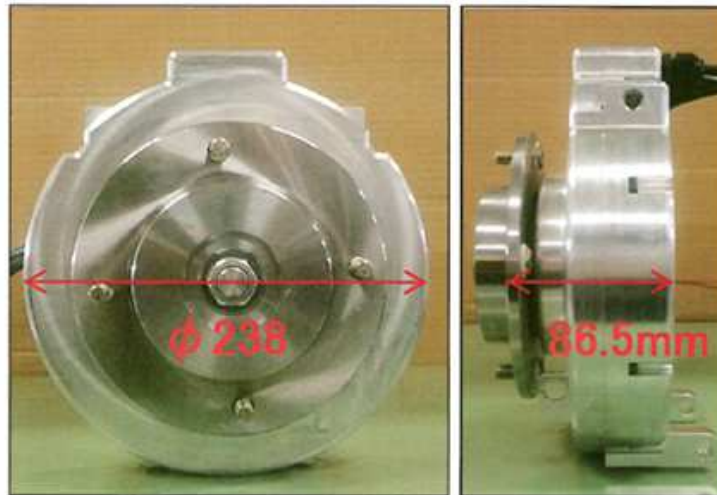


図 3-3 半閉スロット構造試作機 外観

### 3.2. 試験系

図 3-4 に、負荷試験用に用意した試験設備の構成を示す。試作機はトルクメータを介して、負荷機である誘導発電機に接続されている。誘導機を速度制御することにより、試作機を無負荷状態で回転させたり、一定速度においてトルクを発生させたりといった、様々な運動条件において試験が可能である。また、試作機側と誘導機側の電力供給源は共通化されている。試作機の負荷試験の際には、誘導発電機が試作機のトルクを受け取り、発電したエネルギーを循環させる。したがって、系統電源からは試験の損失分のみが供給される。インバータには、3相 200V をスライドトランスにて変圧した後、ダイオード整流したものが給電される。

表 3-1 に試験設備に使用した機器の一覧と詳細を、表 3-2 に試作機用インバータの仕様を示す。実験においては、制御用 PC に電流振幅や電流位相角などを入力し、それをコントローラに転送して試験機用インバータを動作させている。トルクメータ表示器からトルクと回転速度を、パワーメータから電流、電圧、有効電力、皮相電力を、データロガーからモータ内の各温度を取得するマクロを記録用 PC 上で作成し、データ取得指令から 2~3 秒以内に全てのデータを記録することが可能である。

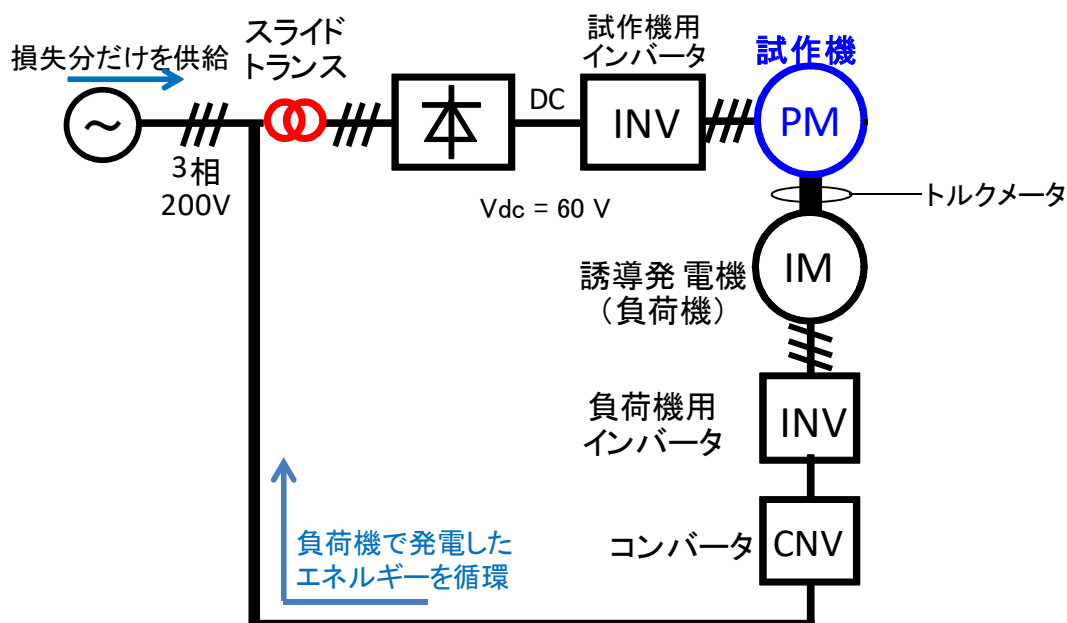


図 3-4 試験設備の構成

表 3-1 使用機器一覧

機器	メーカー	型名
負荷用誘導発電機	富士電機	MVK8187A
負荷用インバータ	富士電機	FRN30VG1S-2J
回生用コンバータ	富士電機	RHC22-2C
試験機用インバータ	Myway プラス	MWINV-5022A
コントローラ	Myway プラス	PE-EXpert3
トルクメータ	小野測器	MP-9820
トルクメータ表示器	小野測器	TQ-5200
試験機用パワーメータ	横河メータ&インスツルメンツ	WT1800
試験機用電流センサ	横河メータ&インスツルメンツ	CT200
インバータ DC 電圧計	ADVANTEST	R6441B
温度測定用データロガー	グラフテック	GL820

表 3-2 試験に使用したインバータの仕様

項目		仕様
交流出力	定格容量	50.6 kVA
	定格電流	146 Arms
	出力電圧範囲	AC 0~230 Vrms
直流入力	動作電圧範囲	DC 0~400 V
	定格電流	DC 160 A
交流入力	定格電圧	AC 200Vrms
	動作電圧範囲	AC 0~230Vrms
冷却方式		強制空冷
スイッチング周波数		~15 kHz
制御電源電圧範囲		AC 85~264 V
絶縁抵抗		100 M $\Omega$ 以上

### 3.3. 機械損 測定結果

試作機の電氣的な特性結果を示す前に、機械的な損失について測定した結果を報告する。実際にモータを運転する際、銅損や鉄損といった電氣的・磁氣的な損失の他に、機械損（ベアリング損+風損）が発生する。この機械損を正確に測定するために、回転子に PM を設置しない単なるステンレスの円盤を用いて、機械損の測定を行った。試作機と負荷機を接続した状態で、負荷機を一定速度で回転させ、その際にトルクメータに表れる負のトルクを読み取り、機械損トルク値として扱う。

図 3-5 に、回転角度に対する機械損トルクと、その大きさから算出した機械損を示す。回転速度の上昇に応じて、機械損トルクおよび機械損が増加していることがわかる。最高速度 5000 rpm での機械損は 81.5 W となった。

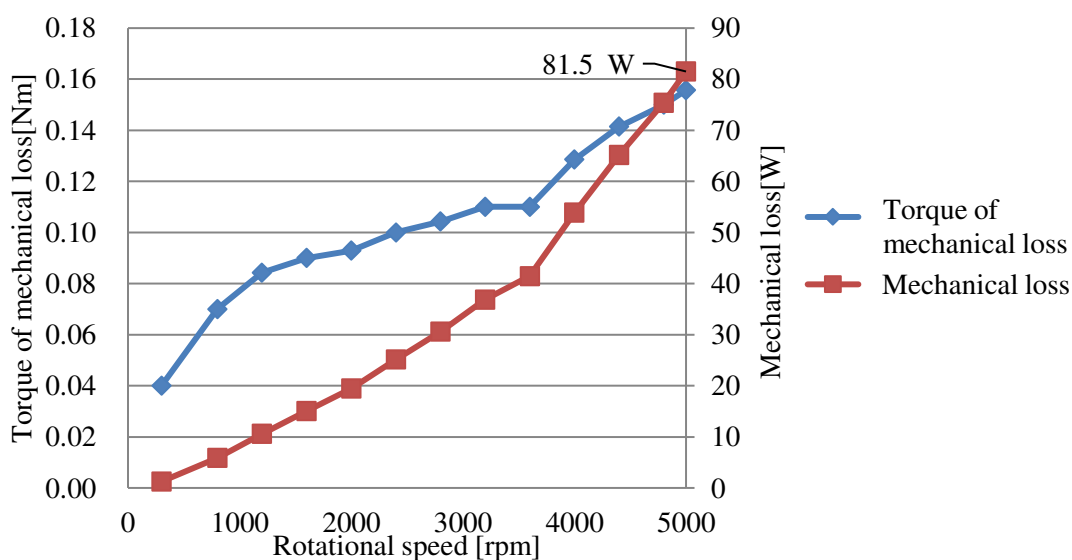


図 3-5 機械損 測定結果

### 3.4. 無負荷誘起電圧特性 試験結果

本節以降で示す試作機の試験結果は、モータの特性を単独で評価するために、ケースから減速機を抜き取った状態での試験結果である。また、特に注記がない限り室内温度およびモータ温度は 25℃で行った試験結果を示す。さらに、比較のため同条件で実施した 3D-FEA 結果も併せて示す。なお、前章までの解析モデルは固定子コアの分割について考慮がなされていない。そこで、固定子コアのバックヨーク同士の間、およびティース面とつばの間に 0.1 mm のエアギャップを設けた分割コアモデルでも解析を行った。図 3-6 に分割コアモデルの概要図を示す。

図 3-7 に、基底速度 2400 rpm における無負荷線間電圧波形の実測結果を示す。実測の線間電圧振幅は、コア分割なしのモデルの解析結果よりも 9.5%小さくなっている。一方、分割コアモデルの解析結果との差は 3.1%と小さくなっており、分割の影響を見込んだ解析のほうがより実測結果に近くなることがわかる。また、実機の THD は 0.97%と非常に低く、解析と同様の低ひずみ特性が得られている。

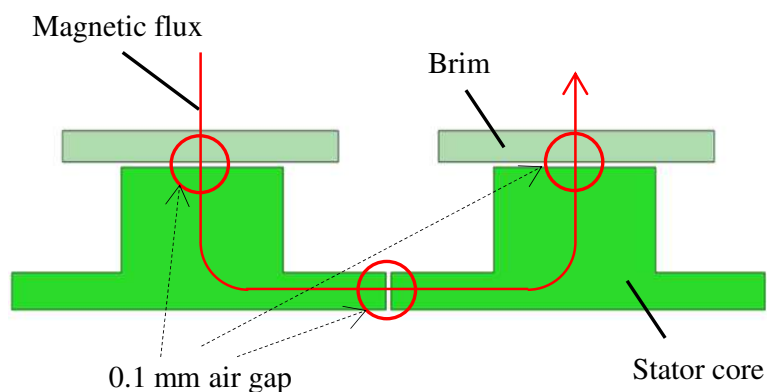


図 3-6 解析用 分割コアモデル

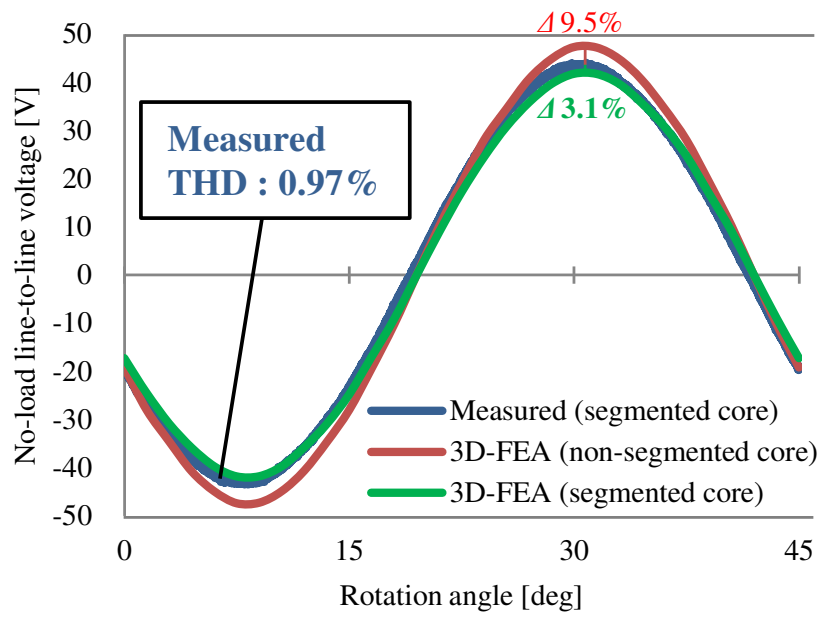


図 3-7 無負荷線間電圧波形（基底速度 2400 rpm） 試験結果

### 3.5. トルク特性 試験結果

図 3-8 に、基底速度 2400 rpm における電流とトルクの大きさの関係を示す。電流位相角  $\beta$  は 0 deg 一定とし、SPM において常に最大トルクとなる電流位相角条件とした。電流の増加に対して、トルクは比例して大きくなっている。このことから、最大電流まで磁気飽和の影響はほぼないことが推測できる。試作機の最大電流通電時において、目標仕様値である 12.1 Nm を達成することができた。また、無負荷線間電圧試験時と同様に、分割コアモデルの解析結果とよく一致している。

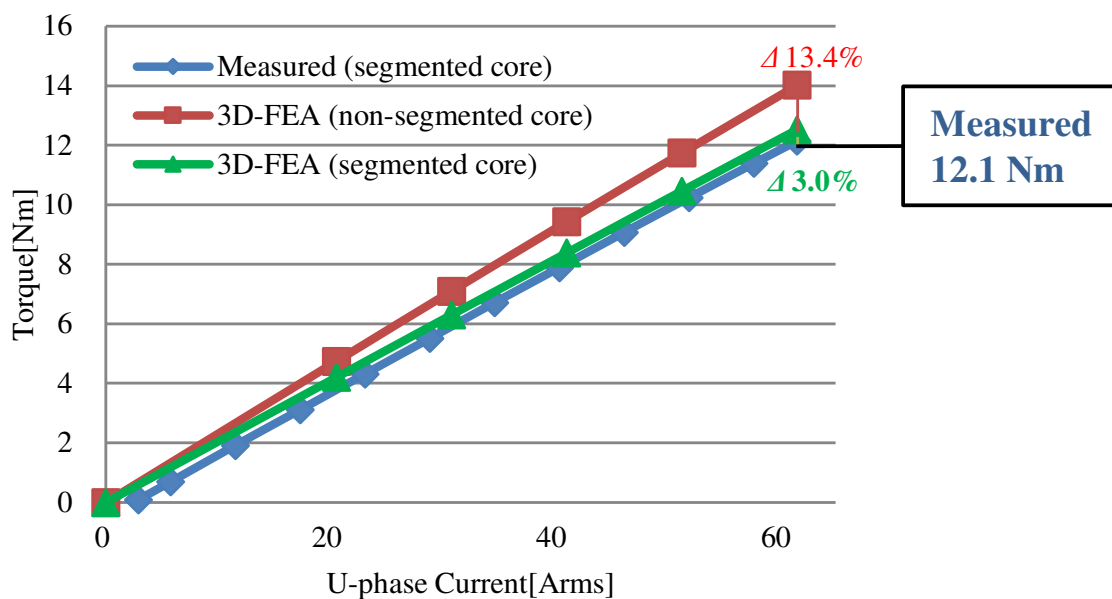


図 3-8 電流－トルク特性（基底速度 2400 rpm） 試験結果

### 3.6. 効率特性 試験結果

図 3-9 に、試作機の効率マップ測定結果を示す。このときの効率は、3.3 節で示した機械損を実機測定結果から除いて計算したものである。広い範囲で 90% を超える高効率を実現しており、最大効率は 3200 rpm における 93.3% である。さらに、基底速度 2400 rpm から最高速度 5000 rpm の速度範囲で 3 kW の定出力を実現しており、目標の出力仕様を達成することができている。

図 3-10 に、2.3.3 項で示した 4 通りの代表運転点における、3D-FEA 結果と実測結果の効率比較を示す。基底速度 2400 rpm においては、解析と実測でほとんど効率に差はないが、最高速度 5000 rpm においては、実測結果のほうが低くなっている。高速域の鉄損解析精度が低くなっていることが予想できる。

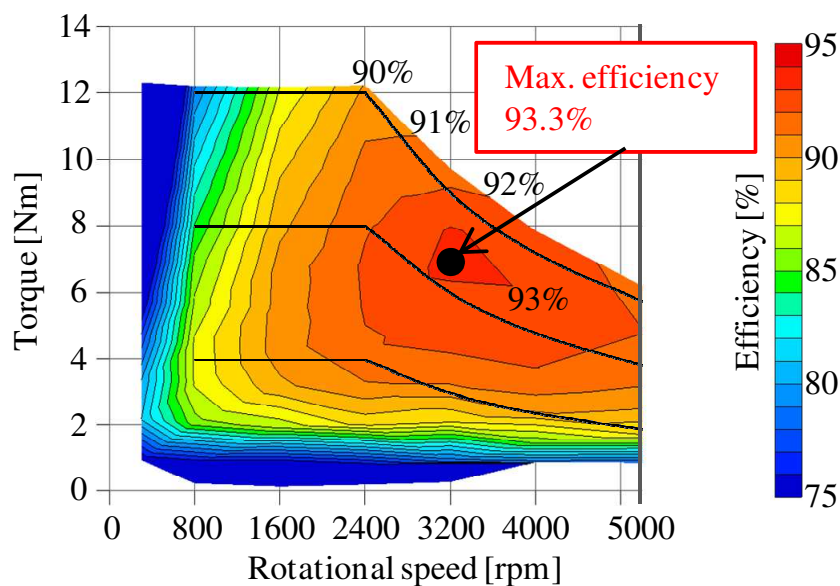


図 3-9 効率マップ 試験結果



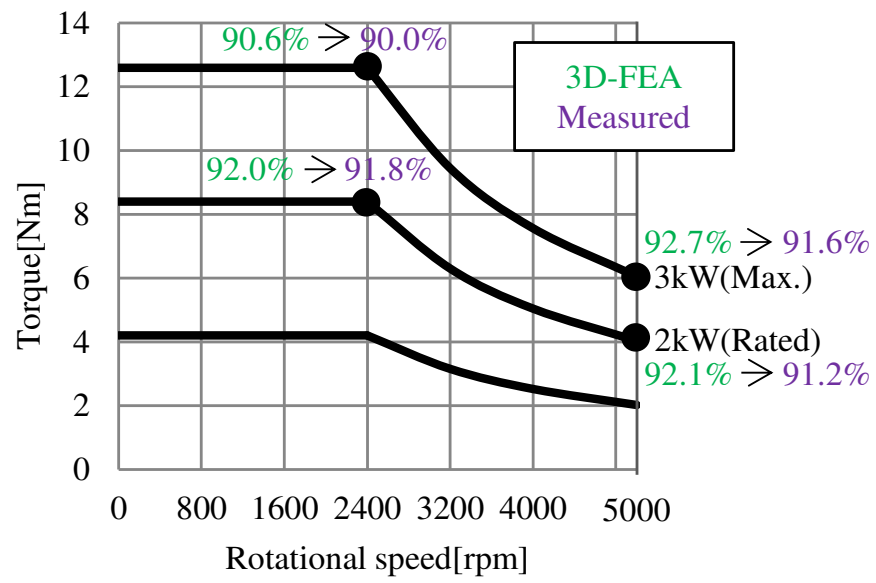


図 3-10 代表運転点の解析/実測効率比較

### 3.7. 連続運転特性 試験結果

図 3-11 に、2.3.3 項で示した 4 通りの代表運転点における、連続運転時の巻線温度の時間変化を示す。巻線の初期温度はいずれも 40℃とした。

最大出力 3 kW の運転においては、巻線温度が 90℃に上昇するまでの時間を計測した。2400 rpm では 15 分 5 秒、5000 rpm では 17 分 37 秒となった。通常、トラクションモータにおける最大出力は加速時に用いる出力帯であるため、長時間の継続運転が求められるものではなく、長くとも 1 分程度の連続運転の要求となる。したがって、提案モータの最大出力は、車両を加速させるための十分な時間を確保可能である。

定格出力 2 kW の運転においては、巻線温度が熱飽和するまでの時間とそのときの温度を計測した。2400 rpm では、118 分 3 秒後に 92.2℃で熱飽和し、5000 rpm では、94 分 37 秒後に 78.4℃で熱飽和した。通常、トラクションモータにおける連続定格出力は 1 時間程度の継続運転が求められる。したがって、提案モータはいずれの回転速度でも、2 kW の連続定格運転に十分な熱的余裕を持っていると言える。

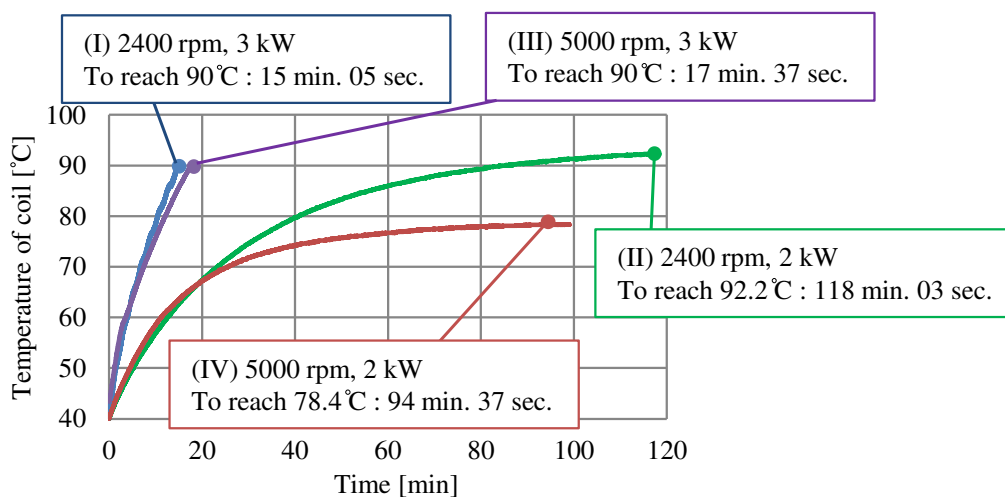


図 3-11 連続運転時の巻線温度変化

### 3.8. 第3章まとめ

第2章で提案した半閉スロット構造のアキシシャルギャップモータが要求仕様を満足する見込みを得られたため、実際に試作機を製作し、実機試験を行った。無負荷線間電圧やトルク特性は、解析結果と同等の結果が得られた。効率は運転点全域で測定を行い、広い範囲で90%を超える高効率を実現可能であることを確認した。連続運転時の巻線温度の測定も行い、最大出力・定格出力の両方において、それぞれに要求される連続運転時間を余裕を持って達成することを確認した。結果として、提案した小型・軽量化を実現可能な3kWアキシシャルギャップモータは、当初の目標仕様を全て満足することを確認した。

## 4. インホイールモータ向けアキシアルギャップモータの高出力・高効率化についての検討

### 4.1. 高出力・高効率化の設計指針

本章より、インホイール向けアキシアルギャップモータのさらなる高出力・高効率化について検討する。

図 4-1 は、トラクションモータが実際の運転に利用される運転領域と、その場合に要求される特性を示している。トラクションモータ用の PMSM には、主に以下の 3 つの特性が要求される。

- ① 登坂走行時など、過酷な条件下でも十分な運搬性能を発揮できる高トルク特性
- ② 市街地走行時など、移動体の常用域である軽負荷域での高効率特性
- ③ 高速回転域までのスムーズな加速を可能とする幅広い定出力運転特性

しかし、3 つの特性を同時に成立させることは、次に述べる理由から容易ではない。一般的に、①「高トルク特性」の達成には、回転子に設置された永久磁石による一定の磁束（界磁磁束）を大きくするように設計して、磁気吸引力・反発力を強くすることが求められる。しかし、界磁磁束が大きければ大きいほど、モータ内で生じる鉄損が増大する傾向にある。また、高速回転域の逆起電力も増大し、出力を維持するための電流を通電しにくくなるという問題も発生する。そのため①「高トルク特性」を達成するための界磁磁束は、軽負荷運転時や高速運転時においては必要以上に大きく、結果として②「軽負荷高効率特性」や③「定出力特性」を達成できなくなる場合があった。実際に、従来のトラクションモータの多くは、残留磁束密度が高く、高価で高性能な希土類磁石を採用することが多かった。そのため、①「高トルク特性」は達成できていたが、②「軽負荷高効率特性」を達成することが困難であったり、③「定出力特性」を達成するためにインバータ容量を大きくする必要があったり、多くの課題があった。

これらの課題を解決するため、直流界磁巻線を設置したフェライト磁石コンシクエントポール PM 型アキシアルギャップモータを提案する。従来の希土類磁石を用いたモータと異なり、安価で残留磁束密度の低いフェライト磁石を採用する。これによって、軽負荷運転時の界磁磁束を抑制し、鉄損の軽減を見込むことができる。ただし、界磁磁束の抑制は発揮できる最高トルクの低下を招くため、それを防ぐために「界磁巻線」と呼ばれる、通常のモータにはない巻線をモータ内に設置する。PM だけでなく、界磁巻線という新たな界磁源を持つハイブリッド界磁方式[63]-[95]となり、界磁巻線に直流電流（界磁電流）を通電することで、モータ内に磁束を発生させ、フェライト磁石による界磁磁束に上乘せすることができる。つまり、軽負荷から高負荷まで、それぞれの負荷に対して最適な界磁磁束量と

なるように界磁電流を操作しつつ運転することで、①「高トルク特性」②「軽負荷高効率特性」③「定出力特性」の3つの特性を同時に満足することが可能となる。

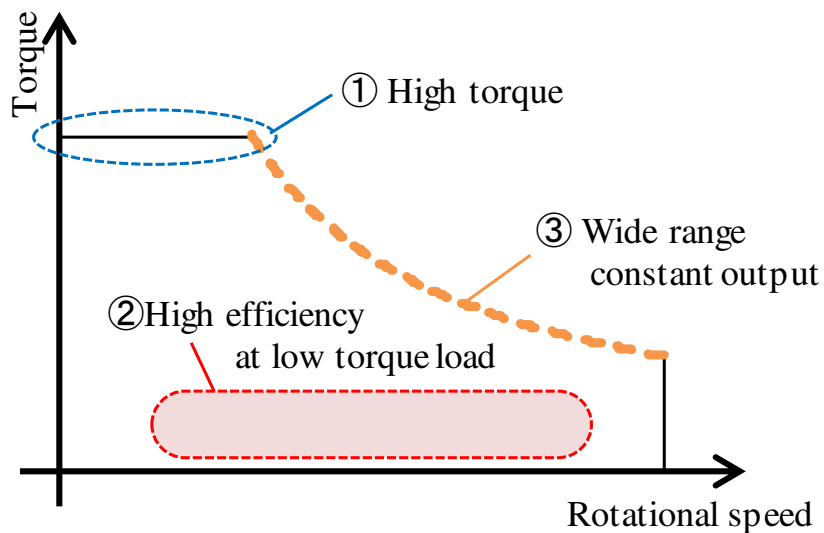


図 4-1 代表運転点の解析/実測効率比較

## 4.2. 界磁巻線を設置したアキシアルギャップモータの全体構造

提案する界磁巻線を設置したアキシアルギャップモータの構造について説明する。図4-2に提案モータの外観を示す。界磁巻線を持たない従来モータと同様に、2つの固定子と1つの回転子を配置したインターナルロータ・エクスターナルステータ型を採用する。回転子の突数と固定子のスロット数の組み合わせは、20極 24スロットを採用する。この極-スロット数の組み合わせは、電圧波形のひずみ率やトルクリプルを低減する効果がある。極-スロット数についての詳細な考察は、第5章5.2節において述べる。

提案モータの一番の特徴は、両側それぞれの固定子の内周部に取り付けられた界磁巻線である。従来モータにおいて利用されていなかったスペースに巻線が挿入される形となるため、従来モータと同等のモータサイズを維持することが可能である。界磁巻線のはたらきに関しては、4.5節において詳しく述べる。

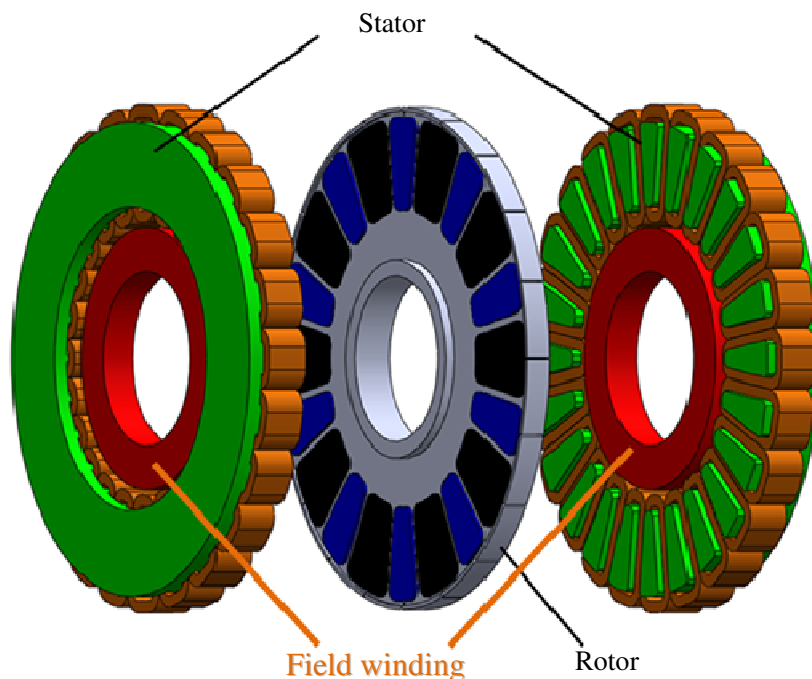


図 4-2 界磁巻線を用いたアキシアルギャップモータ

### 4.3. 固定子の構造詳細

図 4-3 に、提案モータの固定子の形状を示す。前述のとおり、ティースを 24 個備えた 24 スロット形状であり、1 つ 1 つのティースに電機子巻線が巻きつけられる集中巻である。巻線周の最外径であるコイルエンドが軸方向に存在しないため、モータの軸長を抑制しやすく、軸長削減に有利となる。

本モータにおいては、固定子コアの材料には無方向電磁鋼板（35JN230, JFE スチール）を使用する。表 4-1 に、35JN230 の材料特性を示す。SMC に比べ飽和磁束密度が高く、鋼板の面方向においては透磁率も高いことが特長である。さらにこのコアの特徴は、電磁鋼板の積層方向が径方向であり、年輪状に重なって形成される「巻鉄心」となっていることである。イメージ図を図 4-4 に、実際の巻鉄心の写真を図 4-5 に示す。

アキシヤルギャップモータの場合、トルク発生要素となる磁束は、固定子コア内を周方向および軸方向に通過するため、それらの方向に透磁率を高くすることが望まれる。一方、径方向に流れる磁束はトルク発生に寄与しないばかりか、固定子コアに発生する鉄損の原因となるため、透磁率を低くすることが要求される。電磁鋼版の巻鉄心は、径方向の透磁率を積層の空隙により低くしながら、周方向と軸方向の透磁率を高くできるため、アキシヤルギャップモータに適している。

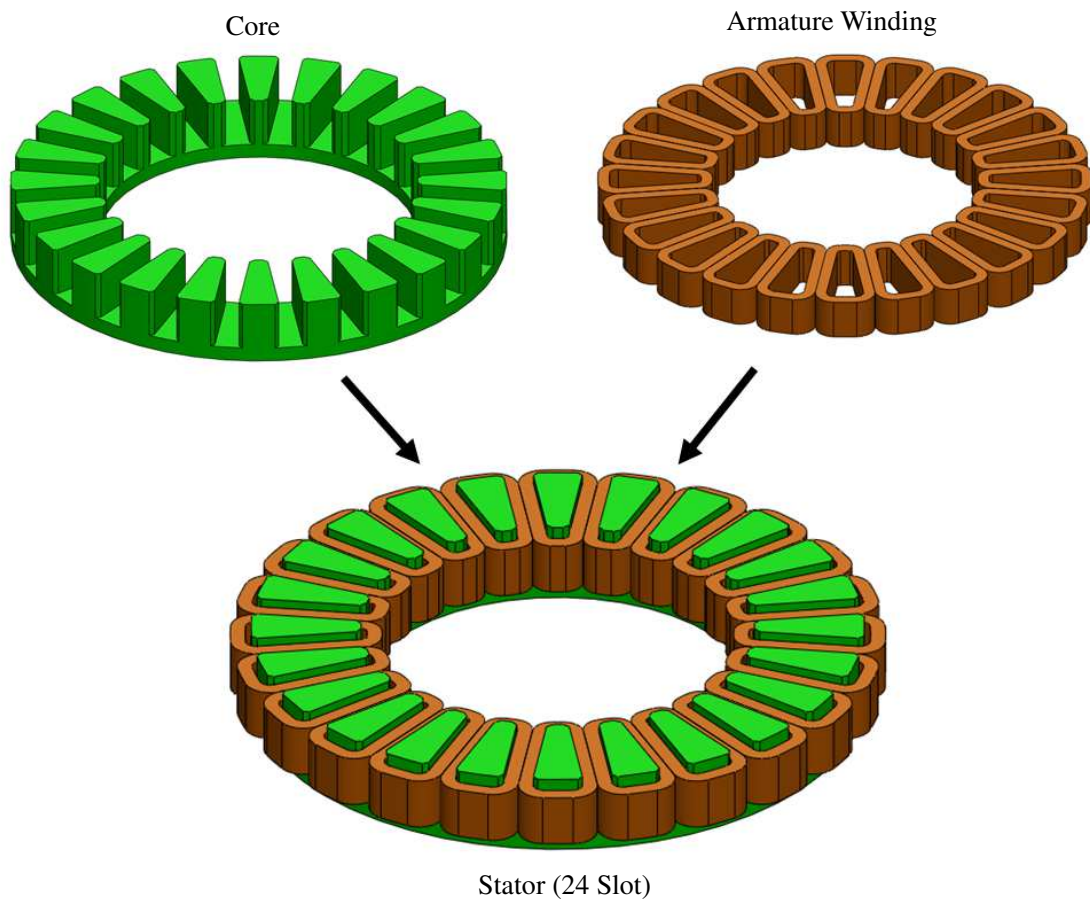


図 4-3 界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータ 固定子

表 4-1 無方向電磁鋼板 (35JN230) 材料特性

Magnetic flux density ( $B_{10kA/m}$ )	1.77 T
Iron loss ( $W_{10/50}$ )	> 2.3 W/kg
Density	7600 kg/m <sup>3</sup>



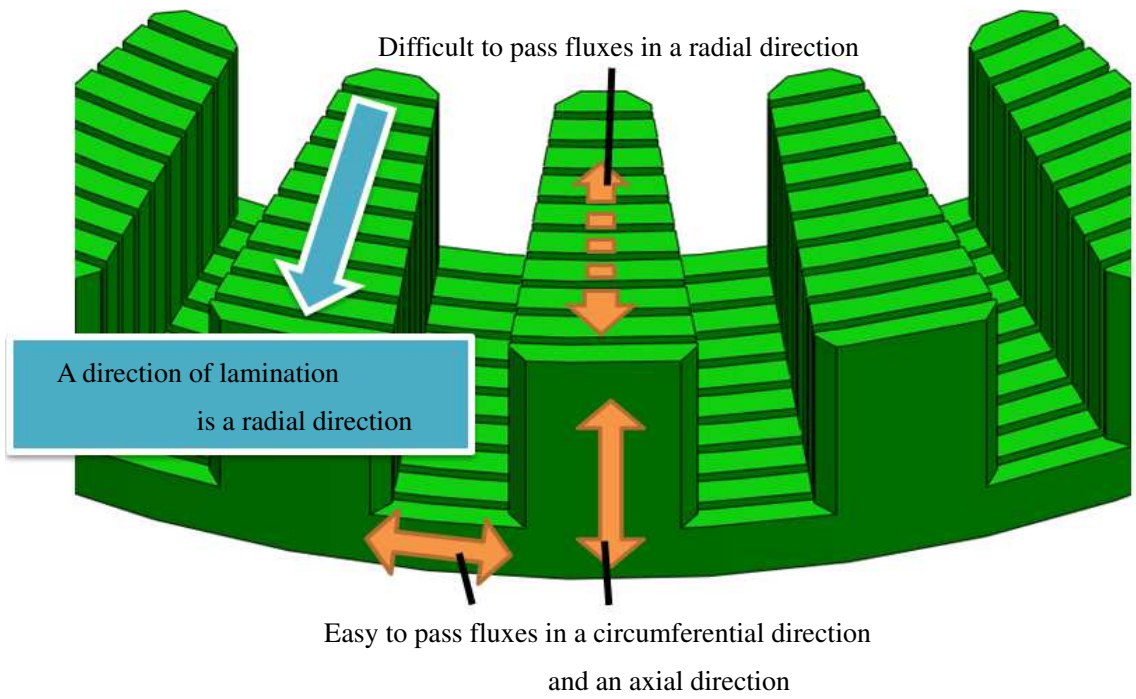


図 4-4 固定子コア 電磁鋼板の積層模式図



図 4-5 固定子コア（巻鉄心）写真

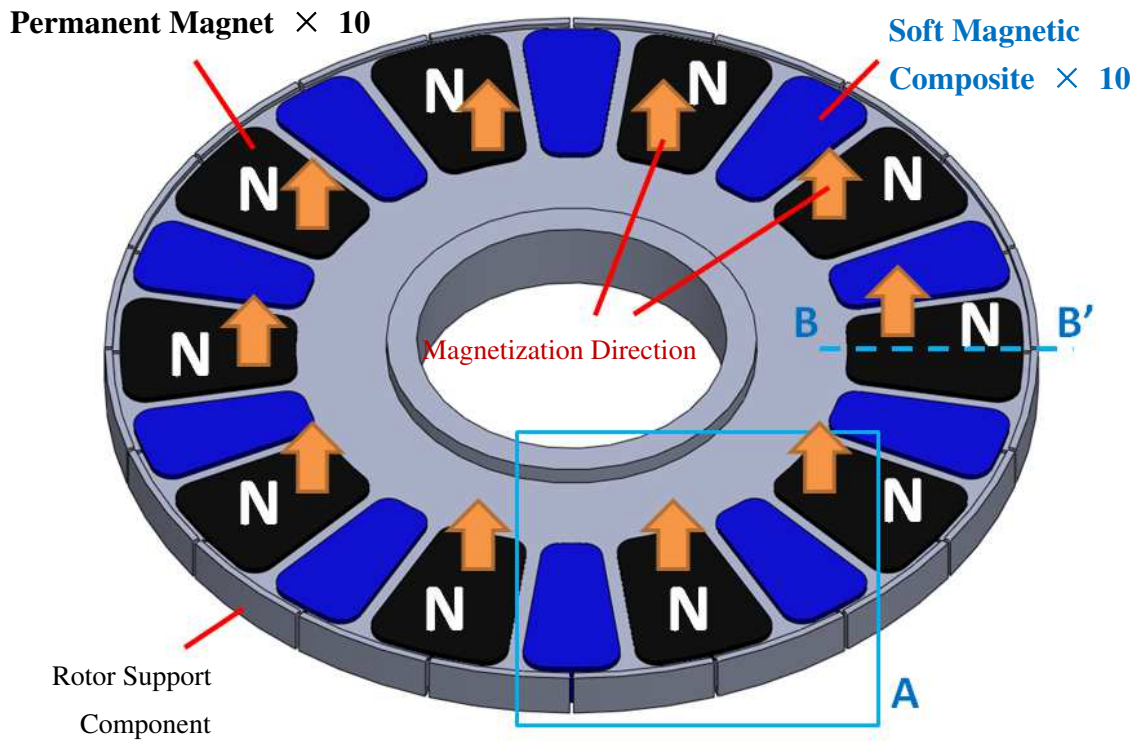
#### 4.4. 回転子の構造詳細と特徴

図 4-6 に、提案モータの回転子形状を示す。従来モータとの最大の違いは、PM だけでなく SMC コアが配置されていることである。この回転子は 20 極構造であるが、PM と SMC コアはそれぞれ 10 個ずつ、交互に配置される。ここで、PM は軸方向に着磁され、着磁方向は全て同一である。PM 間に配置された SMC コアは、それ自身は界磁磁束を発生しない。しかし、界磁巻線から発生する磁束によって励磁されれば、あたかも PM と同じような界磁磁束を発生させる役割を持つことができる。SMC コアの励磁に関しては、4.5 節において詳しく述べる。

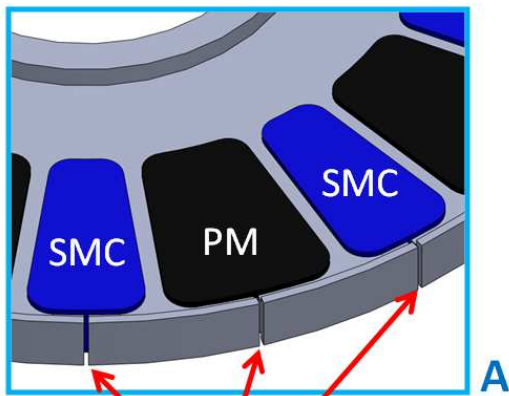
PM は従来モータと同仕様のフェライト磁石（日立金属・NMF-12G+）を使用する。フェライト磁石は希土類磁石に比べ、コストは 1/10 以下であるが、残留磁束密度は 1/3 以下と非常に小さく、高トルクを達成するためには不利である。しかし軽負荷高効率を達成するためには、磁束を必要最小限に抑制したいという要望があるため、希土類磁石より有利となる。高トルク特性についても、今回提案するモータでは、アキシアルギャップ型の採用と界磁巻線の効果によって克服が可能である。詳細は第 5 章以降に述べる。

図 4-6(b)に、回転子の拡大図を示す。回転子支持部材の外周部には、幅 1 mm のスリットが 20 箇所等に等間隔で設けられている。これは、回転子支持部材のうず電流損を抑制するためである。詳細は第 5 章 5.3.1 項において述べる。

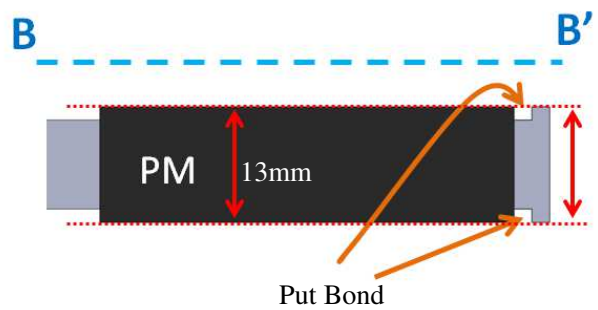
図 4-6(c)に、回転子の断面図を示す。回転子支持部材の最外周部には PM 厚と等しくなるようなへりが設けられている。これは回転子の組み立て時に、へりと PM・SMC コア部材の軸方向位置を一致させることで、設置誤差を防ぐためである。へりと PM・SMC コア部材の間には接着剤を注入し、固定する。



(a) Outline



Slit : 1mm  
(b) Detail view



(c) Cross section view

図 4-6 界磁巻線を用いたアキシアルギャップモータ 回転子

## 4.5. 界磁巻線により発生する磁束の活用方法

前述のとおり、界磁巻線から発生する磁束によって回転子中の SMC コアを励磁し、PM の代替として活用することが、提案モータの特徴の 1 つである。図 4-7 に、界磁巻線による SMC コアの励磁の様子を、磁束線を用いた模式図として示す。界磁巻線に直流電流を通電すると、アンペールの右ねじの法則に従い磁束が発生する。発生した磁束は SMC コアに鎖交し、SMC コアに磁気エネルギーを与える。一定の直流電流を通電し続けている間、SMC コアの励磁レベルを一定に保ち続けることができる。

ここで注目すべき点は、界磁巻線に流す直流電流の大きさ・向きによって、SMC コアの励磁レベル・励磁方向を操作できるという点である。低トルクから高トルクまで、あるいは低回転速度から高回転速度のさまざまな運転点における、最適な励磁レベルをフレキシブルに選択することによって、従来モータより高いトルクや、広範囲での高い効率を得ることが期待できる。

より具体的には、高トルクを発揮したい場合、SMC コアを PM の着磁方向と逆向きに励磁させ、PM と SMC コアの磁束密度の差を大きくする。その結果、隣接する極の固定子との間にはたらく反発・吸引力の差が大きくなり、マグネットトルクが増加する。以降、このトルクを強めるための界磁方法を強め界磁と表記する。一方、軽負荷高効率を達成したい場合、SMC コアを PM の着磁方向と同じ向きに励磁させ、SMC コアの磁束密度を PM の磁束密度に近づける。反発・吸引力が隣接する極の間で平衡し、マグネットトルクが減少するが、回転による磁束変化が小さくなり、鉄損が減少する。以降、このトルクを弱めるための界磁方法を弱め界磁と表記する。

ただし、実際の運用においては、軽負荷高効率を達成するために大きな弱め界磁を行うことはない。軽負荷時の出力に対して界磁巻線の銅損が大きくなり、総合的な効率の低下を招くためである。よって軽負荷時は、界磁巻線に電流を通電しないか、ごく小さな弱め界磁をすることが多い。詳細は、第 5 章 5.5.3 項や、第 6 章 6.6 節などで議論する。

界磁巻線から発生する磁束を効率的に SMC コアに鎖交させるためには、界磁磁束の磁路における磁気抵抗をできる限り小さくする必要がある。そこで、回転子の主軸と、モータケースの蓋部分の材料に透磁率の高い材料を使用し、界磁磁束の磁路として活用する。従来は構造部材としての役割しか持たなかったケースや主軸に、新たにトルク発生要素としての役割を与え、従来のモータと同等のサイズのままトルクを増加させることができる。今回は、主軸とケースともに炭素鋼 (S45C) を使用する。一方、ケースの筒部分 (ハウジング) にはステンレス (SUS304) を使用し、界磁磁束の漏れを防ぐ。モータが主軸とケースを備えた図を図 4-8 に示す。

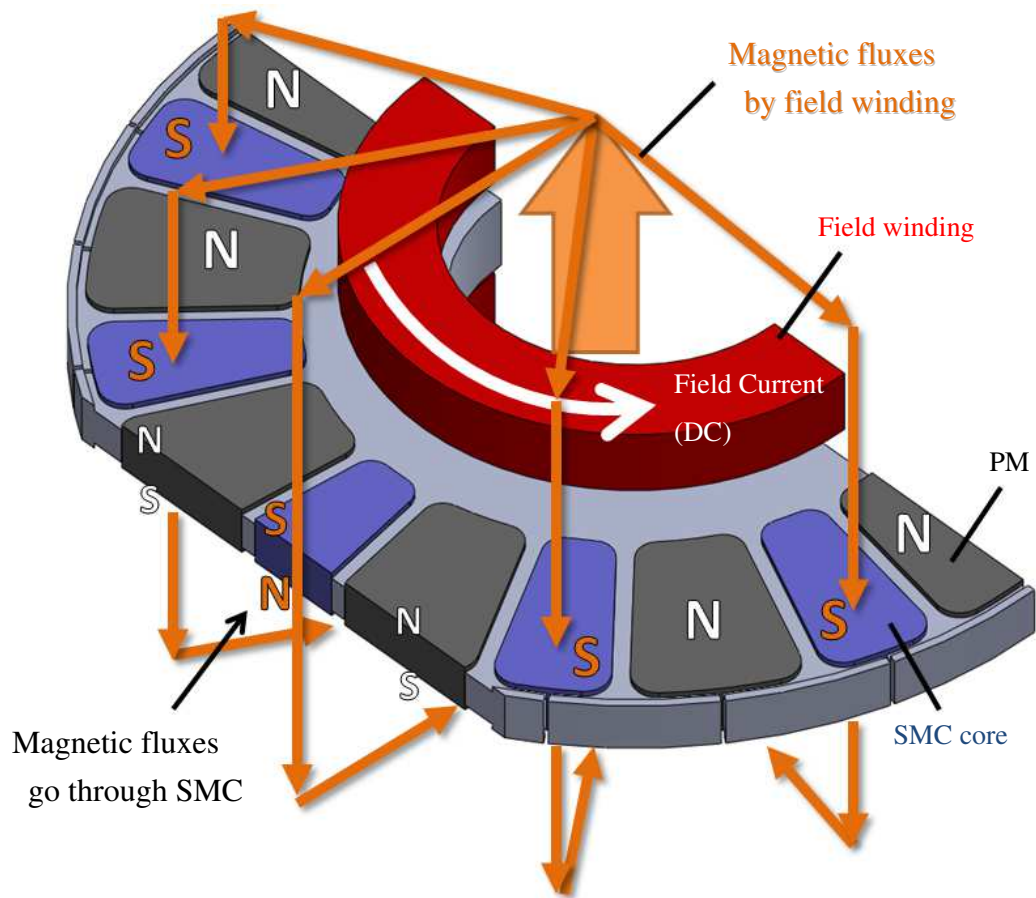


図 4-7 界磁磁束による SMC コアの励磁 (強め界磁)

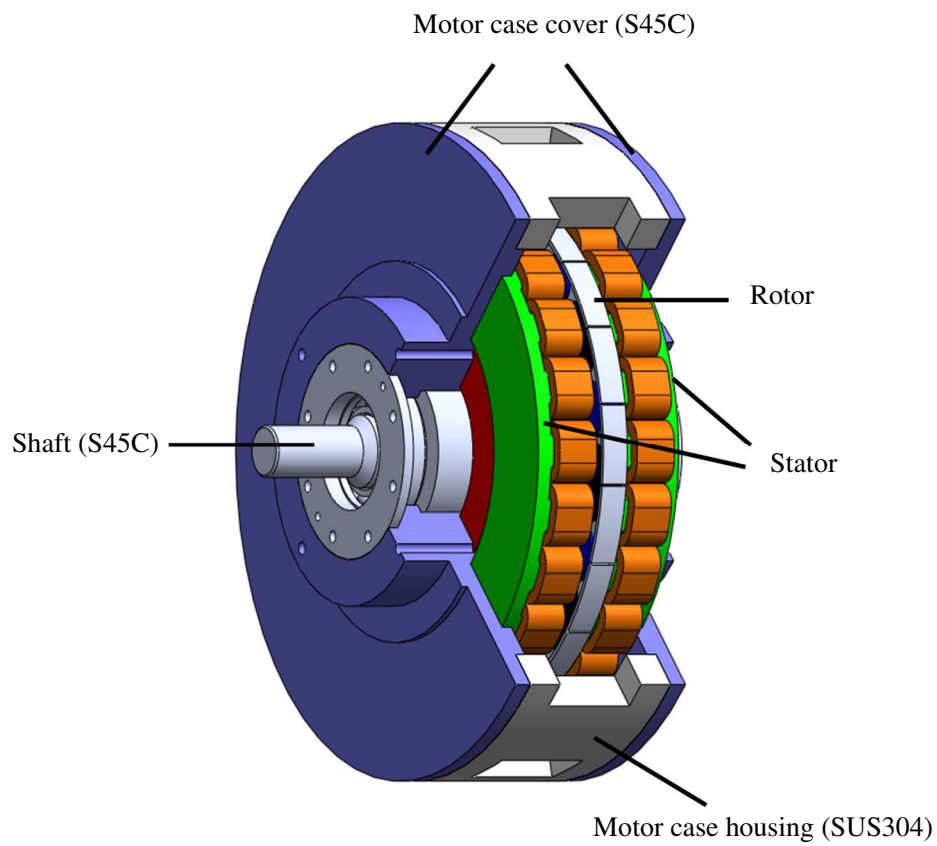


図 4-8 モータ主軸・ケースの構造

図 4-9 は、提案モータの断面図であり、強め界磁のときの界磁磁束の経路を表した図である。界磁磁束は主軸→ケース上蓋→上側固定子コア→SMC コア→下側固定子コア→ケース下蓋→主軸と、透磁率の高い部品で構成された経路をたどり一周する。磁束の SMC コア鎖交方向は PM の着磁方向と逆向きであり、SMC コアの磁性も逆向きとなる。一方、図 4-10 は、弱め界磁のときの界磁磁束の経路を表した図である。界磁磁束は強め界磁のときと同様の経路を反対方向に通る。結果、磁束の SMC コア鎖交方向は PM の着磁方向と同一となり、SMC コアの磁性も同一方向となる。

図 4-11 に、強め界磁時、弱め界磁時、そして界磁電流を流さない時の 3つの条件における、固定子一回転子間のギャップ磁束密度分布の 3D-FEA 結果を示す。ただし、PM の着磁方向を磁束密度の正方向とする。界磁巻線に電流を流さない時は、SMC コアは励磁されず、磁極が PM 極のみとなるホモポーラ型となる。強め界磁のときは、SMC コアが PM と反対の磁極となり、従来モータと同じような磁束密度分布となる。実際には PM ではない材料が磁極となるこの構造を、「コンシクエントポール PM 型」と呼称する。弱め界磁のときは、SMC コアが PM と同方向の磁極となり、磁束密度分布が平滑に近くなる。

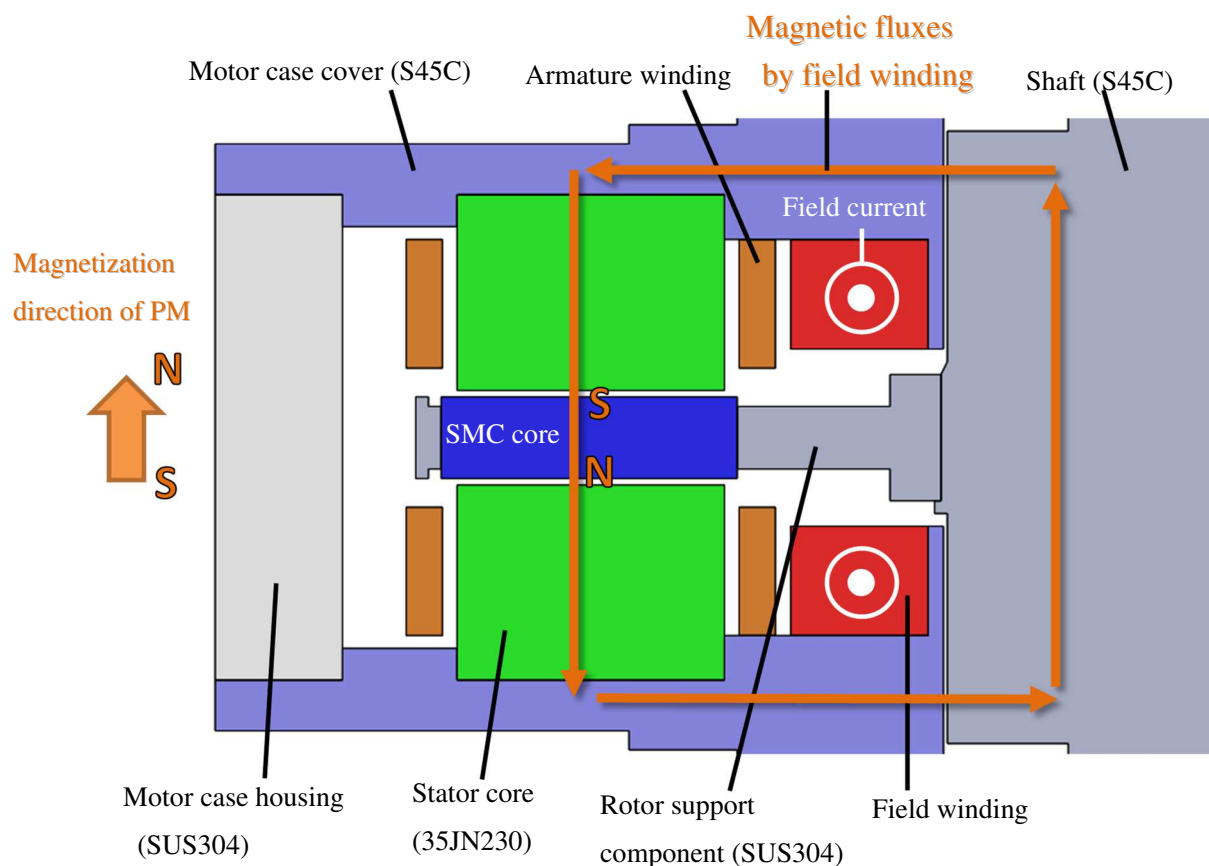


図 4-9 強め界磁時の磁束経路 (断面図)



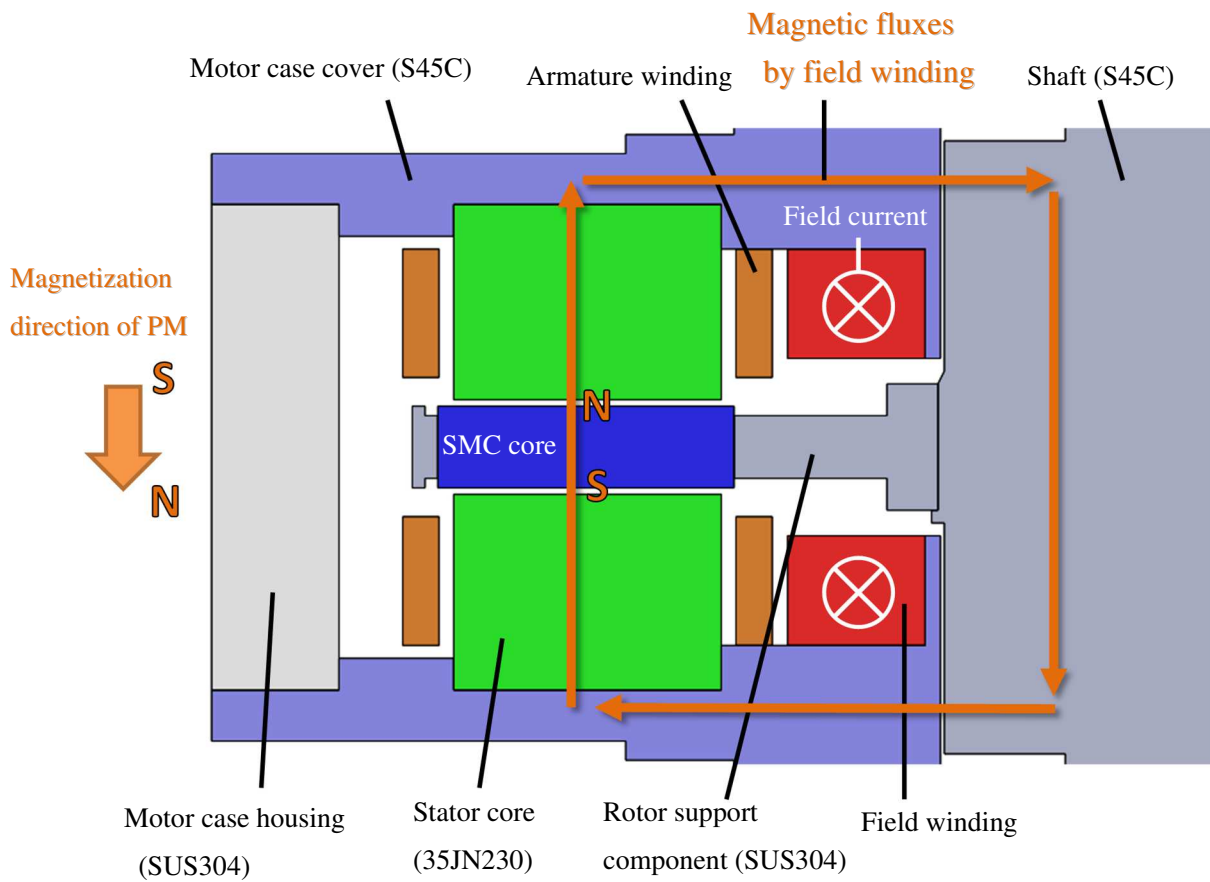


図 4-10 弱め界磁時の磁束経路 (断面図)

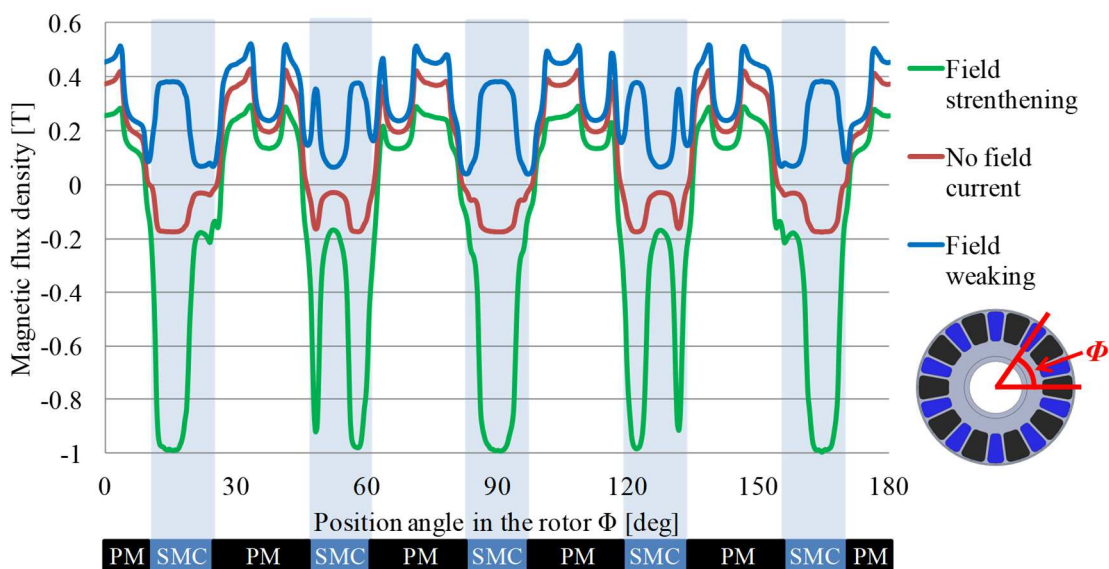


図 4-11 ギャップ磁束密度分布



#### 4.6. 界磁巻線を設置したアキシアルギャップモータの特徴

図 4-12 に、強め界磁時の提案モータの dq 座標（回転子座標）上におけるフェーザ図を示す。提案モータの最大の特徴は、d 軸上の界磁磁束を操作可能な可変界磁モータであることである。通常の PMSM では、界磁磁束は PM 磁束  $\varphi_{PM}$  で一定であり、変更することはできない。しかし、提案モータは界磁巻線に界磁電流  $i_f$  を通電することによって、界磁巻線インダクタンス  $L_f$  との積の分だけ、界磁磁束を増加（減少）させることができる。

この特徴により、高トルク出力が求められる場合には、界磁電流を強め界磁方向に通電し、界磁磁束を高めることでトルクを増加できる。一方、比較的負荷の小さい運転点において高い効率が求められる場合には、相応の界磁磁束になるように界磁電流を調整して、磁束に由来する鉄損を最小限に抑制できる。

ただし、電流パラメータの自由度が増えた分、電流制御は複雑化する。通常の SPM 構造のモータは、トルクの大きさが q 軸電流  $i_q$  と界磁磁束 ( $\varphi_{PM}$ ) の外積の大きさと等しくなる。すなわち、磁気飽和などの非線形的な影響を考慮しなければ、トルクは  $i_q$  の線形関数として決定できる。しかし提案モータの場合、界磁磁束を  $i_f$  により変更できるため、ある一定のトルクを出力する場合の  $i_q$  と  $i_f$  の組み合わせが無数に存在することとなる。また、基底速度以上の運転領域では、定電圧・定出力運転のために界磁磁束を弱める制御が必要となる。可変界磁モータは、その界磁磁束を変更できる能力によって高速運転が可能であると思われがちで、実際にそのようなモータも提案されている[96]-[98]。しかし、今回提案するモータにおいては、界磁巻線による弱め界磁では定電圧・定出力運転が達成できず、通常の PMSM と同様に、電機子巻線による弱め磁束[99]制御が必要であることが判明している。

以上の事柄に関する詳しい議論は、第 6 章の 6.6 節にて行う。

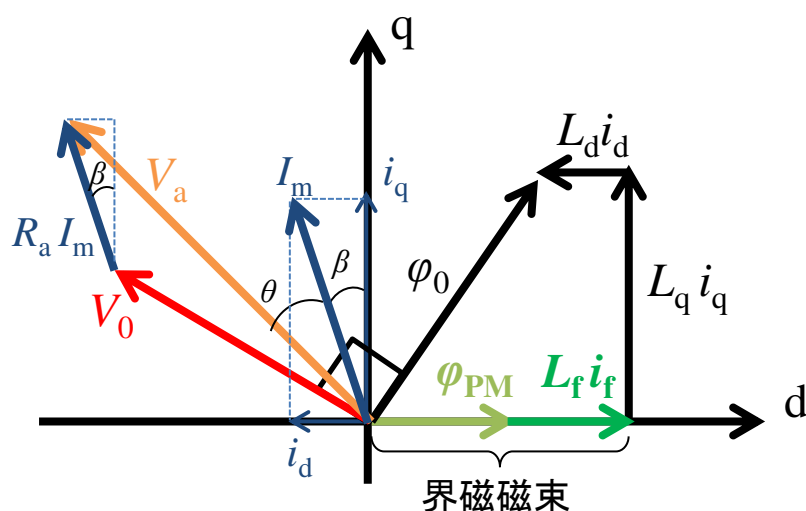


図 4-12 界磁巻線を設置したアキシアルギャップモータの dq 座標フェーザ図

#### 4.7. 第4章まとめ

従来のモータよりも高トルク・高効率化が望める，界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータを提案する。界磁巻線に直流電流を通電することによって，回転子内の SMC コアを励磁して，永久磁石の代替とすることができる。圧粉鉄心の励磁レベルは，界磁電流の向きや大きさに応じて可変であり，ひいては界磁磁束量を操作することが可能である。さまざまな運転点に対して最適な界磁磁束量を設定することで，高出力・高効率の達成が期待できる。

## 5. 3D-FEA による界磁巻線を設置したアキシヤルギャップ モータの設計

### 5.1. 目標仕様

本章の 5.1～5.5 節では、3D-FEA を用いて行った、界磁巻線を設置したアキシヤルギャップモータの設計について報告する。5.6～5.7 節では、設計完了後のモータモデルを用いた特性解析結果と、実際に製作した試作機について記載する。なお、3D-FEA には JSOL 社の JMAG Designer を使用し、巻線と PM の温度条件は一律して 75℃とした。

まず比較対象として、界磁巻線を持たない 10.6 kW サイズの 20 極 24 スロットアキシヤルギャップモータを従来の思想により設計した。表 5-1 に、従来型モータとして諸元を示す。また図 5-1 に概観を、図 5-2 に回転子を示す。

今回は、上記従来型モータと同等のサイズを維持しつつ、より高性能のモータを設計することを目標とする。具体的な設計目標として、以下の 4 つを設定する。

- i. 従来よりも高い最高トルクの達成
- ii. 10 Nm 以下の軽負荷領域で、低速域から高速域まで 90%以上の効率の達成
- iii. 全運転領域中の最大効率 95%以上の達成
- iv. 基底速度から最高速度まで最大出力による定出力運転の達成

回転速度や電流密度といった条件は従来型モータと同一に設定する。定格界磁電流密度は、 $6.95 \text{ A/mm}^2$  とする。界磁電流は電機子電流と異なり、幅広い運転領域で常に一定以上の電流を通电することが予想される。そのため、電機子電流より 4 割程度低い値に設定した。

なお、本章の検討は設計途中に適宜行われたものであるため、各検討で詳細な構造が統一されていない場合がある。ただし、それぞれの検討の中に限れば、比較対象以外の構造・条件を統一して比較を行なっているため、検討の有意性が失われるものではない。

表 5-1 比較対象とする従来型モータの諸元

Number of poles	20
Number of slots	24
Outer diameter	250 mm
PM thickness	13 mm
Total motor axial length	76.4 mm
Air gap	1.0 mm
Maximum current density	11.9 Arms/mm <sup>2</sup>
Maximum current	74.8 Arms
Base speed	1600 rpm
Maximum speed	5000 rpm
Maximum torque	63.2 Nm
Maximum power output	10.6 kW

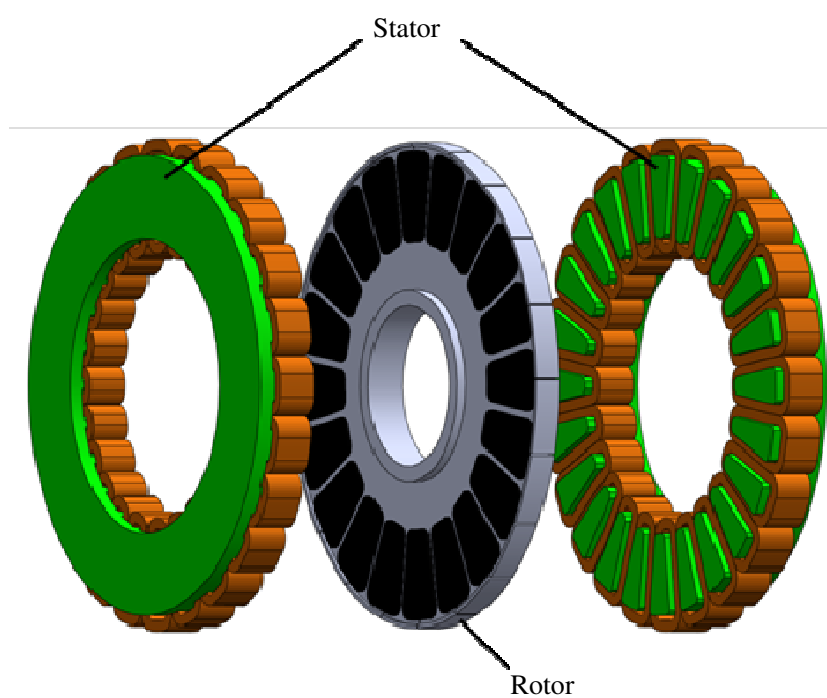


図 5-1 従来型 20 極 24 スロットアキシヤルギャップモータ

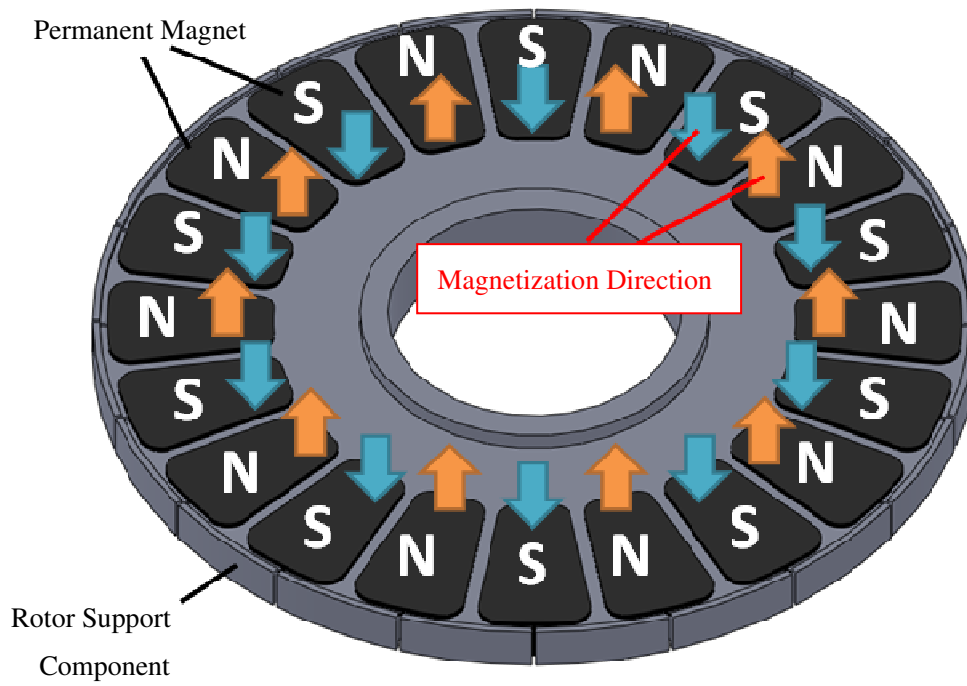


图 5-2 従来型 20 極回転子

## 5.2. 回転子極数－固定子スロット数の選定

PMSM においては、回転子の磁極数と固定子のスロット数の組み合わせによって、誘起電圧やトルクリプルの特性が変化する[100]。界磁巻線を設置したモータに適した回転子極数－固定子スロット数を選定するため、12 極 18 スロット、16 極 18 スロット、20 極 24 スロットの 3 種類の組み合わせにおいて 3D-FEA を行い、比較・検討した。なお、3 種類はいずれも巻線総量が等しくなるように設計した。また、いずれの解析においても、回転速度は基底速度の 1600 rpm 一定とした。12 極 18 スロットモデルの外観を図 5-3(a)に、巻線配置図を図 5-3(b)に示す。同様に 16 極 18 スロット、20 極 24 スロットそれぞれのモータモデルと巻線配置図も、図 5-4、図 5-5 に示す。

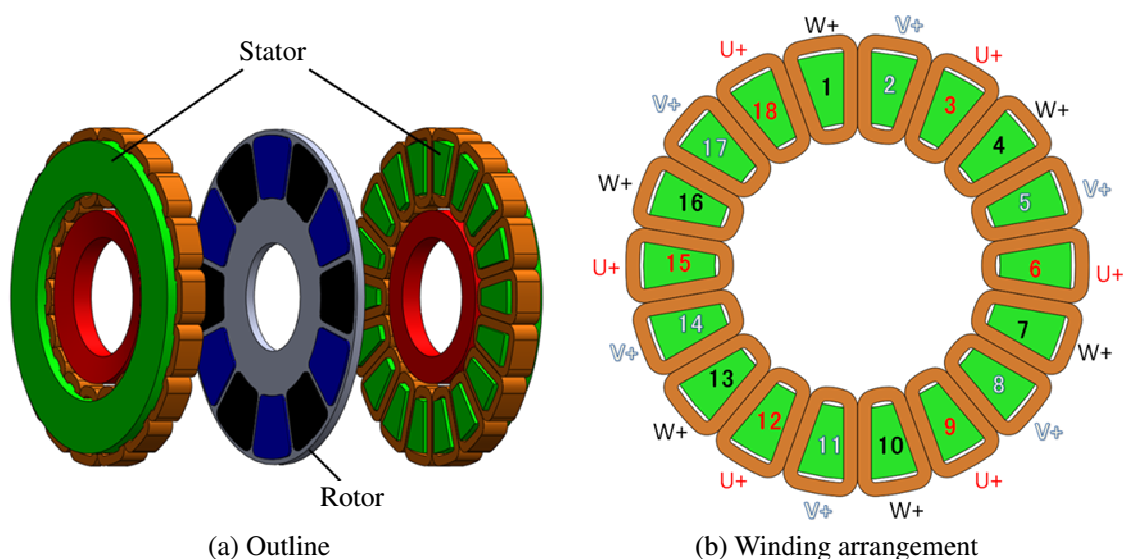


図 5-3 12 極 18 スロットモデル

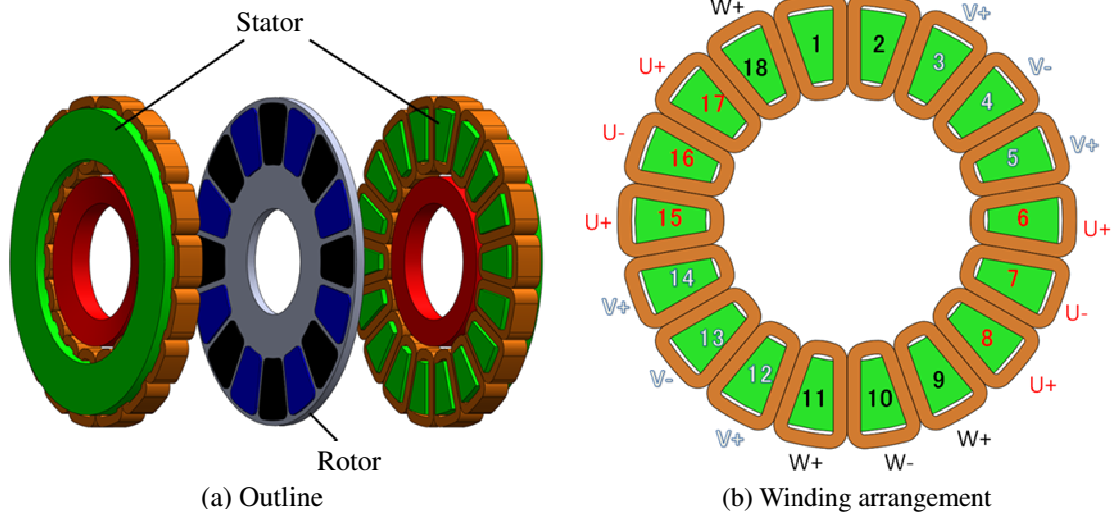


図 5-4 16 極 18 スロットモデル

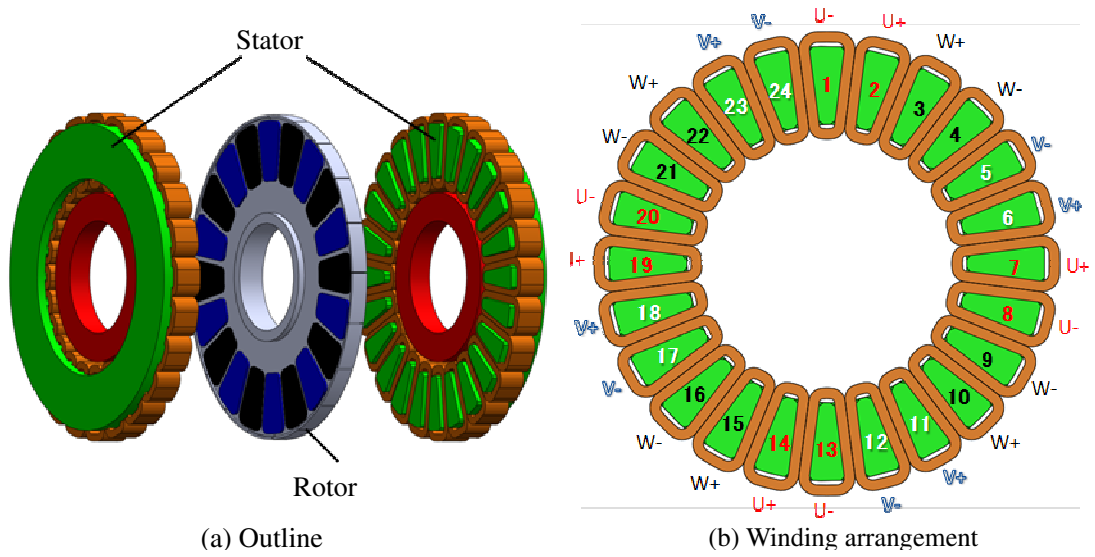


図 5-5 20 極 24 スロットモデル

### 5.2.1. 無負荷誘起電圧波形の比較

図 5-6 に、3 種類の極-スロット組み合わせにおける電気角 1 周期分の無負荷誘起電圧波形を示す。ここでいう無負荷とは、電機子電流巻線端子を開放した状態（電機子電流が 0）を指す。また、今回の解析では界磁電流も無通電状態に設定している。波形を見ると、12 極 18 スロットの無負荷電圧波形は、他の 2 つの組み合わせに比べてひずみが大きいことが明らかである。図 5-7 に、それぞれの波形の高調波成分分布を示す。12 極 18 スロットの第 2 次、第 4 次、第 7 次高調波成分が大きくなっていることがわかる。表 5-2 はひずみ率（Total Harmonic Distortion, THD）の値を示しており、12 極 18 スロットの値が突出している。また、16 極 18 スロットより 20 極 24 スロットの方がややひずみ率が低く、良好なひずみ特性となっている。



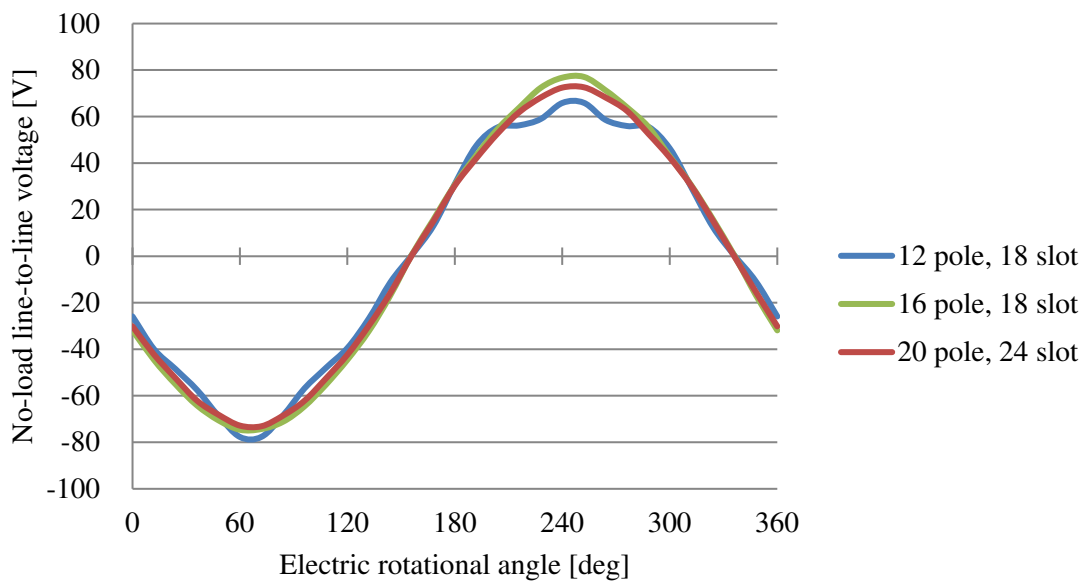


図 5-6 無負荷誘起電圧波形の比較

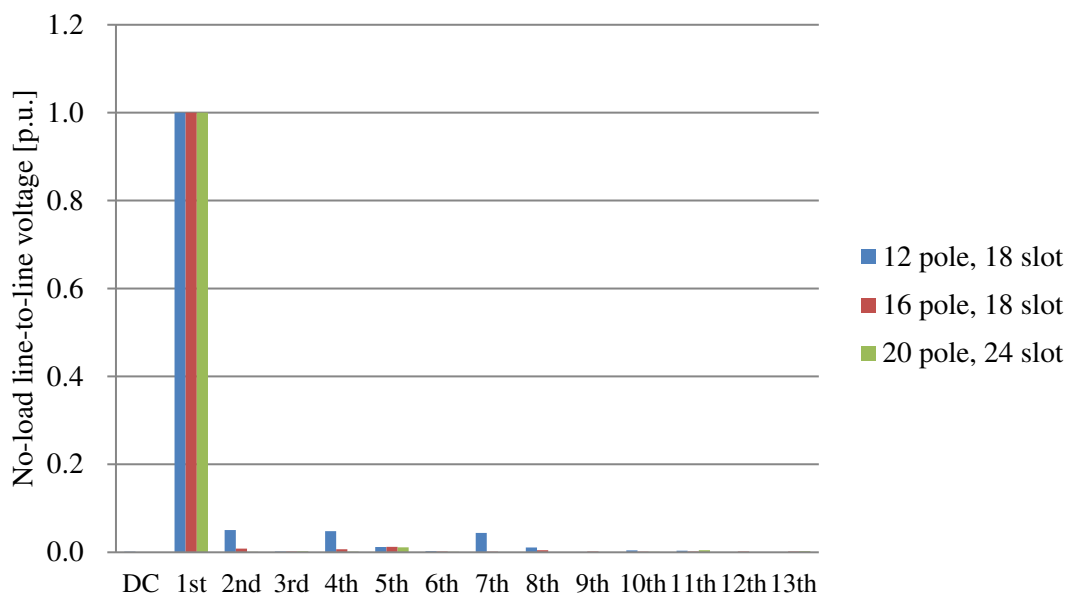


図 5-7 無負荷誘起電圧波形高調波成分の比較

表 5-2 無負荷誘起電圧ひずみ率 (THD) の比較

	12 pole, 18 slot	16 pole, 18 slot	20 pole, 24 slot
Total harmonic distortion	8.45%	1.80%	1.30%

## 5.2.2. 最大トルク出力時の誘起電圧波形の比較

図 5-8 に、3 種類の極-スロット組み合わせにおける、電気角 1 周期分の最大トルク出力時（電機子電流最大、界磁電流強め界磁方向に最大）の誘起電圧波形を示す。また図 5-9 に、それぞれの波形の高調波成分分布を示す。12 極 18 スロットは、他の 2 つの組み合わせに比べて極端にひずみが大きい。高調波成分分布を見ると、特に第 2 次成分が大きく、次いで第 4 次、第 5 次の高調波成分がひずみ特性に悪影響を与えていることがわかる。

表 5-3 はそれぞれのひずみ率の値を示している。無負荷誘起電圧のひずみ率（表 3-2）と比較しても、12 極 18 スロットの値が大幅に悪化している。16 極 18 スロットの値も、20 極 24 スロットの値に比べて大きい。

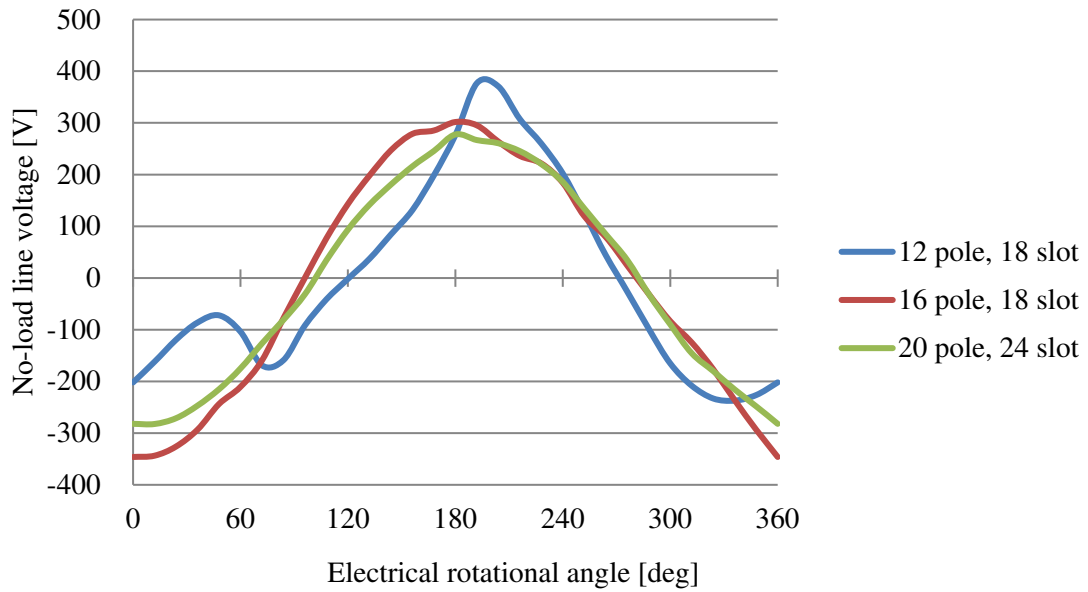


図 5-8 最大トルク出力時 誘起電圧波形の比較

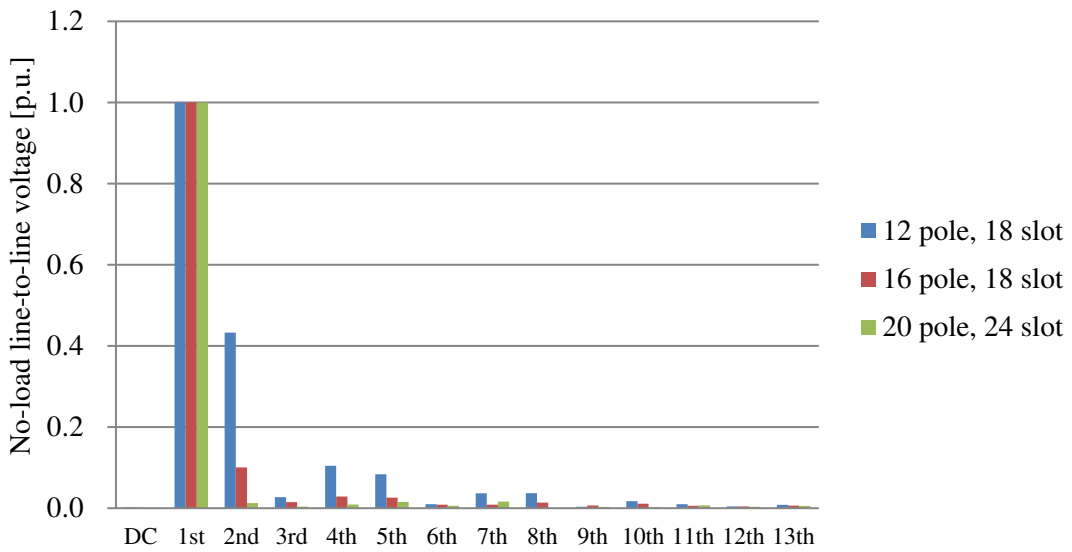


図 5-9 最大トルク出力時 誘起電圧波形高調波成分の比較

表 5-3 最大トルク出力時 誘起電圧波形ひずみ率の比較

	12 pole, 18 slot	16 pole, 18 slot	20 pole, 24 slot
Total harmonic distortion	45.74%	11.15%	3.02%

### 5.2.3. トルクリップルの比較

図 5-10 に、3 種類の極-スロット組み合わせにおける、電気角 1 周期分の最大トルク出力時の瞬時トルク波形を示す。また図 5-11 に、それぞれの波形の高調波成分分布を示す。12 極 18 スロットは、第 3 次高調波成分の影響が非常に大きく、他の 2 つの組み合わせに比べて極端にトルクリプルが大きいことがわかる。表 5-4 はそれぞれのトルクリプル率の値であるが、12 極 18 スロットの値が突出しており、16 極 18 スロットの値もやや大きいことが読み取れる。なお、トルクリプル率は式(5-1)によって算出される。

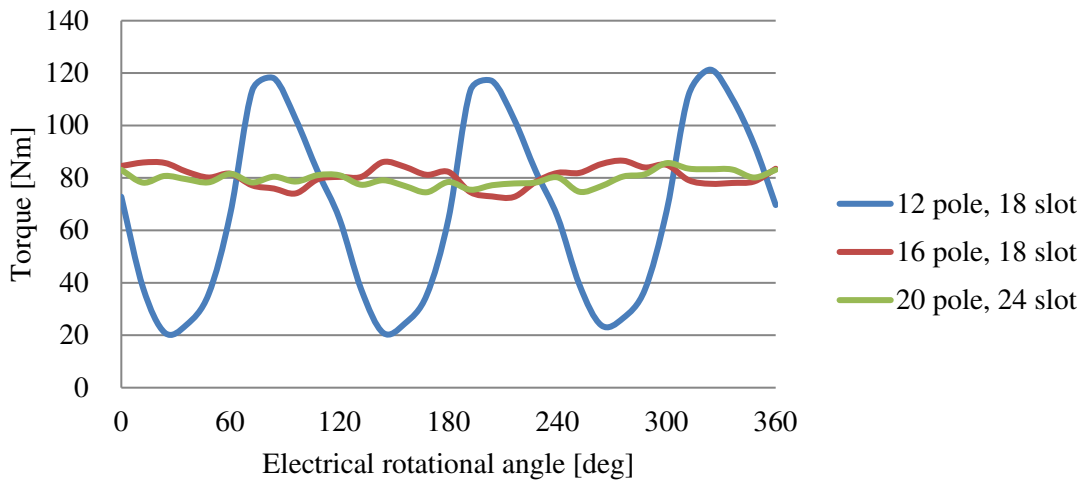


図 5-10 最大トルク出力時 トルクリップル波形の比較

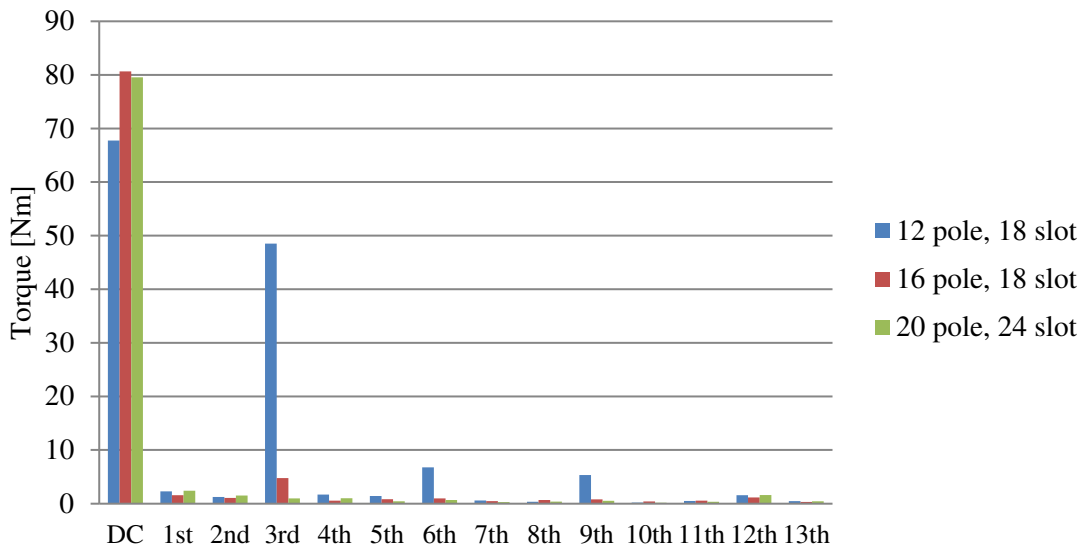


図 5-11 最大トルク出力時 トルクリップル波形高調波成分の比較

表 5-4 最大トルク出力時 トルクリップル率の比較

	12 pole, 18 slot	16 pole, 18 slot	20 pole, 24 slot
Torque ripple (peak-to-peak)	148.04%	17.10%	13.95%

$$(\text{トルクリプル率}) = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T} \times 100 [\%] \quad (5-1)$$

$T$ : 平均トルク

$T_{\max}$ : 瞬時トルクの最大値

$T_{\min}$ : 瞬時トルクの最小値

#### 5.2.4. 鉄損の比較

図 5-12 に、3 種類の極-スロット組み合わせにおける、最大トルク出力時の鉄損のグラフを示す。大きな鉄損が発生する代表的な 3 部品（固定子コア，SMC コア，ケース蓋）は特に内訳を示す。それ以外の部品（ハウジング，回転子支持部材，主軸）で発生する鉄損は「その他」に含まれている。

3 種類とも、固定子コアや SMC コアで発生する鉄損に大差はない。しかし、ケース蓋で発生する損失が 12 極 18 スロット，16 極 18 スロットのどちらも大きく、総鉄損の増大を招いている。一方，20 極 24 スロットでは，ケース蓋の鉄損を抑制できている。

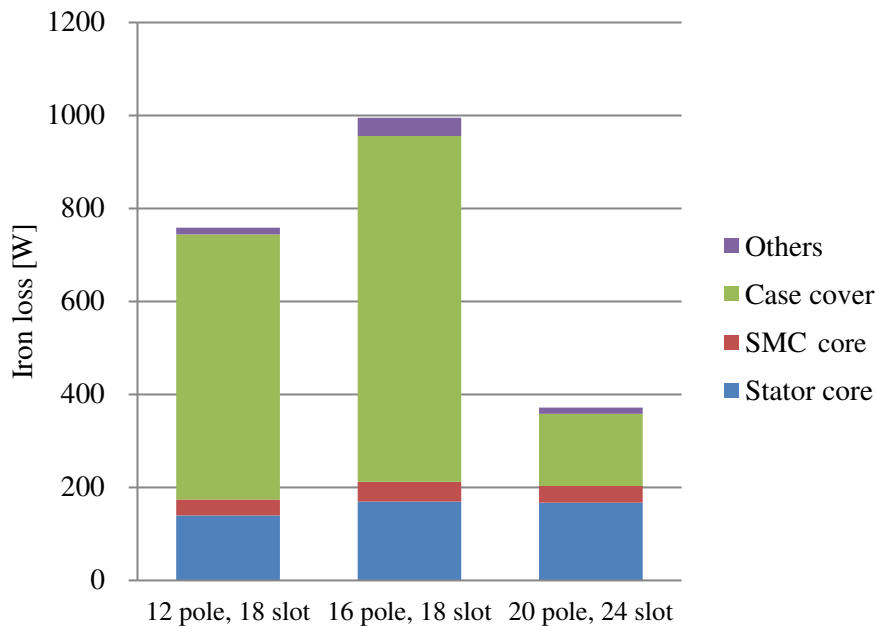


図 5-12 最大トルク出力時 鉄損の比較

### 5.2.5. 極-スロット数の組み合わせに関する考察

本節のこれまでの結果より、電圧のひずみやトルクリプル、鉄損のいずれにおいても、20極24スロット構造が最も良好な特性を示していることが明らかである。特に電機子電流を通電したとき、12極18スロットと16極18スロット構造の特性はひどく悪化している。

この原因として、12極18スロットおよび16極18スロット構造において、電機子電流による磁束の飽和が発生しやすい状況になっていることが考えられる。図5-13に、各組み合わせにおける最大トルク出力時の固定子コアの磁束密度分布図を示す。12極18スロットおよび16極18スロットは、固定子コアのバックヨーク部分で磁束が集中し、磁気飽和を起こしていることがわかる。これは電機子電流による磁束（q軸磁束）が、回転子に設置しているSMCコアを通過し、両側の固定子コア間で短絡磁路を作ってしまうためである。磁気飽和は電圧のひずみを引き起こすだけでなく、バックヨークからケース蓋への漏れ磁束の増大を招く。ケース蓋にはS45Cのバルク材を用いているため、電磁鋼板と異なりうず電流損が非常に発生しやすく、交流成分を持つ漏れ磁束の流入は極力避けなければならない。一方で、極-スロット数の多い20極24スロットでは、1スロット当たりの磁束量が相対的に少なくなり、結果として磁束が分散され、磁気飽和の問題を回避することができる。したがって、20極24スロット構造が、提案モータに適した極-スロットの組み合わせであり、これを採用することとした。次節以降の検討は、すべて20極24スロット構造を用いて行った。

図5-13(d)に、同様の電流条件における従来型モータの固定子コア磁束密度分布を示す。従来型モータの回転子は磁気抵抗の高いPMとステンレス製の回転子支持部材のみで構成されているため、短絡磁路が発生しない。界磁巻線を設置したモータの20極24スロットより、さらにバックヨークの磁束密度が抑制されていることがわかる。すなわち上記の結果は、回転子に磁気抵抗の低いSMCコアを設けている、提案モータ特有の現象であると考えられる。

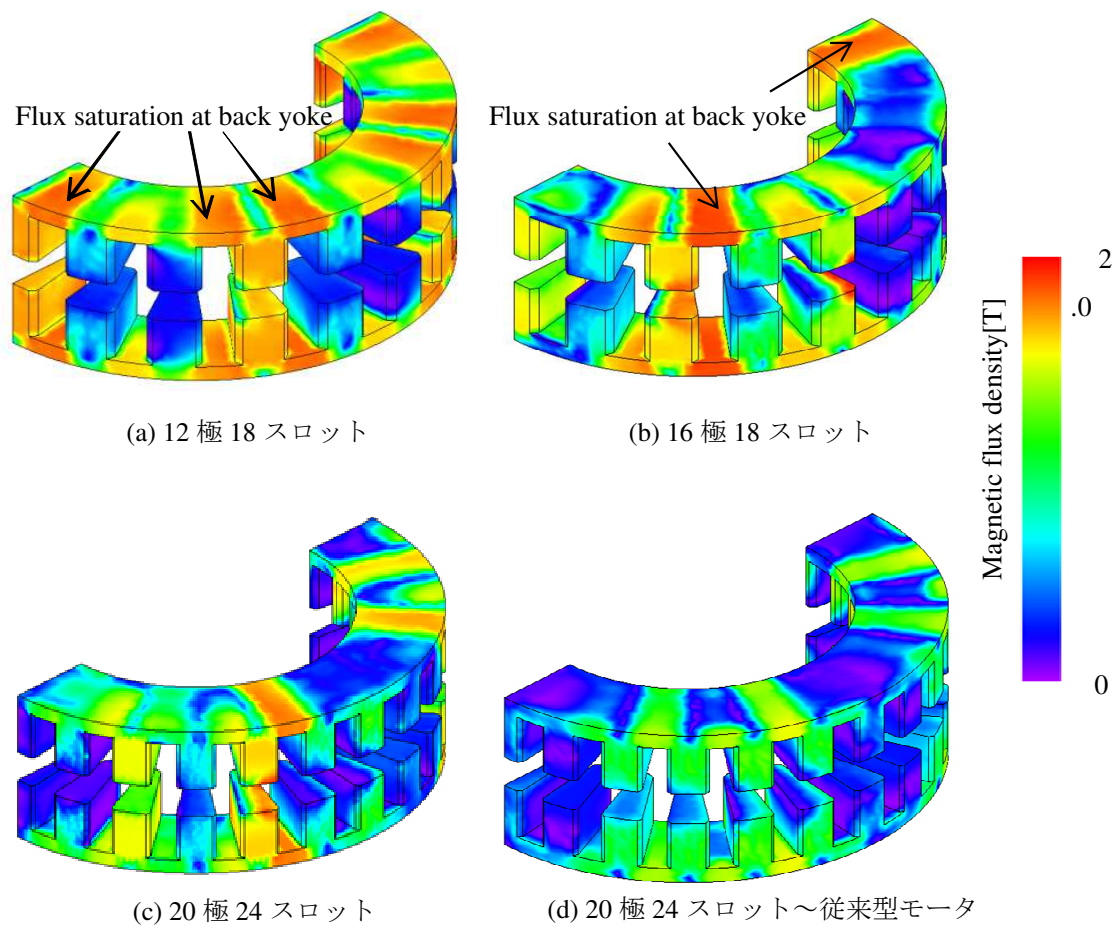


図 5-13 最大トルク出力時 固定子コアの磁束密度分布



## 5.3. 回転子形状の最適化

### 5.3.1. 支持部材のスリットによるうず電流損の抑制

提案モータの回転子支持部材の外周部には、各 PM もしくは SMC コアの位置に 1 mm のスリットが挿入されている（図 4-6(b)）。これは、回転子支持部材に発生するうず電流損を抑制するためである。PM・SMC コアに軸方向に鎖交する電機子磁束によって、支持部材のループの内側で磁束変化が起こり、起電力が励起される。その影響について検討するために行った 3D-FEA 結果を示す。なお、回転速度は基底速度の 1600 rpm 一定とした。

図 5-14 に、スリットを設けない回転子支持部材に発生する、最大トルク出力時のうず電流密度のベクトル図を示す。SMC コアが設置されている外側の回転子支持部材に、 $10.0 \text{ A/mm}^2$  以上の非常に大きなうず電流ループが発生していることがわかる。図 5-15 に、スリットを設けない場合と、設けた場合のうず電流による損失密度分布を示す。スリットを設けない場合は、局所的に  $100 \text{ W/cm}^3$  以上の損失が発生していることがわかる。このときの回転子支持部材全体に発生するうず電流損は、 $1648.8 \text{ W}$  という非常に大きな値となる。一方、スリットを設けた場合は、大幅に損失を軽減できていることがわかる。回転子支持部材全体のうず電流損はわずか  $6.4 \text{ W}$  であり、99.6%以上も抑制されている。

以上の結果から、PM・SMC コアの周囲をループして流れようとする回転子支持部材のうず電流の対策として、スリットの挿入が絶大な効果を持つことが明らかである。特に磁束が鎖交しやすい SMC コアを使用する提案モータにおいては、スリットの挿入は必要不可欠であると言える。

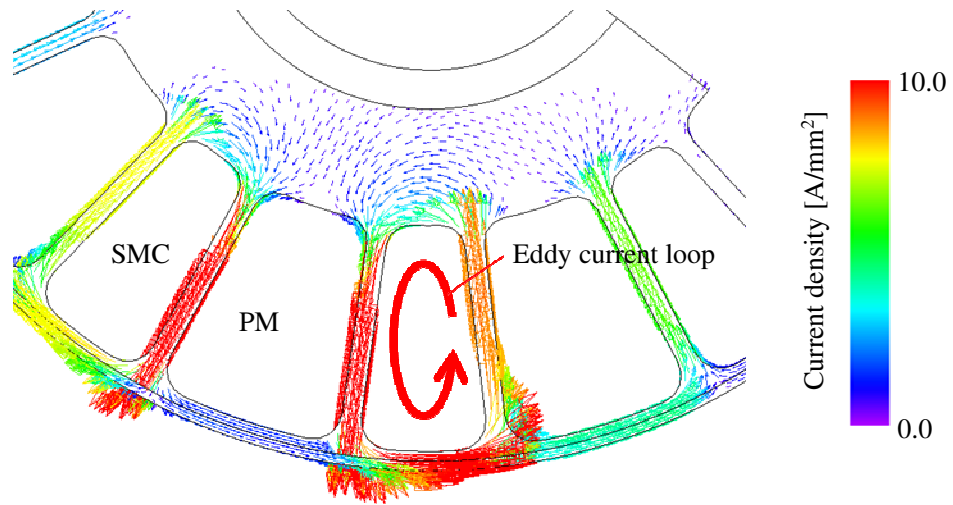


図 5-14 回転子支持部材うず電流ベクトル図 (スリットなし)

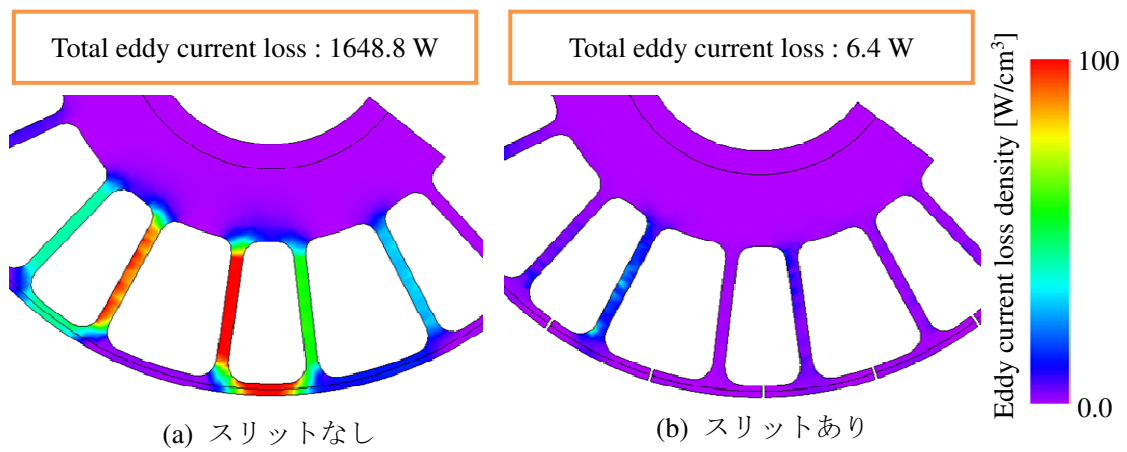


図 5-15 回転子支持部材うず電流損失密度

### 5.3.2. 永久磁石と圧粉鉄心の量のバランスについて

提案モータでは、回転子に配置される PM と SMC コアの大きさの比率を変更することによって、モータの性能も変化する。図 5-16(a)に、PM と SMC コアの大きさの比率が 1:1 の回転子を示す。ここで、SMC コアよりも PM をある程度大きくすることによって、固定子コア間を渡る電機子磁束 (q 軸磁束) が PM によって遮断され、磁気飽和による性能低下を軽減することができる。しかし、PM を大きくし過ぎると、相対的に小さくなった SMC コアが励磁されにくくなり、結果的にトルクが小さくなってしまうおそれがある。最適な PM-SMC コア幅の比率を確認するため、1 対の PM と SMC コアの合計角度を 36 deg と固定した上で、PM 幅を 18 deg (図 5-16(a)) から 23 deg まで 1 deg 刻みで変更した場合の形状に対して解析を行なった。

図 5-17 に、解析結果を示す。PM 幅を大きくすればするほど、鉄損が減少していることがわかる。しかし、ある値からトルクが減少し、効率も低くなってしまふことがわかる。この結果から、トルクの大きさと効率の高さを両立できる PM 幅 21 deg を採用することとした。図 5-16(b)に、採用する PM 幅 21 deg (PM : SMC コア=1.4 : 1) の回転子を示す。

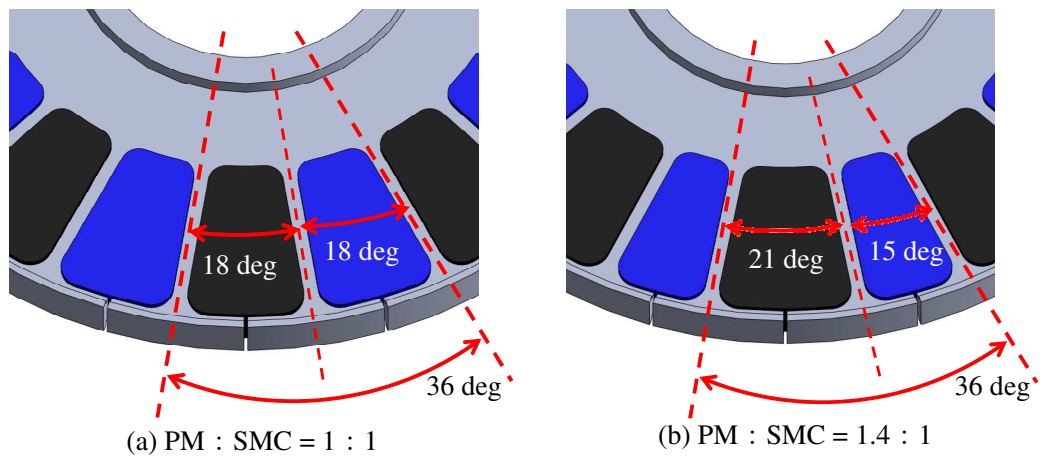


図 5-16 PM と SMC コアの比率を変化させた回転子

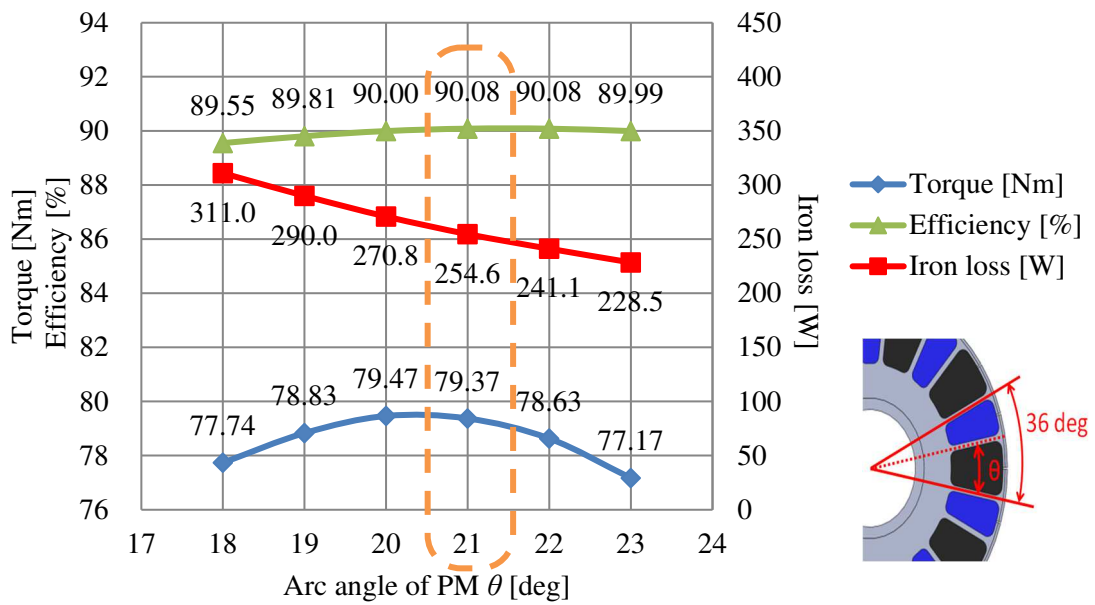


図 5-17 PM の大きさによるトルク・効率の比較

### 5.3.3. 回転子の応力解析

回転子支持部材にスリットを入れたことや、PMとSMCコアの大きさを変更したことで、応力的に大きな不利が生じるため、応力解析を行い、その結果について検討した。解析はSolidWorks 3D CAD softwareを用いて行った。解析の回転速度は、最高速度である5000 rpmに設定した。図5-18に、応力解析の結果を示す。回転子支持部材の材料SUS304の降伏強度は206.8 MPaである。PMを支える梁の根本に最大ミーゼス応力130.4 MPaがあらわれ、最小安全率は1.59となった。破断に対して一定の余裕のある値である。

ただし、実際に試作機を作成する際は万全を期し、回転子支持部材の最外周を繊維強化プラスチック（Fiber Reinforced Plastic, 以降FRPと表記）で補強を行う。FRPはプラスチック樹脂にカーボン繊維が入っており、鉄以上の強度とアルミ以下の密度を実現する物質である。3 mm厚のFRPを最外周に設けた回転子の、応力解析の結果を図5-19に示す。最大ミーゼス応力は109.2 MPaとなり、最小安全率は1.89となった。破断に対してより盤石な構造である。

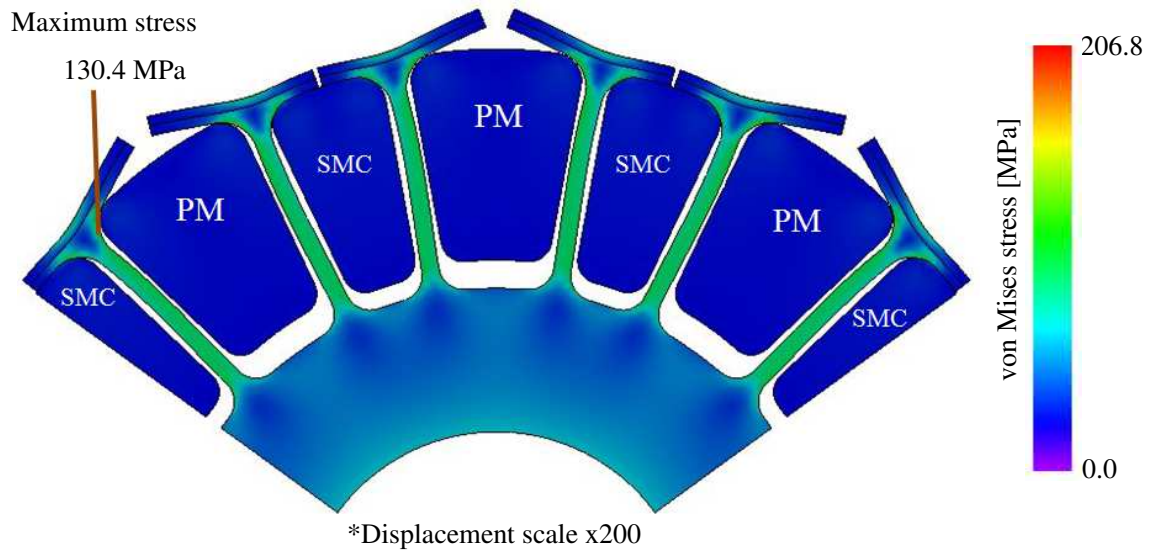


図 5-18 回転子応力解析結果

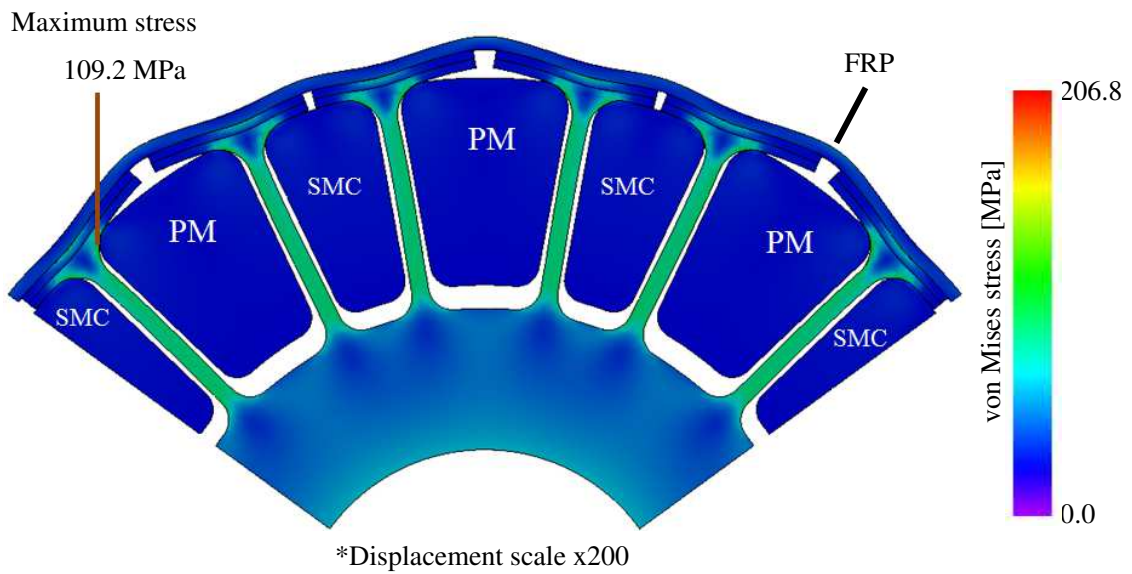


図 5-19 回転子 (FRP 補強) 応力解析結果

## 5.4. 耐不可逆減磁設計

PMSM は回転子に PM を使用している。その PM が、モータの運転によって着磁方向と逆向きの磁界を受け、残留磁束密度の低下（不可逆減磁）を起こさないように、PMSM の設計は行われなければならない。

特に、トラクションモータは基底速度以上の運転領域で、インバータが出力可能な一定の電圧以下に誘起電圧を抑制するため、弱め磁束制御（電機子電流によって PM とは逆方向のベクトルに磁界が発生するよう電流を通電する制御）を行うことが多々ある。さらに、提案モータは界磁巻線による強め界磁時に、PM の着磁方向と逆向きに磁界が発生させ、SMC コアを励磁させる構造となっているため、より不可逆減磁が起こりやすい。

上記の理由から、提案モータが十分な不可逆減磁耐性を持つかどうか、3D-FEA を用いて検討を行った。各解析条件として、最も減磁が起こりやすい過酷な条件を設定する。フェライト磁石は低温になるほど減磁耐性が低下するため、磁石温度を $-20^{\circ}\text{C}$ とする。また、電機子電流による磁界のベクトルが磁石の着磁方向と完全に逆方向となるよう、電機子電流位相角を $90\text{ deg}$ に設定する。さらに、最大界磁電流を強め界磁方向に通電する。

以上の条件において、回転角度 $0\text{ deg}$ 固定の状態、電機子電流・界磁電流を1秒間通電する解析を行う。通電前と通電後で、どれだけPMの磁力が落ちているかを確認する。

図 5-20 に、通電前から通電後にかけての U 相鎖交磁束減少率を示す。U 相鎖交磁束減少率は式(5-2)によって算出され、不可逆減磁の影響を定量的に評価することができる。通電する電機子電流密度を段階的に上げ、U 相鎖交磁束減少率の推移を記録した。最大電機子電流密度通電後の値は $0.24\%$ と十分に低く、定格値内での運転では不可逆減磁のリスクは低いと考えられる。

図 5-21 に、最大電機子電流密度通電後の PM の減磁率分布を示す。局所的にわずかな減磁が見られるが、中央部の断面においては一切の減磁が見られず、十分な減磁耐性を持っていることがわかる。

$$(\text{U 相鎖交磁束減少率}) = \frac{\varphi_{u1} - \varphi_{u2}}{\varphi_{u1}} \times 100 [\%] \quad (5-2)$$

$\varphi_{u1}$  : 通電前の磁石によって発生する U 相鎖交磁束

$\varphi_{u2}$  : 通電後の磁石によって発生する U 相鎖交磁束

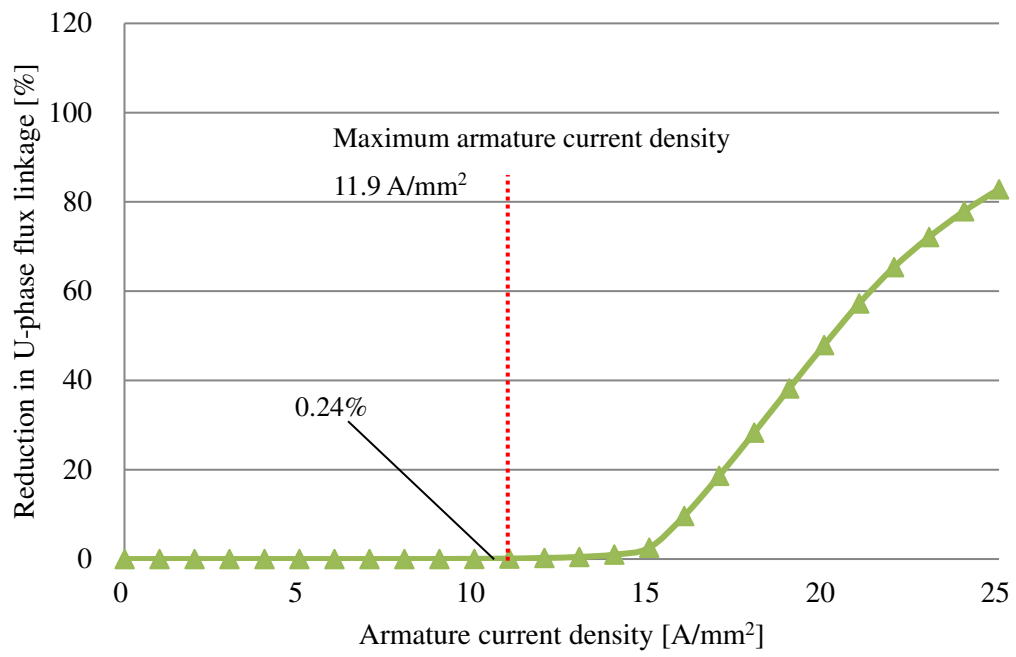


図 5-20 電流密度に対する U 相鎖交磁束減少率の推移

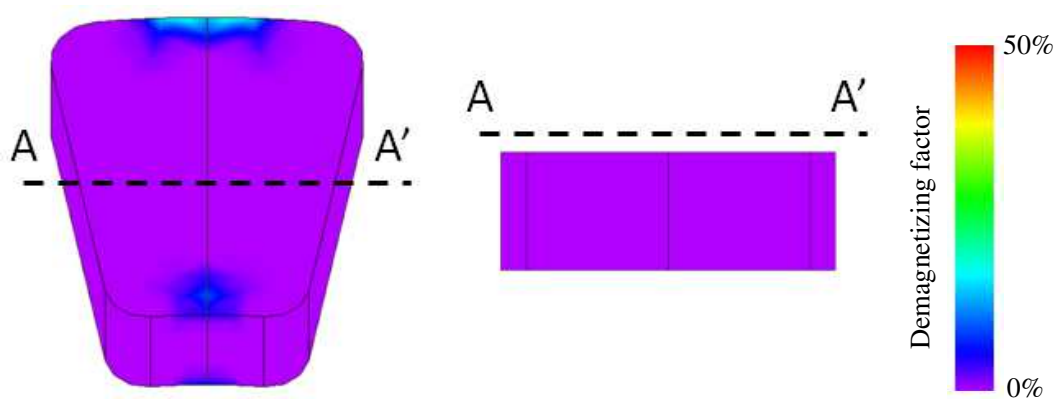


図 5-21 不可逆減磁の様子



## 5.5. 提案するモータの特性

これまでに述べた検討を経て、従来型モータと全く同じサイズの界磁巻線設置モータを設計した。提案モータの諸元を表 5-5 に、設計モデルの外観を図 5-22 に示す。

本節では、3D-FEA を用いて解析した、モータの各特性を紹介する。

表 5-5 界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータ試作機の諸元

Number of poles	20
Number of slots	24
Outer diameter	250 mm
PM thickness	13 mm
Total motor axial length	76.4 mm
Air gap	1.0 mm
Turns per coil of armature windings	9 turns
Turns per coil of field windings	280 turns
Maximum armature current density	11.9 A/mm <sup>2</sup>
Maximum armature current	74.8 Arms
Maximum field current density	6.95 A/mm <sup>2</sup>
Maximum field current	5.46 A
Base speed	1600 rpm
Maximum speed	5000 rpm

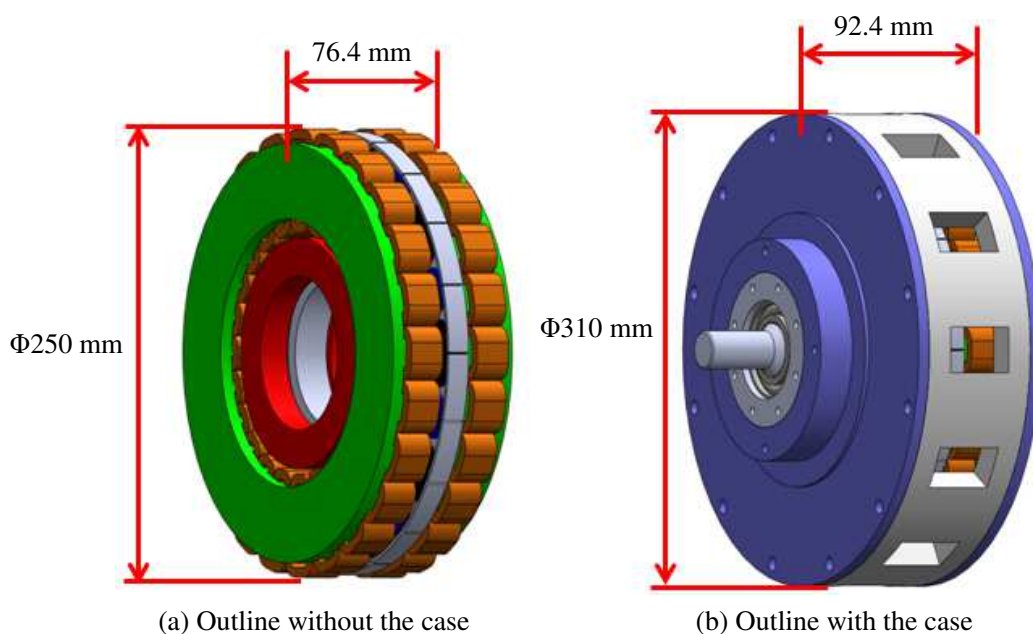


図 5-22 界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータ 提案モデル

### 5.5.1. 誘起電圧特性

図 5-23 に、界磁巻線が無通電，最大強め界磁電流通電，最大弱め界磁電流通電の 3 つの状態における無負荷誘起電圧波形を示す。なお，回転速度は基底速度 1600 rpm である。界磁電流の向きと大きさを操作することによって，界磁磁束の大きさが変化し，誘起電圧振幅も対応して変化することがわかる。

図 5-24 に，界磁電流の変化に対する，無負荷誘起電圧の大きさの推移を示す。なお，横軸の界磁電流値は，強め界磁方向への電流を正の値としている。強め界磁，弱め界磁ともに，界磁電流値の大きなところでは若干の磁気飽和の影響が見られるが，おおむね線形性を持った電圧変化となっている。最大弱め界磁から最大強め界磁まで，6.2 倍という広い範囲で操作が可能である。

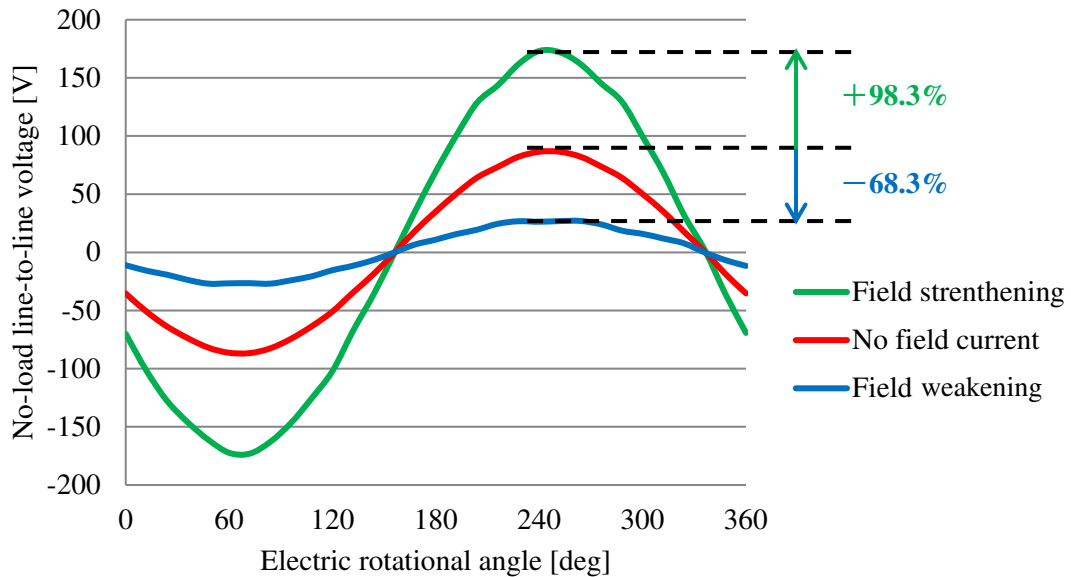


図 5-23 無負荷誘起電圧波形 解析結果

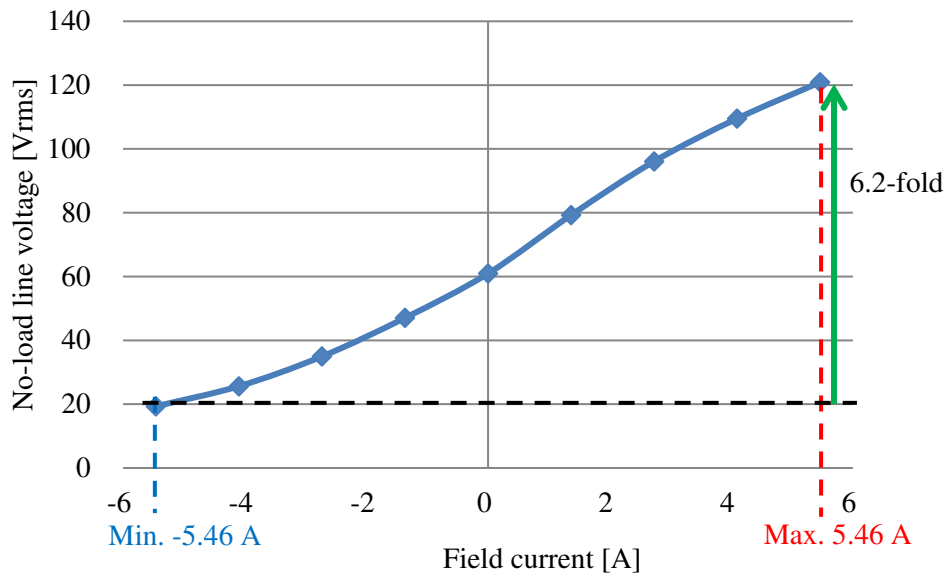


図 5-24 界磁電流に対する無負荷誘起電圧 解析結果

### 5.5.2. トルク特性

図 5-25 に、電機子電流の変化に対するトルクの推移を示す。なお、界磁電流の大きさを無通電時から強め界磁方向に 25%刻みで設定し、それぞれの界磁電流値における特性を並べて記載している。また、回転速度は基底速度 1600 rpm である。いずれの界磁電流値においても、トルクは電機子電流に対して線形的な特性を持っていることがわかる。界磁電流が大きいほど、トルク曲線の傾きも大きくなる。最大界磁電流かつ最大電機子電流のとき、このモータの最高トルクが出力され、その値は 82.4 Nm となった。従来型モータの 63.2 Nm に比べ 30.4%高く、目標仕様の一つを達成した。

図 5-26 に、電機子電流最大のときの、界磁電流の変化に対するトルクの大きさの推移を示す。図 5-24 に示した無負荷誘起電圧と同様に、界磁電流の向きと大きさによって、トルクを操作することが可能であることがわかる。最大弱め界磁から最大強め界磁まで、9.2 倍という広い範囲で操作が可能である。

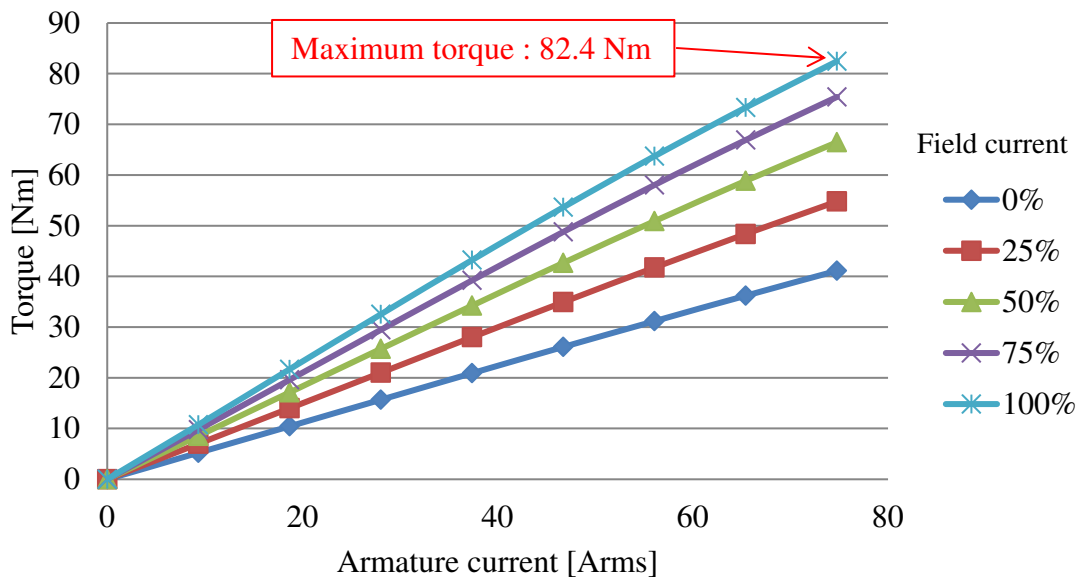


図 5-25 電機子電流に対するトルク 解析結果

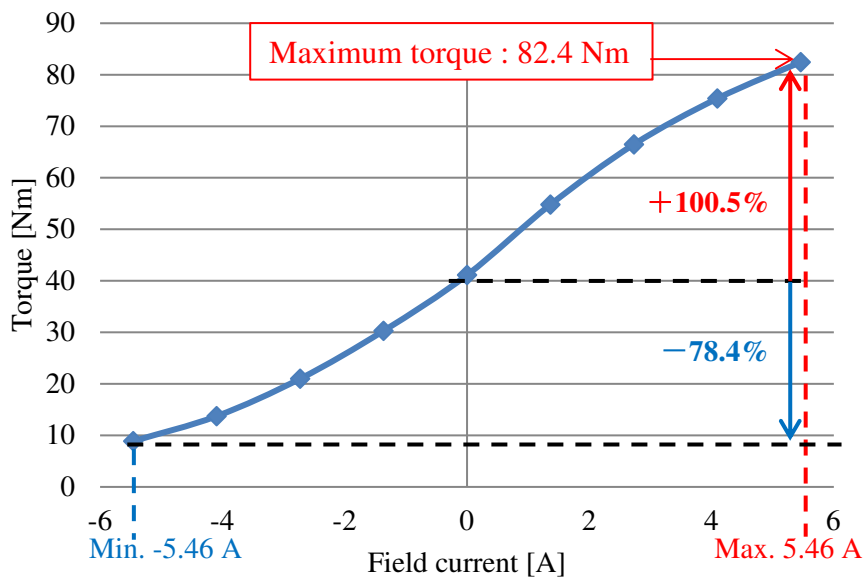


図 5-26 界磁電流に対するトルク 解析結果

### 5.5.3. 基底速度における効率特性

前節の結果より、電機子電流と界磁電流のどちらを操作しても、トルクが変化することが明らかになった。別の視点から見ると、このモータの運転領域内のトルクを出力する界磁電流と電機子電流の組み合わせは無数に存在するというを示している。ただし、2つの電流の組み合わせによって効率は変化するため、様々な大きさのトルクに対して、常に最高効率となる電流の組み合わせが必ず一組存在する。

図 5-27 に、基底速度 1600 rpm における、界磁電流を変化させた際のトルクに対する効率の変化を示す。なお、効率は界磁巻線の銅損も考慮された総合効率である。界磁電流の大きさによって、同じトルクを発生する場合でも効率が異なることがわかる。軽負荷時は界磁磁束を必要とせず、また界磁電流による銅損を抑制できるため、界磁電流が小さいほど効率が高くなる傾向にある。ただし、最大トルク(80 Nm)を実現するには大きな界磁電流を流す必要がある。図 5-28 は、図 5-27 の各トルクにおいて最高効率を抽出して、1つの曲線にまとめたものである。全負荷領域中の最高効率は、5.2 Nm の負荷における 96.2%である。10 Nm 以下の軽負荷領域で 95%を越える効率を達成しており、目標仕様を達成している。

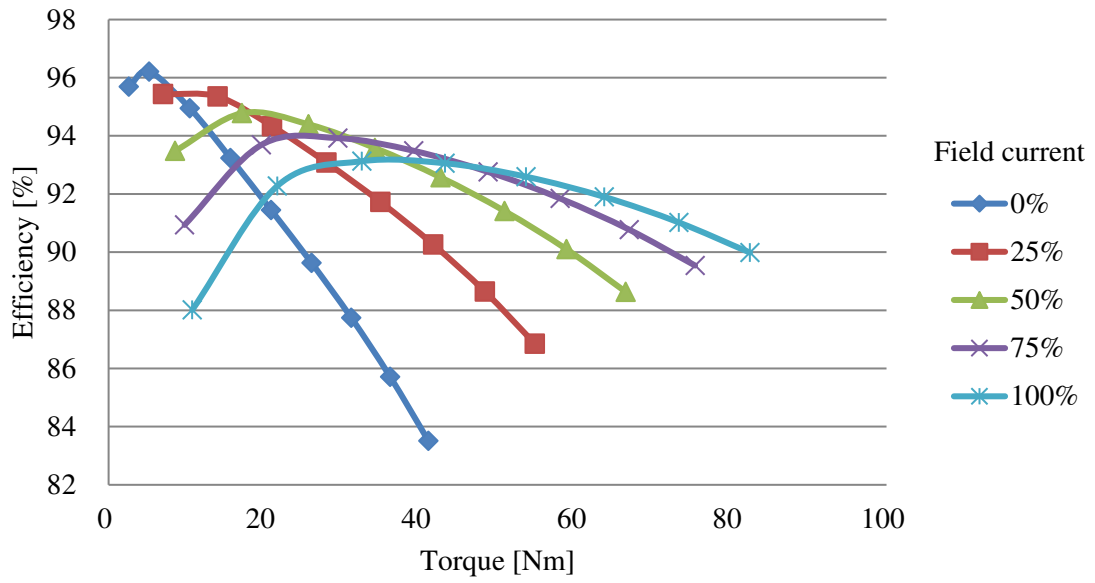


図 5-27 界磁巻線電流ごとのトルクに対する効率

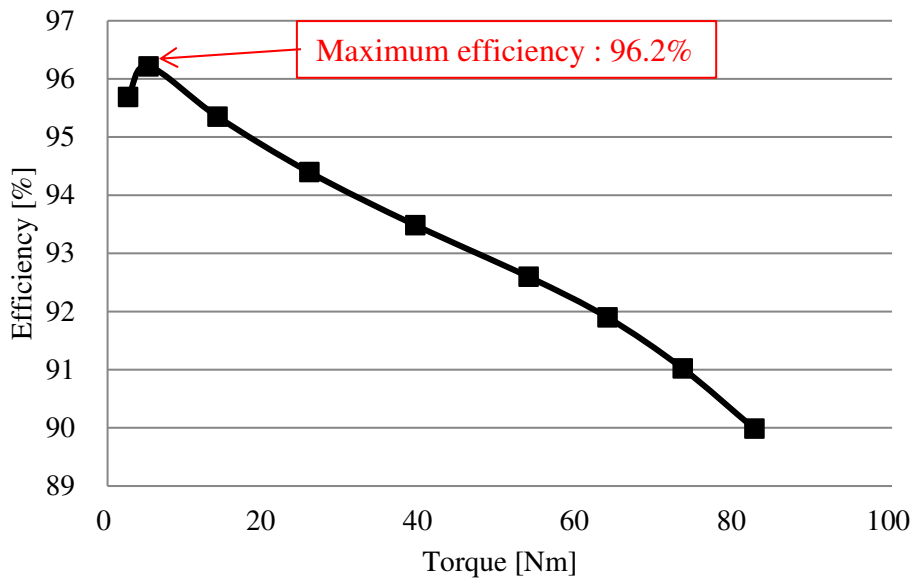


図 5-28 基底速度 1600 rpm でのトルクに対する最高効率

#### 5.5.4. 最高速度までの定出力特性

提案するモータは、基底速度 1600 rpm を超える回転速度において出力一定(13.8 kW)での幅広い定出力運転が求められている。また、使用するインバータの電圧条件から、回転速度が増加しても、誘起電圧を基底速度での最高出力時の電圧以下に保つ特性が要求される。そこで、定出力定電圧運転が可能であるかを確認するため、最大回転速度である 5000 rpm まで回転速度を変化させながら解析を行った。その際、線間電圧が一定となるように電流パラメータを調整した。図 5-29 に、定トルク運転時と定出力運転時におけるトルクと誘起線間電圧実効値、出力のグラフを示す。基底速度 1600 rpm から最高速度 5000 rpm までは、反比例的に減少していくトルクと、183.5 Vrms 一定の線間電圧および 13.8 kW 一定の出力が確認できる。これらの結果から、定出力定電圧運転が可能であることがわかる。

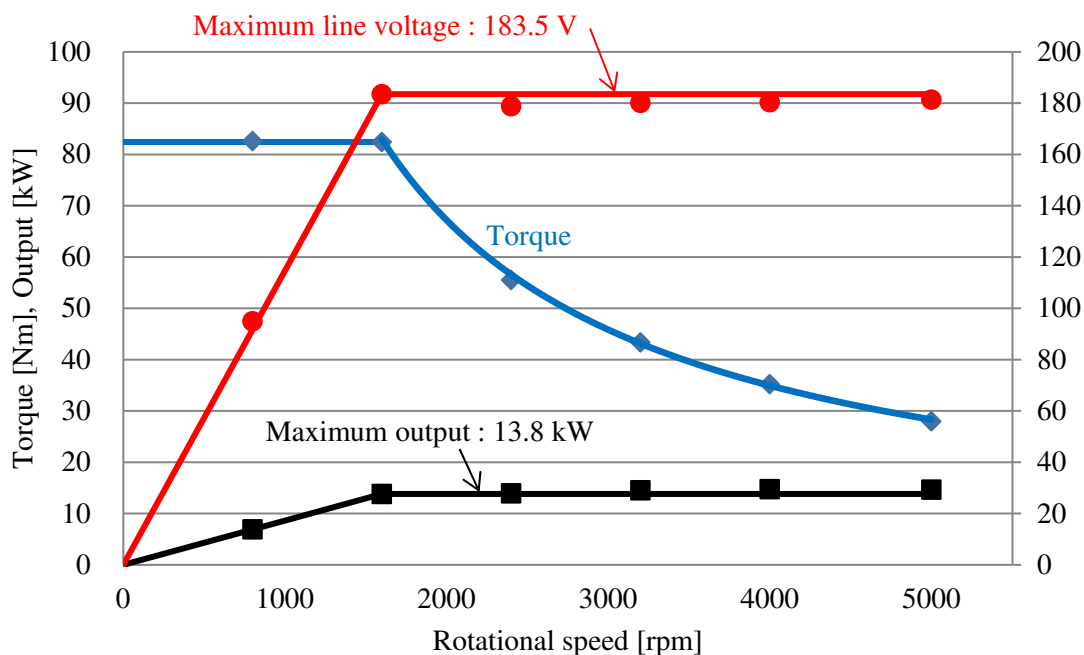


図 5-29 定出力・定電圧グラフ



### 5.5.5. モータ特性についてのまとめ

これまでに紹介したモータ特性の解析結果より、当初の目標であった

- i. 従来よりも高い最高トルクの達成
- ii. 10 Nm 以下の軽負荷領域で、低速域から高速域まで 90%以上の効率の達成
- iii. 全運転領域中の最大効率 95%以上の達成
- iv. 基底速度から最高速度まで最大出力による定出力運転の達成

のいずれにおいても、十分に達成できる可能性があることを示した。表 5-6 に、モータの性能・特性についてのまとめを示す。

表 5-6 モータ特性解析結果まとめ

Maximum torque	82.4 Nm
Maximum power output	13.8 kW
Maximum line voltage	183.5 Vrms
Efficiency at maximum torque	89.9%
Maximum efficiency in base speed	96.2%
Power factor at maximum torque	0.63

## 5.6. 第 5 章まとめ

3D-FEA を用いた検討を経て、20 極 24 スロット構造でフェライト磁石を採用した、界磁巻線を用いたアキシヤルギャップモータを設計した。界磁巻線電流の操作によるトルクを増減効果や、軽負荷時における効率改善効果を確認することができた。サイズは従来のアキシヤルギャップモータと同等で、30%の高トルク化が可能である。また、最高出力の 7% 程度となる軽負荷領域において、96.2%の効率を発揮できる。

## 6. 界磁巻線を設置したアキシシャルギャップモータ 試作 1 号機の実機試験結果

### 6.1. 試作 1 号機概要

これまでに述べた検討・設計を経て、十分な出力と高い効率を得られる提案モータの試作機を実際に製作できるという結論に至った。そこで、ベアリングの挿入方法、各部品同士を固定するためのねじ穴、試験ベンチに取り付けるための台座や定盤といった、試作機として組立に必要な要素や条件を検討・設計した。詳細なモータの断面図と各部品の組立検討図を図 6-1 に、モータを台座に固定した全体図およびモータの部品リストを図 6-2 に示す。本論文の付録として試作機の図面を添付しているため、そちらも参照されたい。

図 6-3 に、実際に製作した試作 1 号機の外観を示す。界磁巻線の両端端子は直側・反側それぞれのケースから引き出される。図 6-4 に、試作 1 号機の固定子の画像を示す。内周部に界磁巻線が格納されていることがわかる。図 6-5 に、回転子の画像を示す。PM と SMC コアが交互に配置されている様子がわかる。

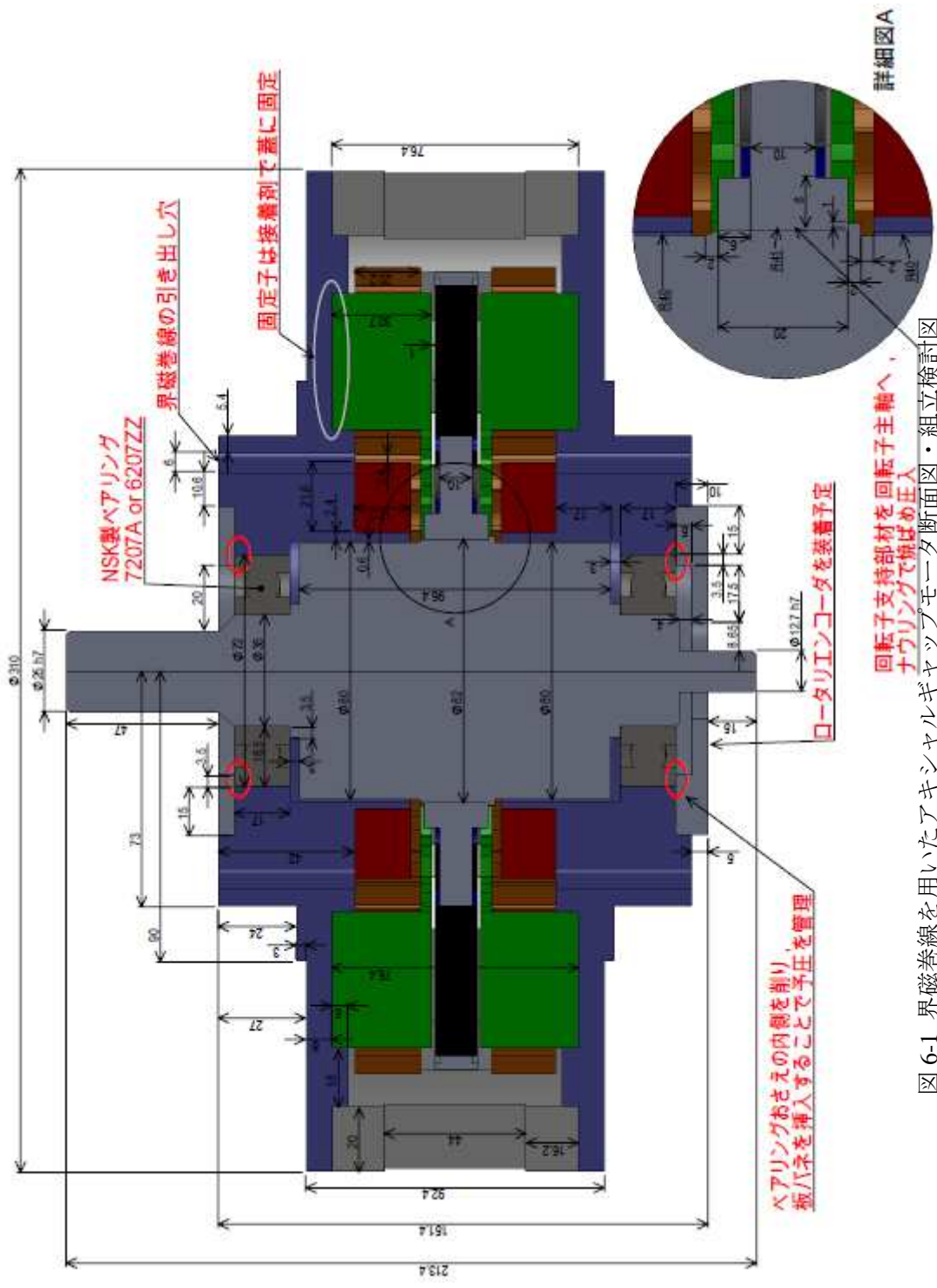
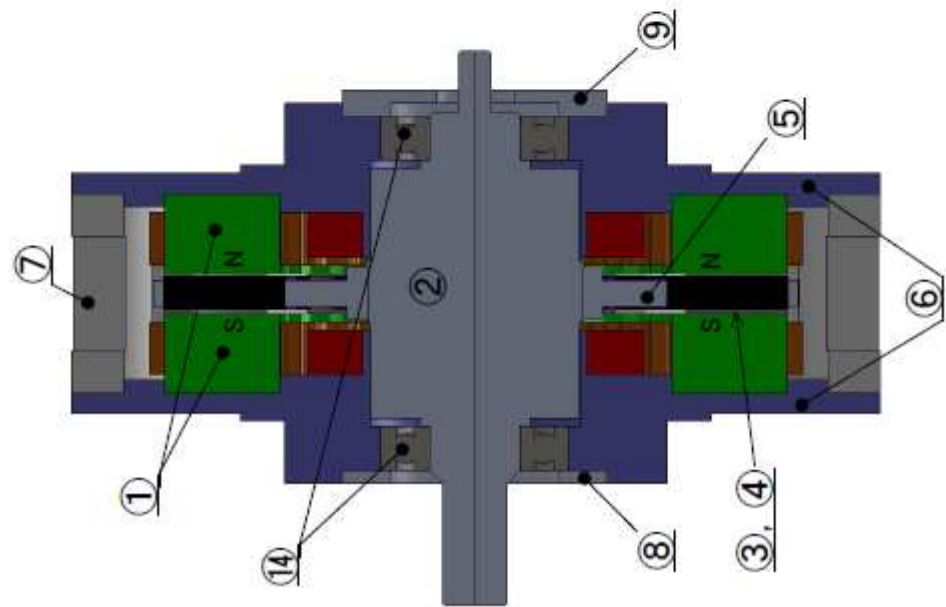
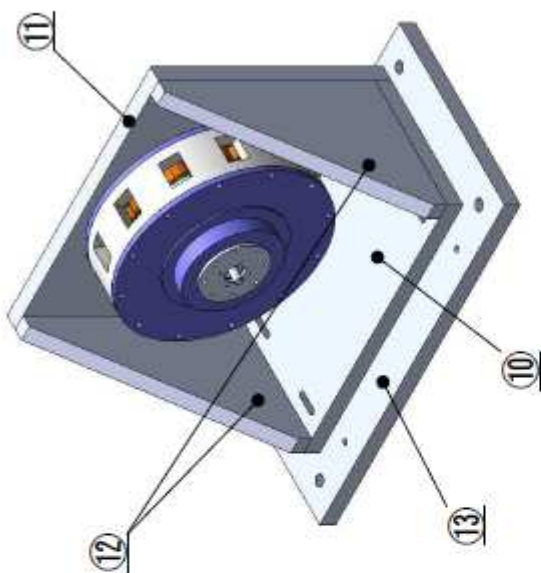


図 6-1 界磁巻線を用いたアキシヤルギルヤップモータ断面図・組立検討図



番号	部品名	個数	材料
1	固定子コア	2	35JN360
2	回転子主軸	1	S45C
3	磁石	10	NMF-12G(日立金属)
4	回転子コア	10	圧粉
5	回転子支持部材	1	SUS304
6	カバー	2	S45C
7	ハウジング	1	SUS304
8	ベアリング留め(負荷側)	1	SUS304
9	ベアリング留め(エンコーダ側)	1	SUS304
10	台座A(底面)	1	アルミ
11	台座B(正面 モータ固定面)	1	アルミ
12	台座C(側面)	2	アルミ
13	定盤	1	SUS304
14	ベアリング	2	7207A or 6207ZZ(NSK)

図 6-2 界磁巻線を用いたアキシヤルギヤップモータ設置図・部品リスト

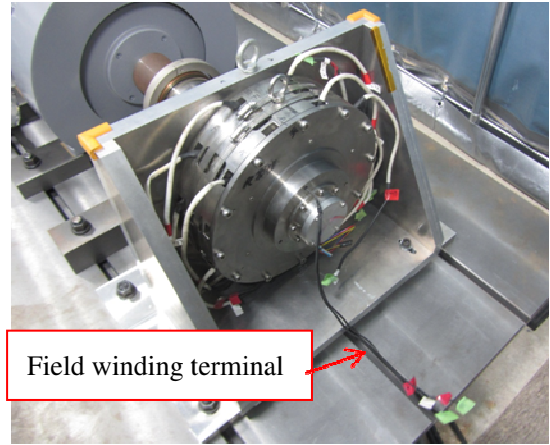
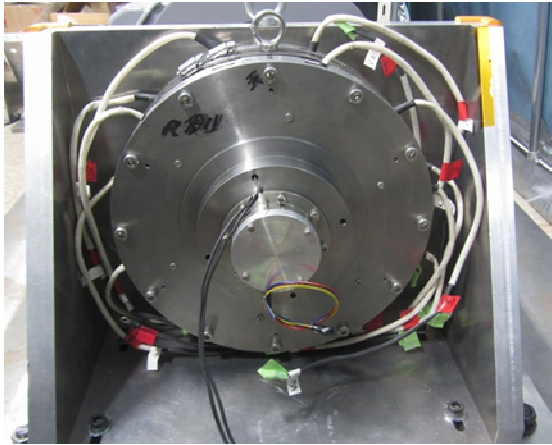
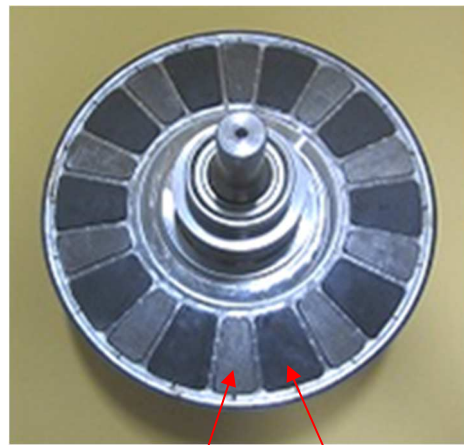


図 6-3 試作 1 号機 外観



Field winding terminal

図 6-4 試作 1 号機 固定子



SMC core

PM

図 6-5 試作 1 号機 回転子

## 6.2. 試験系

試験設備は基本的に 3.2 節と同様であるが、インバータ印加電圧や界磁巻線に関する設備に差がある。図 6-6 に、試験設備の構成を示す。今回の試験では、原則的にスライドトランスの変圧比は 1:1 であり、結果としてインバータ DC 電圧は 283 V となる。

表 6-1 に試験設備に使用した機器の一覧と詳細を、表 6-2 に試作機用インバータの仕様を示す。また、図 6-7 に実験設備の装置の写真を示す。

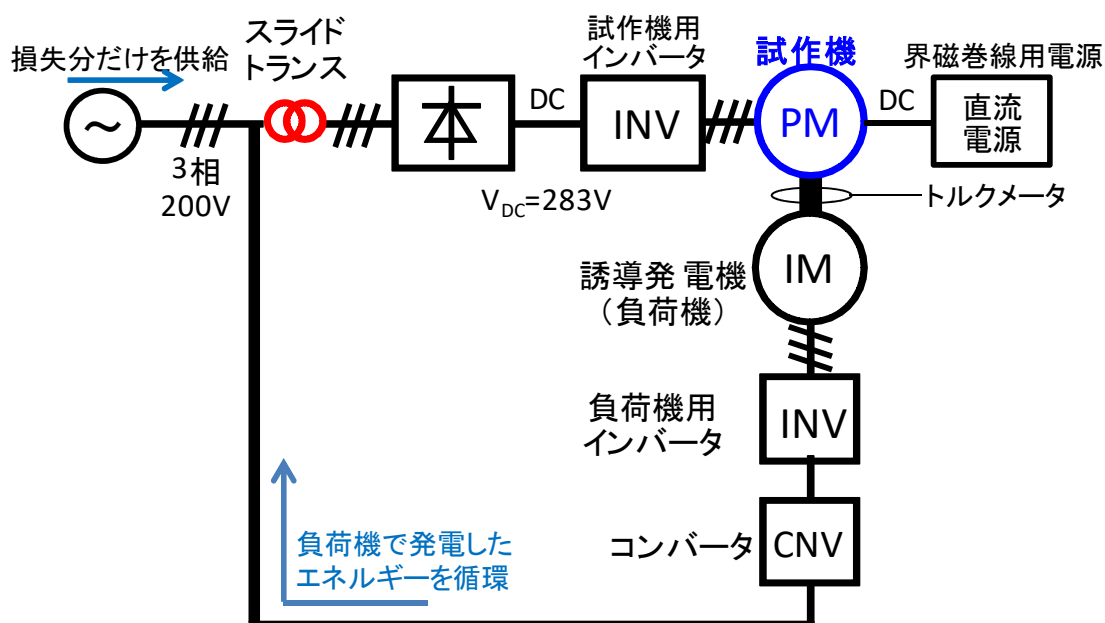


図 6-6 試験設備の構成

表 6-1 使用機器一覧

機器	メーカー	型名
負荷用誘導発電機	富士電機	MVK8187A
負荷用インバータ	富士電機	FRN30VG1S-2J
回生用コンバータ	富士電機	RHC22-2C
試験機用インバータ	Myway プラス	MWINV-5022A
コントローラ	Myway プラス	PE-EXpert3
トルクメータ	小野測器	MP-9820
トルクメータ表示器	小野測器	TQ-5200
試験機用パワーメータ	横河メータ&インスツルメンツ	WT1800
試験機用電流センサ	横河メータ&インスツルメンツ	CT200
インバータ DC 電圧計	ADVANTEST	R6441B
界磁巻線用直流電源	エヌエフ回路設計ブロック	EC1000S
界磁巻線用パワーメータ	横河メータ&インスツルメンツ	WT1030
温度測定用データロガー	グラフテック	GL820

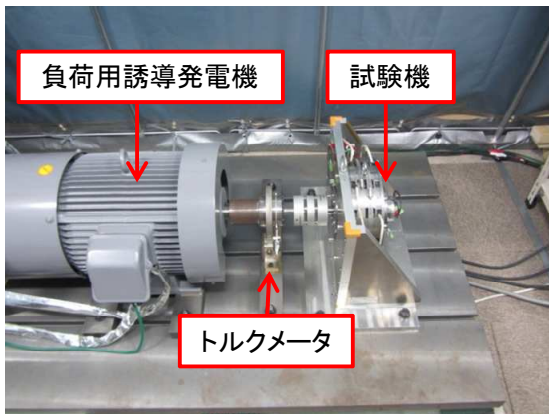
表 6-2 試験に使用したインバータの仕様

項目		仕様
交流出力	定格容量	50.6 kVA
	定格電流	146 Arms
	出力電圧範囲	AC 0~230 Vrms
直流入力	動作電圧範囲	DC 0~400 V
	定格電流	DC 160 A
交流入力	定格電圧	AC 200Vrms
	動作電圧範囲	AC 0~230Vrms
冷却方式		強制空冷
スイッチング周波数		~15 kHz
制御電源電圧範囲		AC 85~264 V
絶縁抵抗		100 MΩ 以上





(a) 制御者・表示計周辺



(b) 試作機周辺



(c) 負荷機系統周辺

図 6-7 実験装置の写真

### 6.3. 機械損 測定結果

試作機の電気的な特性結果を示す前に、機械的な損失について測定した結果を報告する。3.3 節での機械損測定と同様に、回転子に PM や SMC コアを一切設置しない、単なるステンレスの円盤を用いて測定を行った。

図 6-8 に、回転角度に対する機械損トルクと、その大きさから算出した機械損を示す。回転速度の上昇に応じて、機械損トルクおよび機械損が増加していることがわかる。最高速度 5000 rpm での機械損は 144 W となった。

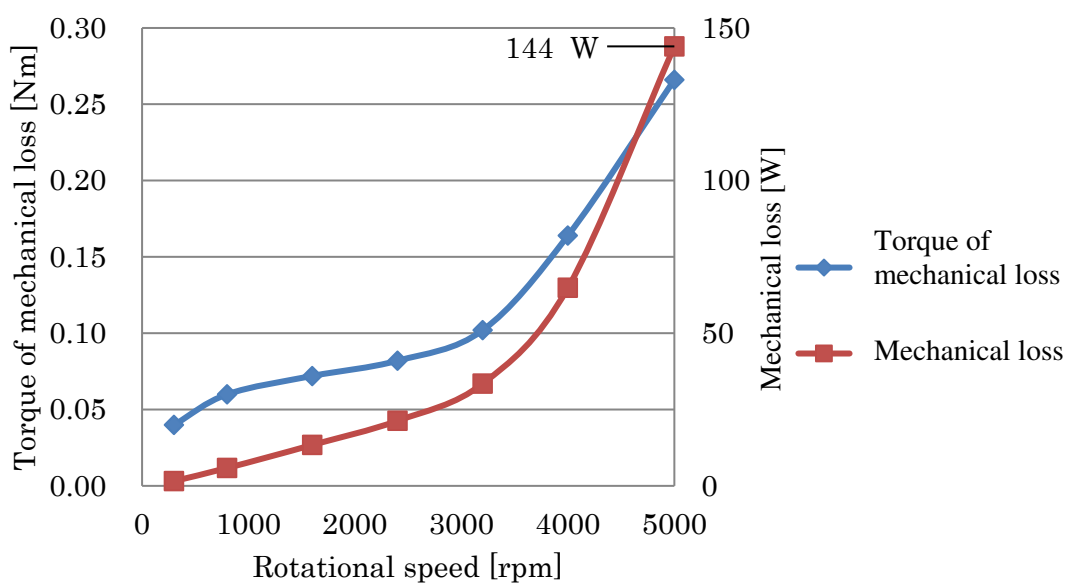


図 6-8 機械損測定結果

## 6.4. 無負荷誘起電圧特性 試験結果

本節より、試作1号機の電气的特性について実機試験を行った結果を示す。実験の際は、巻線に設置した熱電対より得られる巻線温度が20～50℃の範囲に収まるよう留意した。項目によっては解析結果を併記しているが、その解析の際のPM温度条件は30℃とした。第5章での解析にて設定したPM温度条件は75℃であるため、異なる値となっている場合があることを注意されたい。

図6-9に、界磁巻線が無通電、最大強め界磁電流通電、最大弱め界磁電流通電の3種の場合における無負荷誘起電圧波形を示す。なお、回転速度は基底速度1600rpmである。5.5.1項の解析結果と同様に、界磁電流の向きと大きさによって、誘起電圧振幅が変化することがわかる。また表6-3に、各波形のひずみ率を示す。最大強め界磁時のひずみ率は1.1%と非常に低く、良好なひずみ特性が実現できている。

図6-10に、界磁電流の変化に対する、無負荷誘起電圧の大きさの推移を示す。界磁電流により、線間電圧は21.9Vrmsから114.8Vrmsの範囲で変化しており、5.2倍の範囲で調整可能である。また、一緒に記載している3D-FEAの解析結果と傾向が一致していることがわかる。

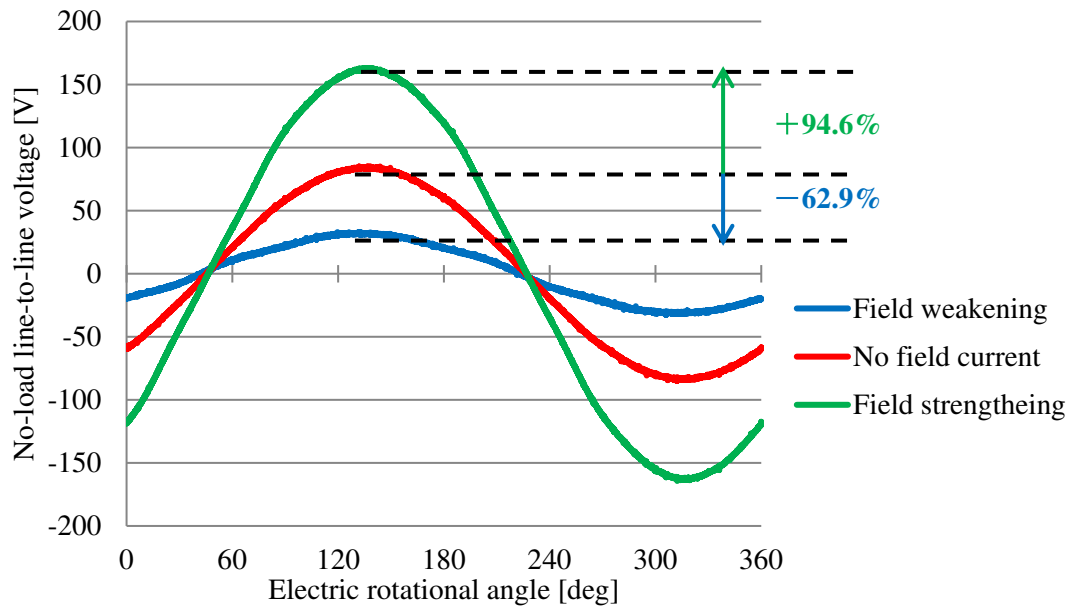


図 6-9 試作 1 号機 無負荷誘起電圧波形

表 6-3 試作 1 号機 無負荷誘起電圧ひずみ率

	Field strengthening	No field current	Field weakening
Total harmonic distortion	1.1%	1.2%	4.1%

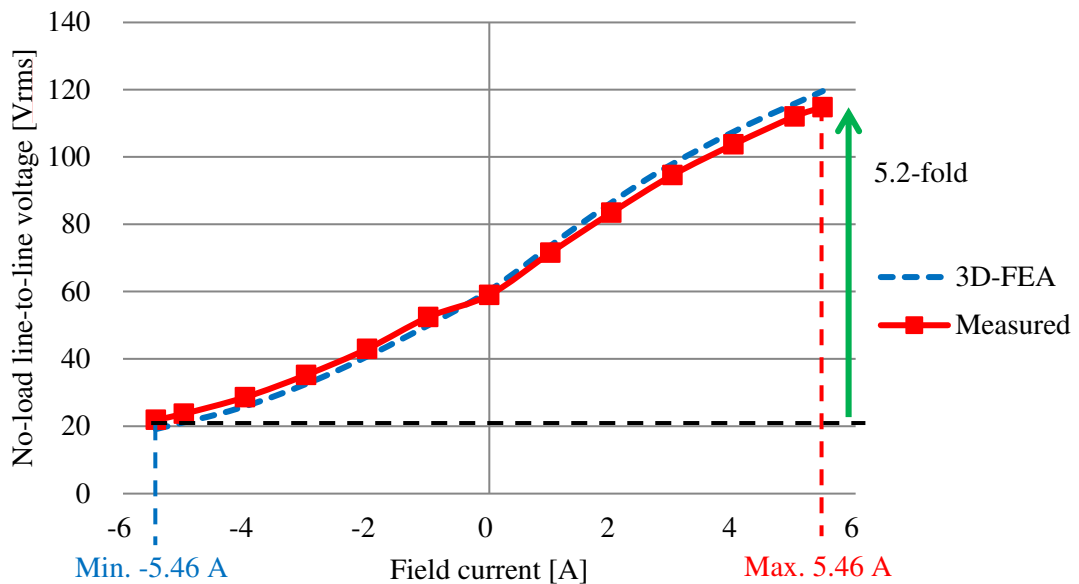


図 6-10 試作 1 号機 界磁電流に対する誘起電圧

## 6.5. トルク特性 試験結果

図 6-11 に、基底速度 1600 rpm における、電機子電流の変化に対するトルクの推移を示す。なお、界磁電流の大きさを無通電時から強め界磁方向に 1 A 刻みで、最大界磁電流 5.46 A まで設定し、それぞれの界磁電流値における特性を並べて記載している。5.5.2 項の解析結果と同様に、界磁巻線の大きさによって傾きが異なるトルク曲線が得られている。電機子電流・界磁電流ともに最大値を通電した時の、最大トルクの値は 82.2 Nm となり、最高出力は 13.7 kW となる。

図 6-12 に、300 rpm における、界磁電流の変化に対するトルクの推移を示す。界磁巻線によるトルクの増減効果が解析結果（5.5.2 項）よりも小さくなっている。しかし、最大弱め界磁から最大強め界磁まで 5.9 倍と、広い範囲でトルクを操作可能であることがわかる。電機子電流・界磁電流ともに最大値を通電した時の、最大トルクの値は 83.0 Nm となる。図中黒色の点線にて示される解析による結果と比較すると、実機の方が 6.8%低い。ビルディングファクタなどの影響が考えられるが、現出力においても、解析で 63.2 Nm の従来型モータより高いトルク出力であることは疑いがなく、またトルク密度は 22.1 Nm/L となった。さらにこれを電機子電流密度 1 A/mm<sup>2</sup> 当たりの値とすると、1.85 Nm/(L・A/mm<sup>2</sup>)となる。トヨタ社製第 3 世代プリウス駆動用モータの同様の値が 1.75 Nm/(L・A/mm<sup>2</sup>)であるため、市販の希土類磁石を用いたモータと同等以上のトルク密度を達成していることが明らかとなった。

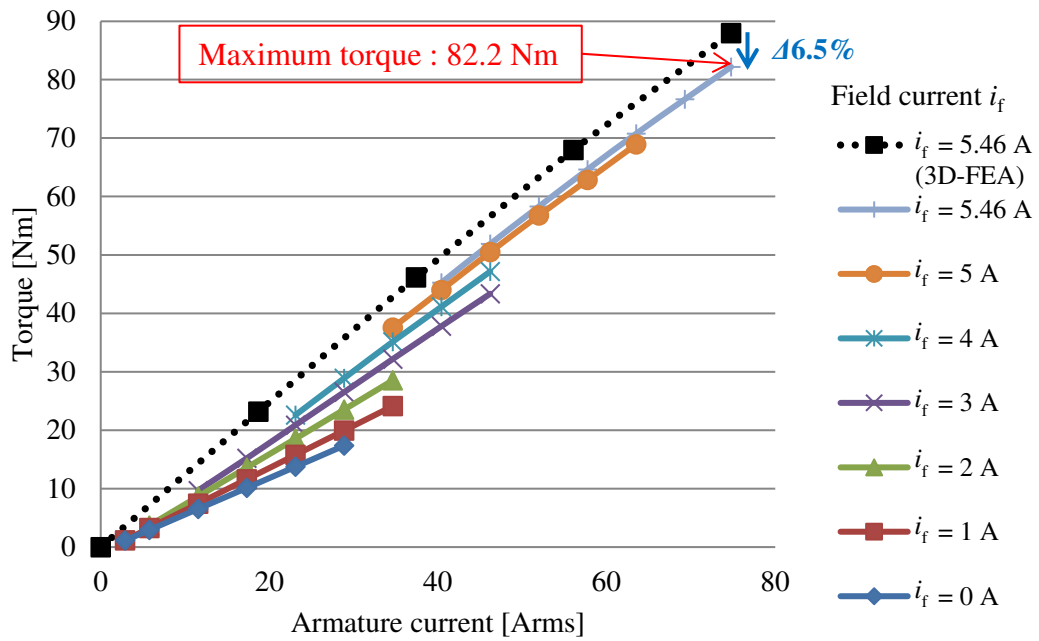


図 6-11 試作 1 号機の電機子電流に対するトルク (1600 rpm)

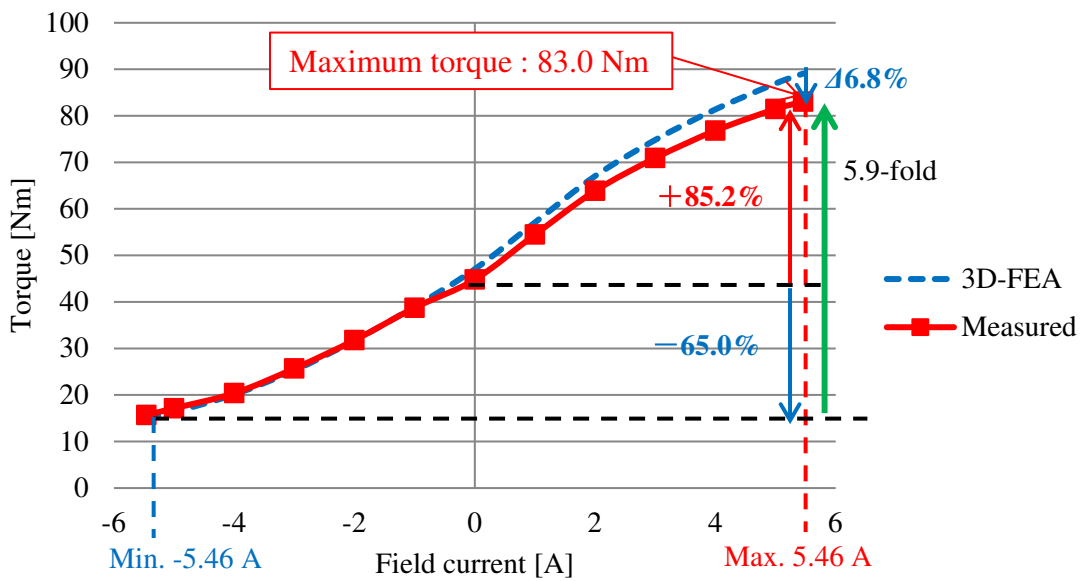


図 6-12 試作 1 号機の界磁電流に対するトルク (300 rpm)

## 6.6. 効率特性 試験結果

本節では、試作 1 号機の全運転領域における効率特性について議論する。しかし、4.5 節や 5.5.3 項でも述べたように、界磁電流  $i_f$  という通常のモータにはない電流パラメータが存在する分、電流制御は複雑になる。

そこでまず、各電流パラメータがモータの運転に対して、どのような性質を持っているかを正確に把握する必要があると考えた。今回の実験で、コントローラが任意に設定できる電流パラメータとして、以下の 3 種を設定した。

- ① 界磁電流  $i_f$
- ② q 軸電流  $i_q$
- ③ 電機子電流位相角  $\beta$

これらの電流パラメータの中で、いずれかの電流パラメータを極端に制限した特殊な条件で実験を行った。6.6.1, 6.6.2 項でその特殊条件試験の結果を示す。その結果から考案された、最適な電流パラメータ決定法を用いて取得した効率について、6.6.3 項以降に議論する。

また、本節以降で示される全ての効率の値は、6.2 節にて取得した機械損トルクの値を、トルクメータから読み取った出力トルク値に加算し、機械損の影響を排除した出力から計算したものである。すなわち、機械構造により左右される要素が含まれない、純粋な電気的特性のみを評価した値である。

### 6.6.1. 電流位相角 $\beta = 0$ 一定での試験

始めに、 $\beta$  を  $0 \text{ deg}$  一定 ( $i_d = 0 \text{ A}$ ) とする条件下で試験を行った。この場合、操作可能な電流パラメータは  $i_q$  と  $i_f$  のみとなる。電機子電流による弱め磁束制御ができないため、基底速度以上の運転領域では、 $i_f$  による弱め界磁のみで定電圧運転を実現する必要がある。

図 6-13 に、 $\beta=0$  一定運転での効率マップを示す。一見してわかるように、基底速度  $1600 \text{ rpm}$  から最高速度  $5000 \text{ rpm}$  までの範囲で、定電圧・定出力運転ができていない。これは、界磁磁束の大きさを変動させる  $i_f$  による弱め界磁が、電圧の低下だけでなくトルク出力の減少も招いているためである。図 6-14 に、図 6-13 での運転における  $i_f$  マップを示す。基底速度以上の高速回転領域において、電機子巻線の電圧を抑制するために、回転速度の増加に伴い界磁電流  $i_f$  を徐々に小さくしていき、最高速度  $5000 \text{ rpm}$  では、界磁電流  $i_f = -2 \text{ A}$  の弱め界磁状態にまで界磁磁束を抑制している。定電圧制御を行うための弱め界磁が、トルク出力の観点からは不利となっている。提案モータにおいて、定電圧・定出力運転を実現するには、 $i_f$  による界磁調整だけでは不十分であることがわかる。

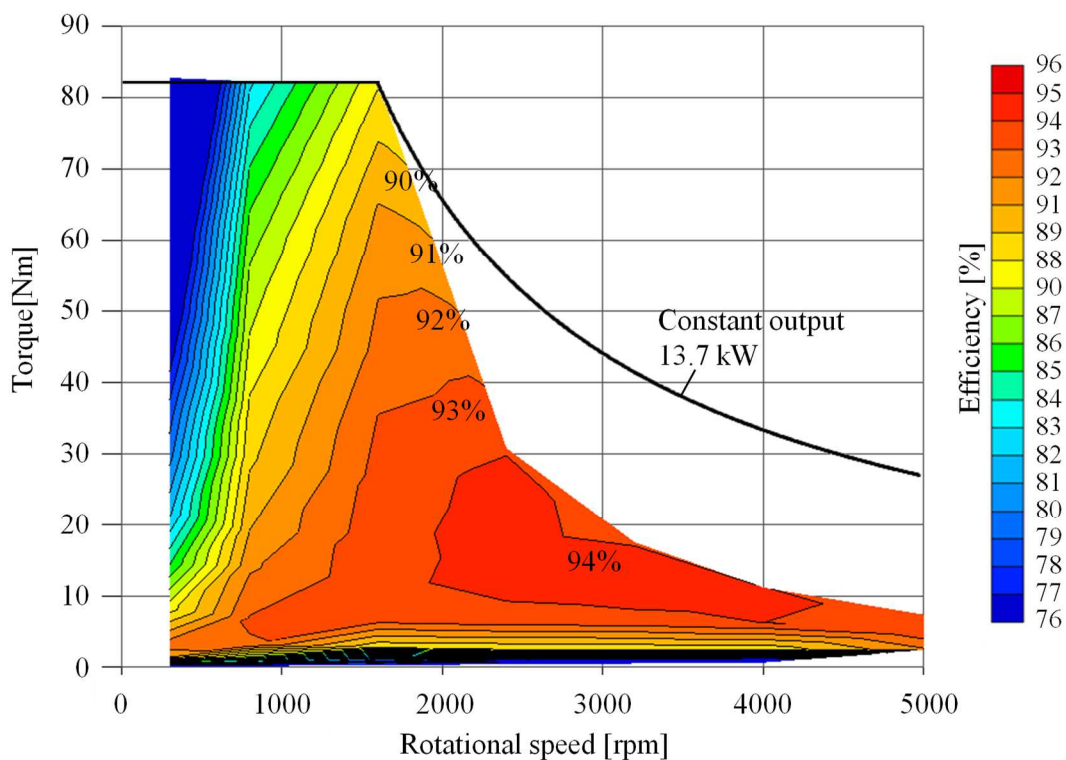


図 6-13 電流位相角  $\beta=0$  一定時の効率マップ



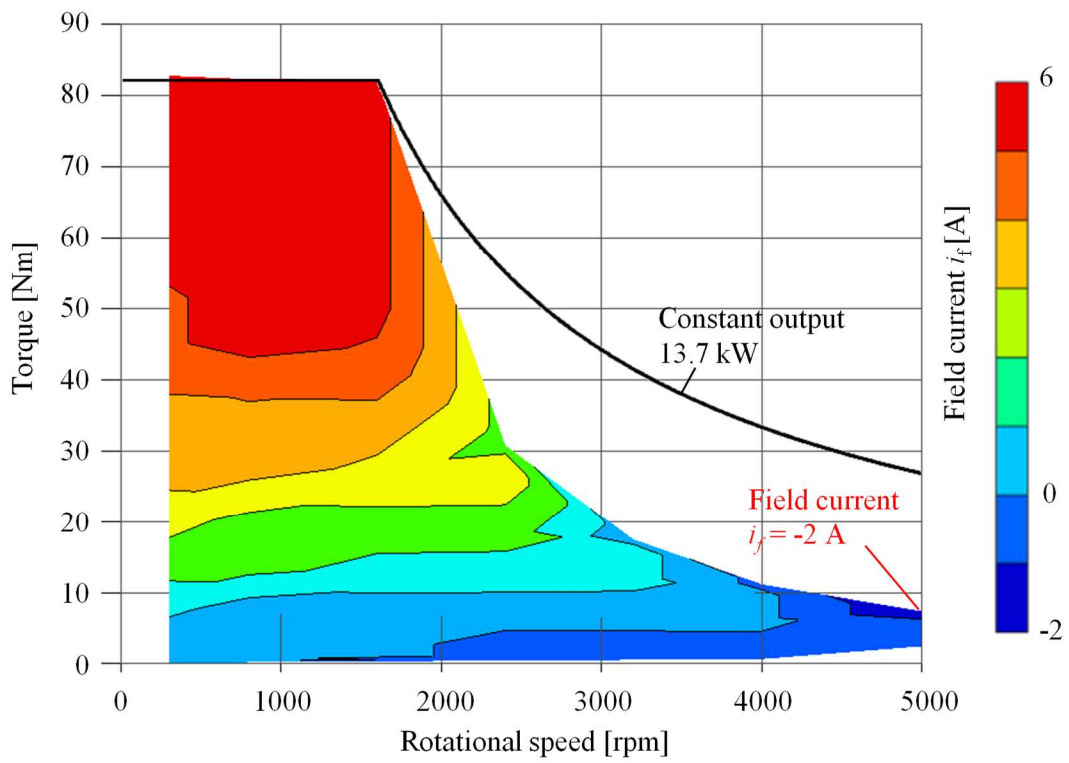


図 6-14 電流位相角  $\beta=0$  一定時の界磁電流  $i_f$  マップ

## 6.6.2. 最大強め界磁一定での試験

次に、全運転領域で  $i_f$  を最大強め界磁 (+5.46 A) 一定とする条件下で試験を行った。この場合、界磁磁束が常に一定となる。すなわち、通常の PMSM と同様の条件であり、定電圧運転は  $\beta$  を操作する弱め磁束制御によって実現することとなる。

図 6-15 に、最大強め界磁一定での効率マップを示す。また図 6-16 に、図 6-15 での運転における  $\beta$  マップを示す。基底速度以上の高速回転領域において、 $\beta$  を徐々に増加し、弱め磁束制御を行うことで、最高速度 5000 rpm までの定電圧定出力運転を実現している。この結果より、提案モータは、界磁電流  $i_f$  が最大値一定の最大強め界磁状態においても、電流位相角  $\beta$  を調整することで、定電圧・定出力運転を実現することが可能であることがわかる。

しかし、図 6-16 に示されるように、3000 rpm 以上の高速回転領域において、低トルクになるほど、電流位相角  $\beta$  は大きくなっている。これは、界磁電流  $i_f$  が最大強め界磁一定のため、低トルク領域において、必要以上に界磁磁束が大きくなっており、定電圧を維持するために電流位相角  $\beta$  を大きくして、弱め磁束制御を行っているからである。そのため、低トルク領域において、界磁電流  $i_f$  を適切に調整した場合に比べて、銅損と鉄損の両方が増加する。この結果、図 6-15 の破線で示す 10 Nm 以下の低トルク領域において、全ての回転速度で効率は 90% 以下になっている。移動体の常用域である低トルク領域での効率低下が激しく、目標仕様とかけ離れた結果となっている。

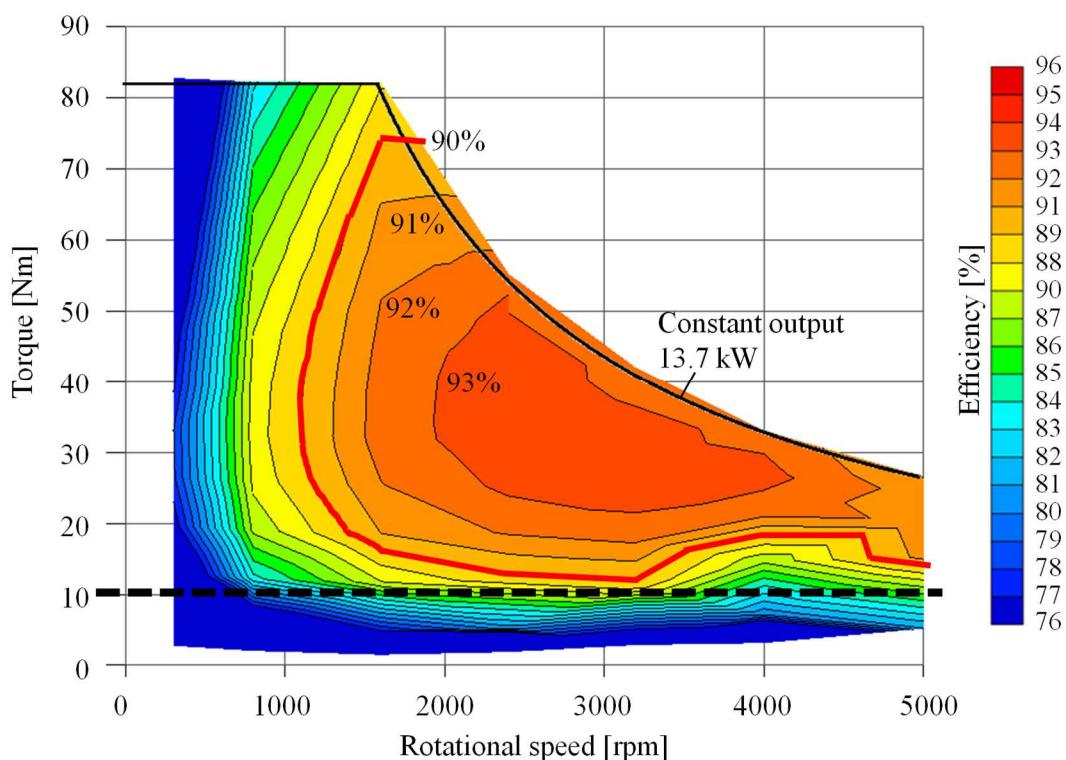


図 6-15 最大強め界磁一定時の効率マップ

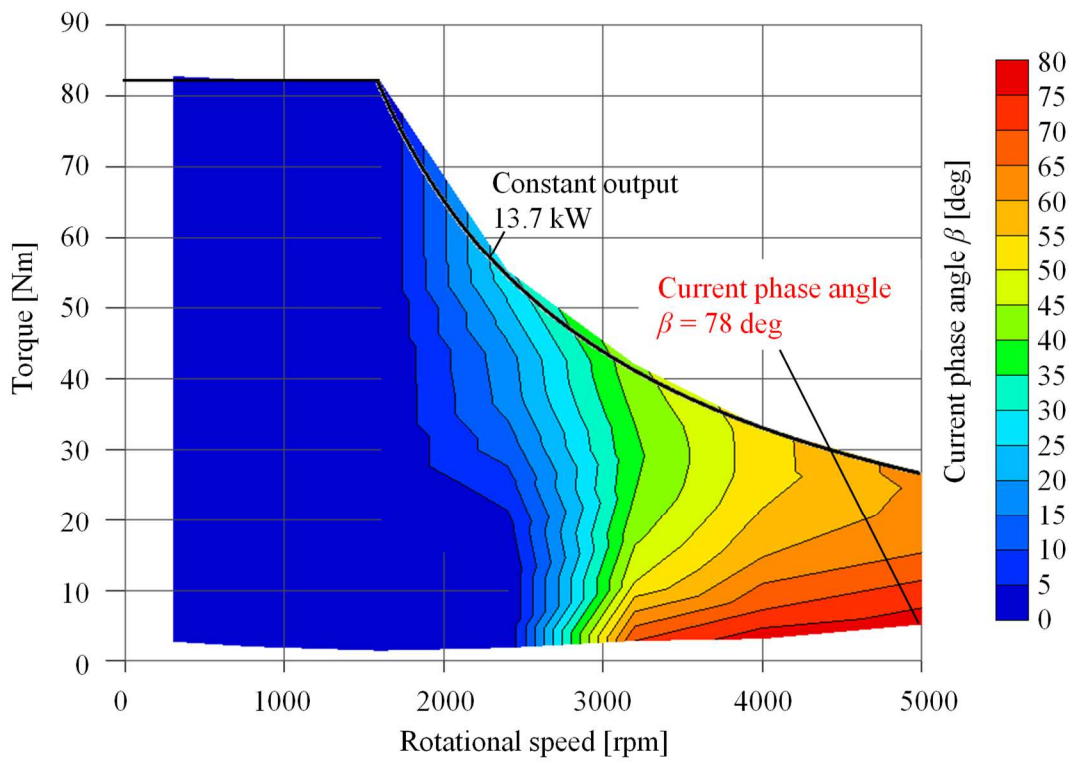


図 6-16 最大強め界磁一定時の電流位相角  $\beta$  マップ

### 6.6.3. 最適な電流パラメータ制御について

前項までに述べた図 6-13~6-16 の実験結果より、各動作点に応じて、界磁電流  $i_f$ 、q 軸電流  $i_q$ 、電流位相角  $\beta$  の 3 つの電流パラメータを適切に調整することが重要であることが判明した。そこで、最適な電流パラメータについて、図 6-17 に示す動作点 A および B を例に検討する。二つの動作点のトルクは 20 Nm で等しく、回転速度は動作点 A が基底速度の 1600 rpm、動作点 B が基底速度の 2 倍の 3200 rpm とした。

基底速度である動作点 A では、これまでの結果より、電流位相角  $\beta=0$  一定として、目標トルクを満たす  $i_f$  と  $i_q$  の組み合わせの中から最も効率が高くなるものを選択した。図 6-18 に、動作点 A において、 $\beta=0$  一定とした場合の、 $i_f$  に対する  $i_q$  と効率  $\eta$  の関係を示す。最大トルクの約 1/4 である 20 Nm のトルクを発生する場合、図 6-15 のように  $i_f$  を最大値一定とするよりも、 $i_f=2$  A という適切な大きさに設定した方が効率が高くなるのがわかる。そして、図 6-15 では 92% を下回っていた動作点 A の効率は 93.8% まで向上している。

次に、基底速度の二倍の回転速度である動作点 B では、20 Nm のトルクを満たす  $i_f$  と  $i_q$  の組み合わせに加えて、電機子巻線の電圧が定格値以下になるように  $\beta$  を調整し、これらの組み合わせの中から最も効率が高くなる組み合わせを選択した。図 6-19 は、動作点 B において、 $i_f$  に対する  $i_q$ 、d 軸電流  $i_d$ 、 $\beta$ 、効率  $\eta$  の関係を示す。そして、図 6-20 は、この時の各電流パラメータの組み合わせにおける損失の内訳を示している。 $i_f$  が 5 A の時、 $i_q$  は最小となるが、 $\beta$  は最大となっているため、 $i_d$  は負の値で最大となっている。ゆえに電機子銅損  $W_{ci}$  は最小とはならず、界磁銅損  $W_{cf}$  は最大であるため、全銅損  $W_c$  は最大値となっている。加えて、鉄損  $W_i$  も大きい。そこで、界磁電流  $i_f$  を小さくしていくと、全銅損  $W_c$  と鉄損  $W_i$  はともに減少し、 $i_f=2$  A の時に最小となる。そのため、全損失  $W_{loss}$  も  $i_f=2$  A の時に最小となり、この時の効率は 94.8% で最も高くなる。しかし、界磁電流  $i_f$  をこれ以上小さくすると、q 軸電流  $i_q$  の増加により全銅損  $W_c$  も増加に転ずる。加えて、q 軸磁束の増加に応じて鉄損  $W_i$  も増大する。したがって、動作点 B では、 $i_f=2$  A、 $i_q=42.3$  A、 $\beta=17$  deg の電流パラメータの組み合わせが最も効率が高くなる最適なパラメータである。

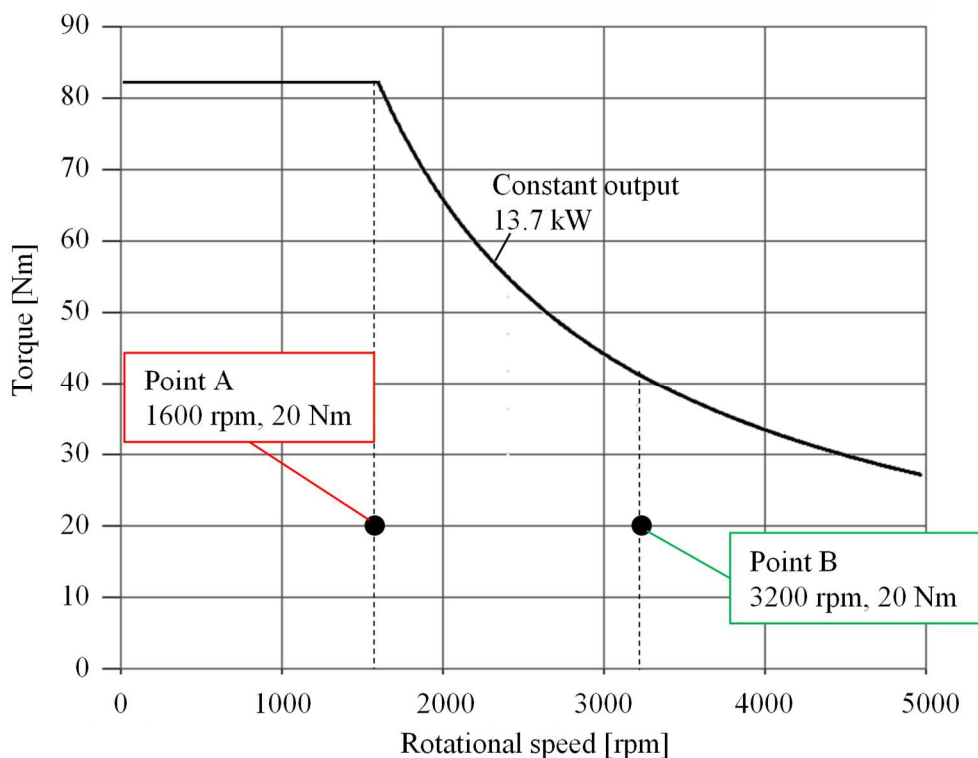


図 6-17 電流パラメータ検討の代表運転点

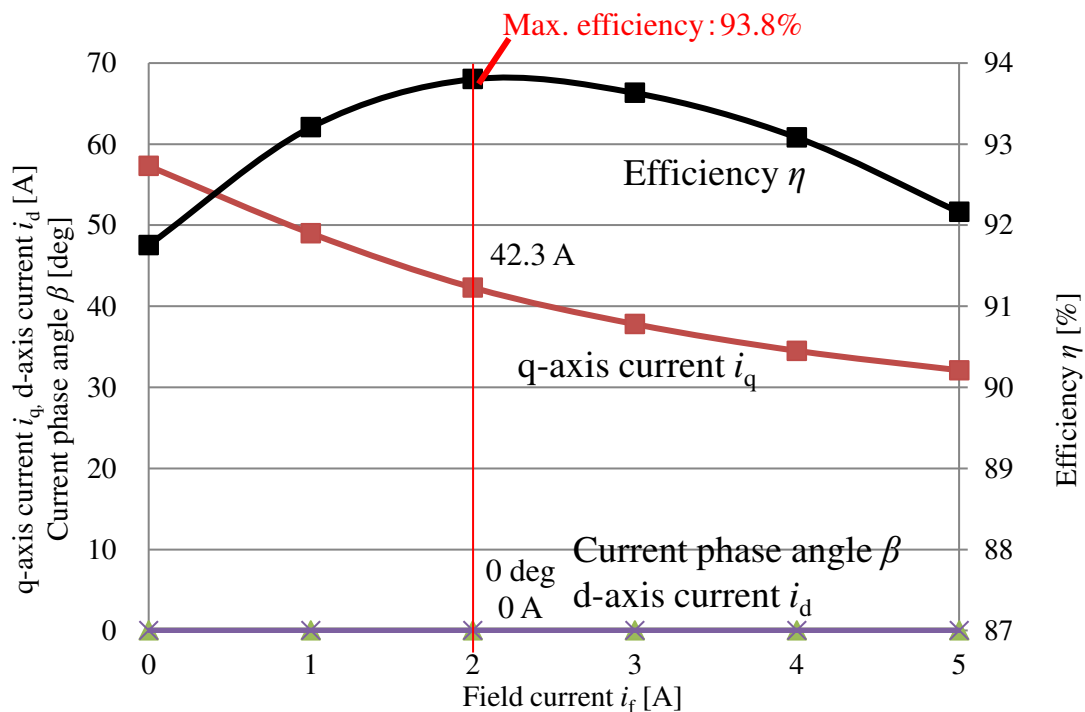


図 6-18 1600 rpm, 20 Nm での界磁電流に対する各特性

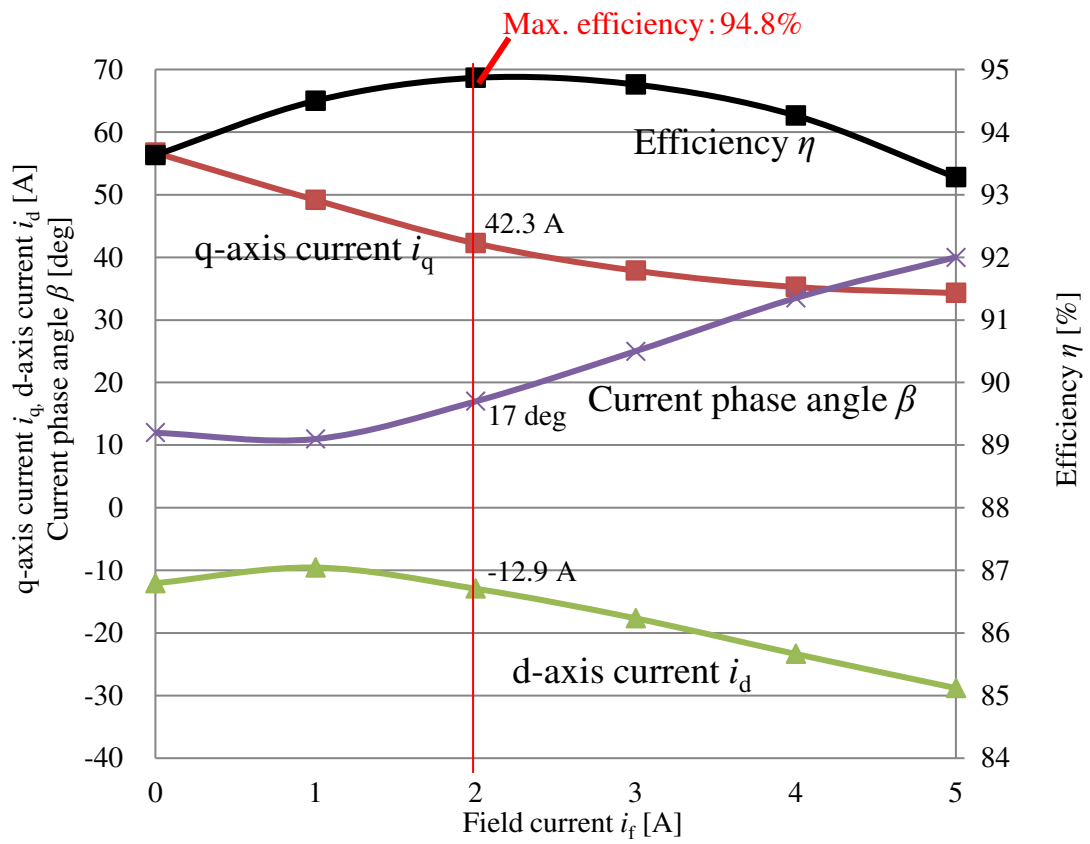


図 6-19 3200 rpm, 20 Nm での界磁電流に対する各特性

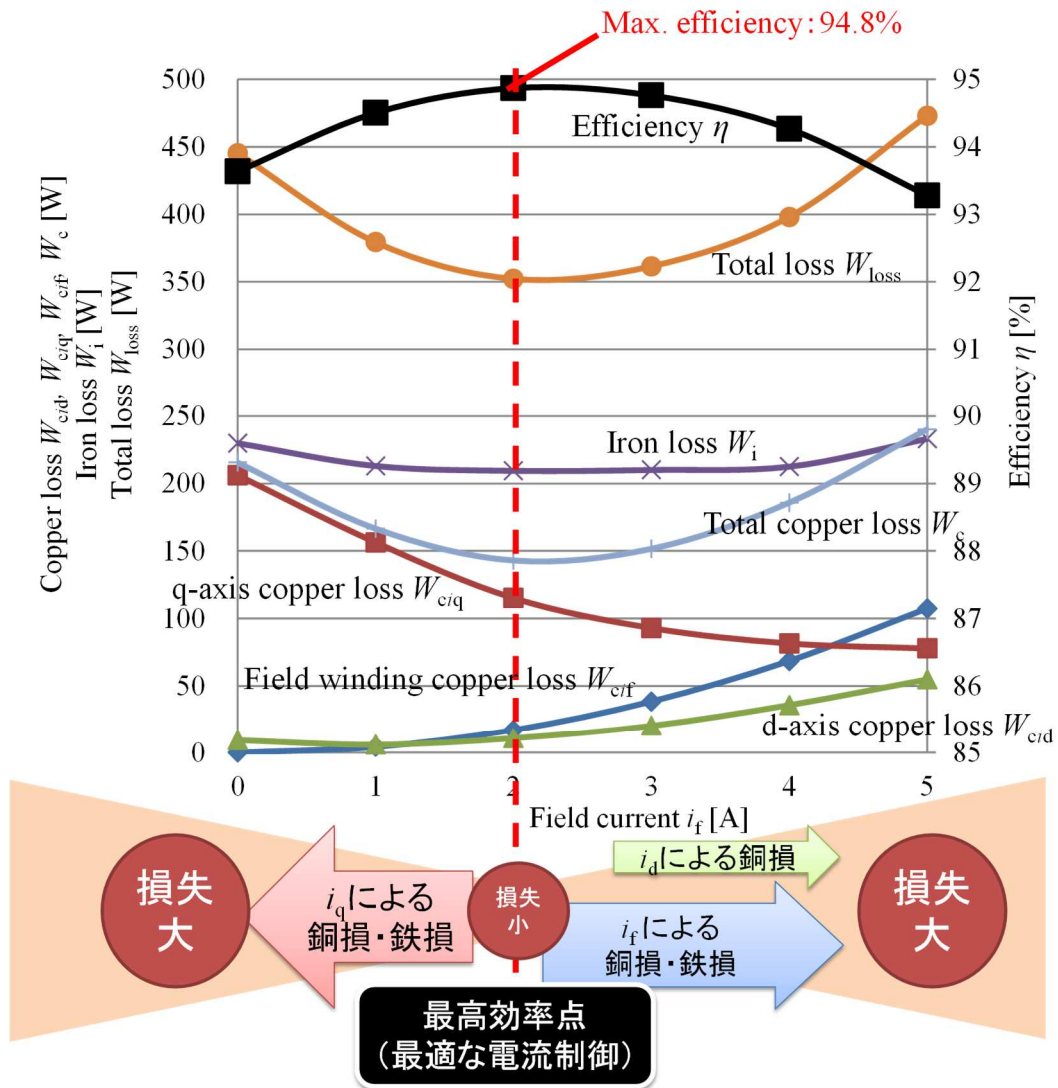


図 6-20 3200 rpm, 20 Nm での界磁電流に対する各損失

#### 6.6.4. 全運転領域での最適運転

前項での検討により、基底速度以下の運転領域では動作点 A と同様の運転方法を、基底速度以上の運転領域では動作点 B と同様の運転方法を用いて、全ての動作点において、最も効率が高くなる電流パラメータの組み合わせを決定した。その際の効率マップを図 6-21 に示す。試作 1 号機にとって最適な運転条件で運転することで、図 6-15 では効率が低下していた破線で示す 10 Nm 以下の低トルク領域においても効率が大きく向上しており、300 rpm から 5000 rpm の全ての運転速度において 90%以上の効率を達成した。また、最高効率は 5000 rpm で 95.2%となった。どちらも目標仕様を達成しており、6.5 節で示したトルク特性および 6.6.2 項で示した定出力特性と合わせて、全ての目標仕様を実機において達成することができた。

図 6-22 に、上記に示す最適運転条件で運転した際の、機械損を含む全損失マップを示す。最高損失点は、実際の運転では比較的機會の少ない登坂走行を想定した、基底速度における最大トルク出力時に表れている。一方、移動体の常用域となる軽負荷領域では、高速域まで低い損失となっている。最高効率が最高速度 5000 rpm で得られていることも含め、高速域での連続運転が行いやすい結果であるといえる。

図 6-23 に、同条件での q 軸電流  $i_q$  マップを示す。トルクの大きさに対して線形性を持っていることが読み取れ、SPM 構造の特徴が表れている。

図 6-24 に、同条件での d 軸電流  $i_d$  マップを示す。また図 6-25 に、電機子電流  $\beta$  マップを示す。回転速度と出力が増加するほど大きな弱め磁束制御を行っている。特に図 6-25 は、図 6-16 とは異なり、各回転速度、そして、各トルクに応じて、適切に界磁電流  $i_f$  を調整しているため、基底速度以上の高速回転領域においても、トルクが小さい低トルク領域では、電流位相角  $\beta$  は小さな値となっている。このことから、必要最低限の弱め磁束制御が行われており、d 軸電流  $i_d$  による銅損を抑制できていることがわかる。

図 6-26 に、界磁電流  $i_f$  マップを示す。高速域においても、界磁電流  $i_f$  はゼロから最大値近くまで広範囲に変化させて調整している。また 2400 rpm 以上では、ごく軽負荷の領域でわずかながら弱め界磁を行い、回転速度の増加にともなって増大する鉄損の抑制を図っている。



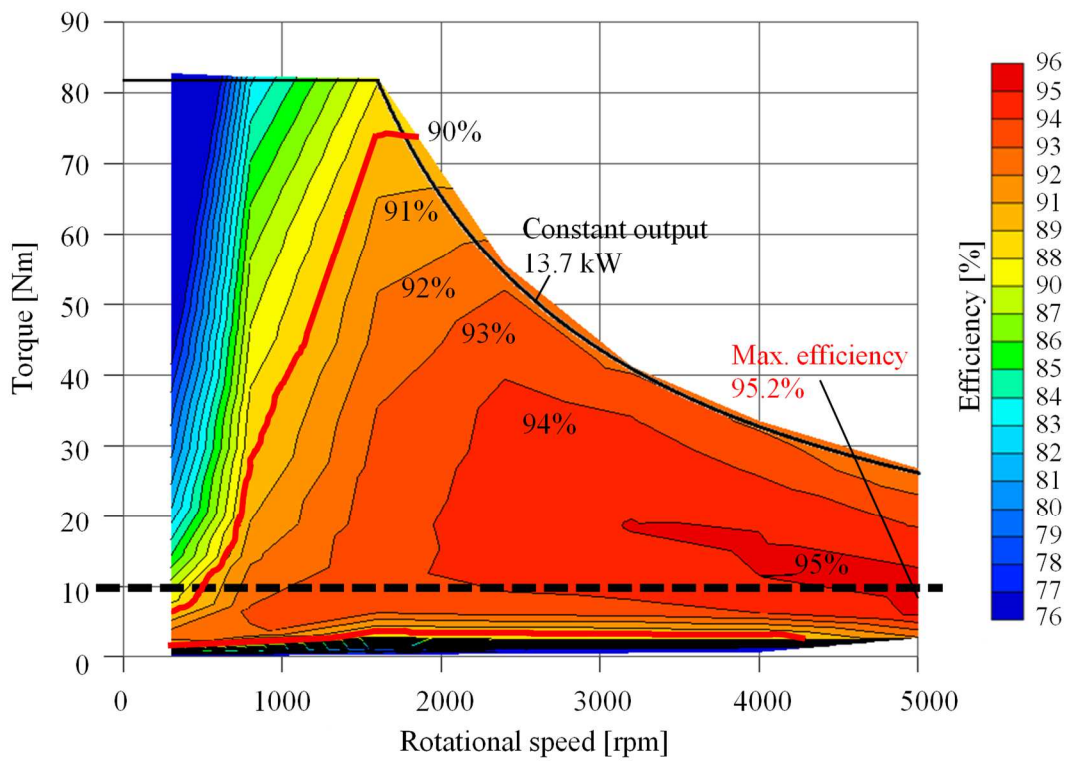


図 6-21 試作 1 号機の最適電流パラメータでの運転における効率マップ

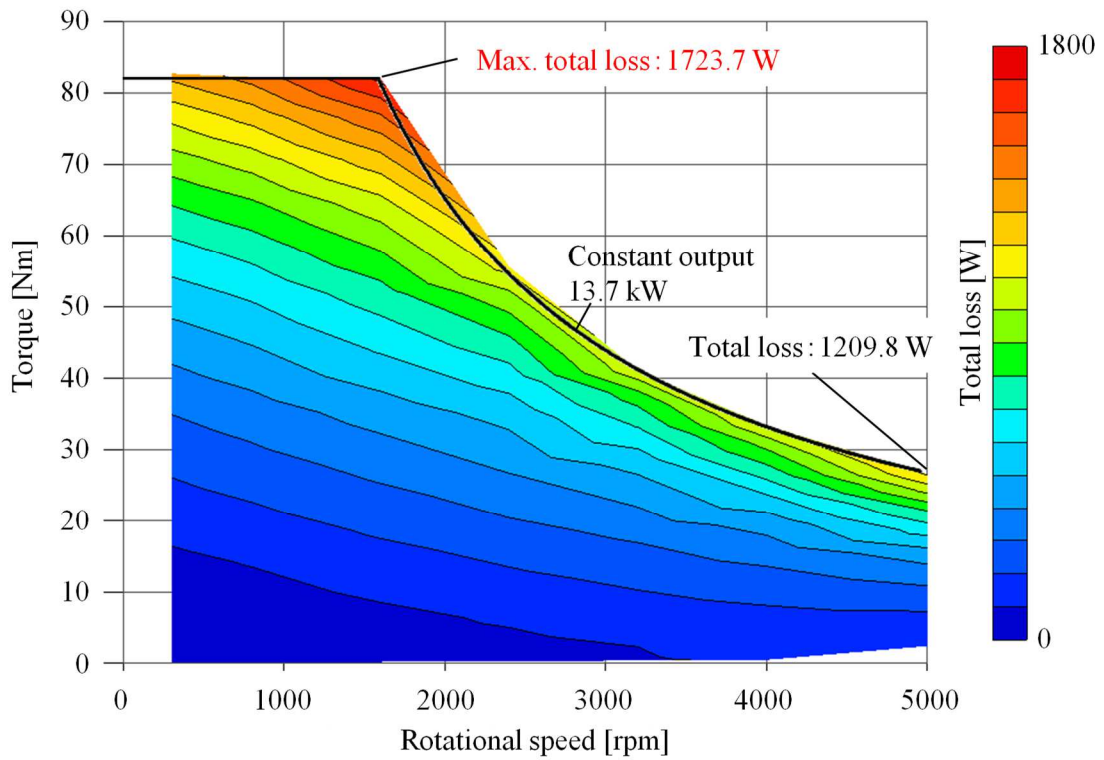


図 6-22 試作 1 号機の全損失マップ

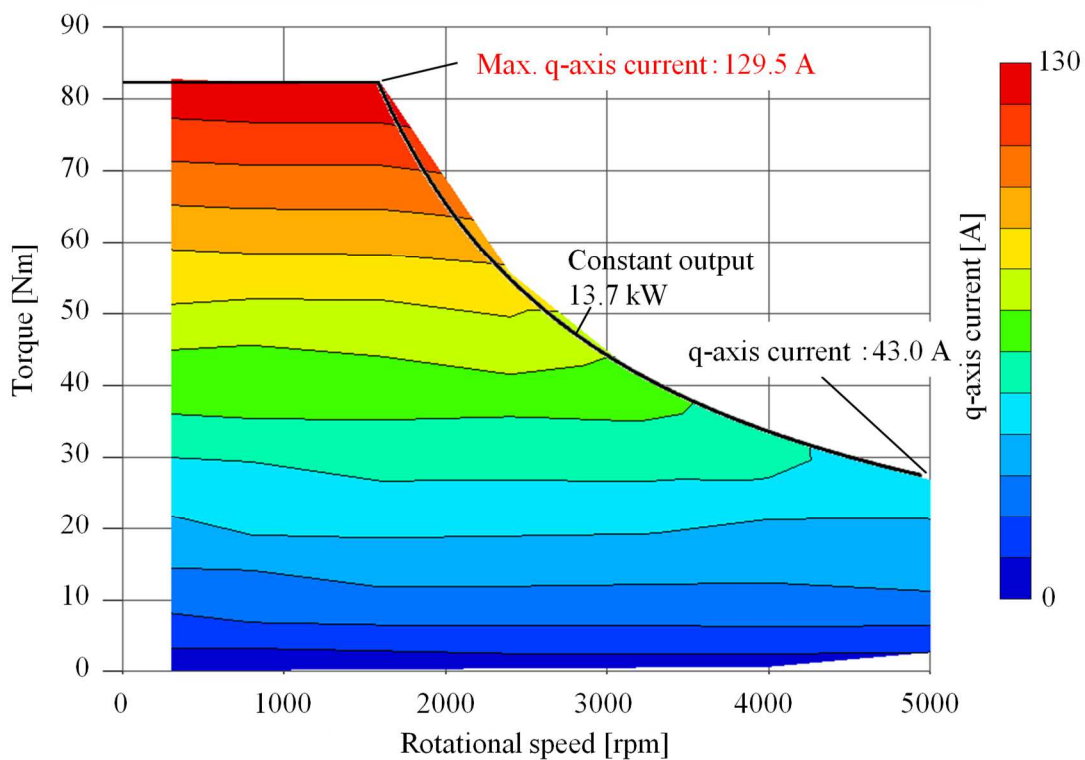


図 6-23 試作 1 号機の q 軸電流  $i_q$  マップ

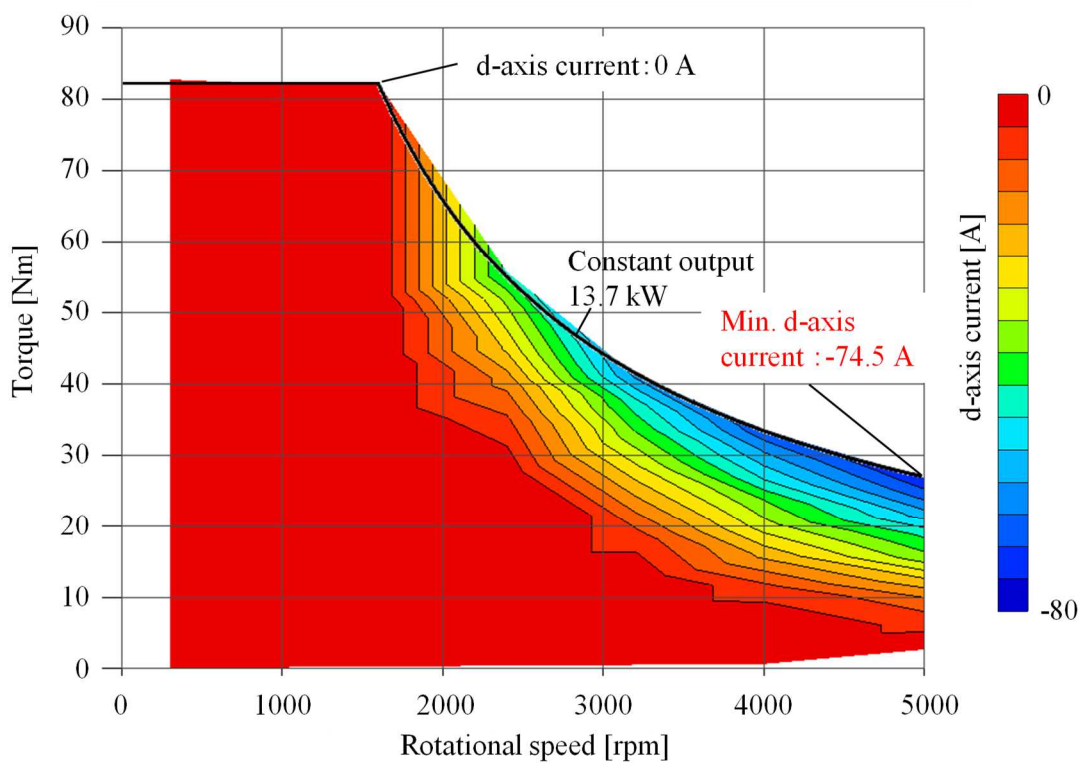


図 6-24 試作 1 号機の d 軸電流  $i_d$  マップ

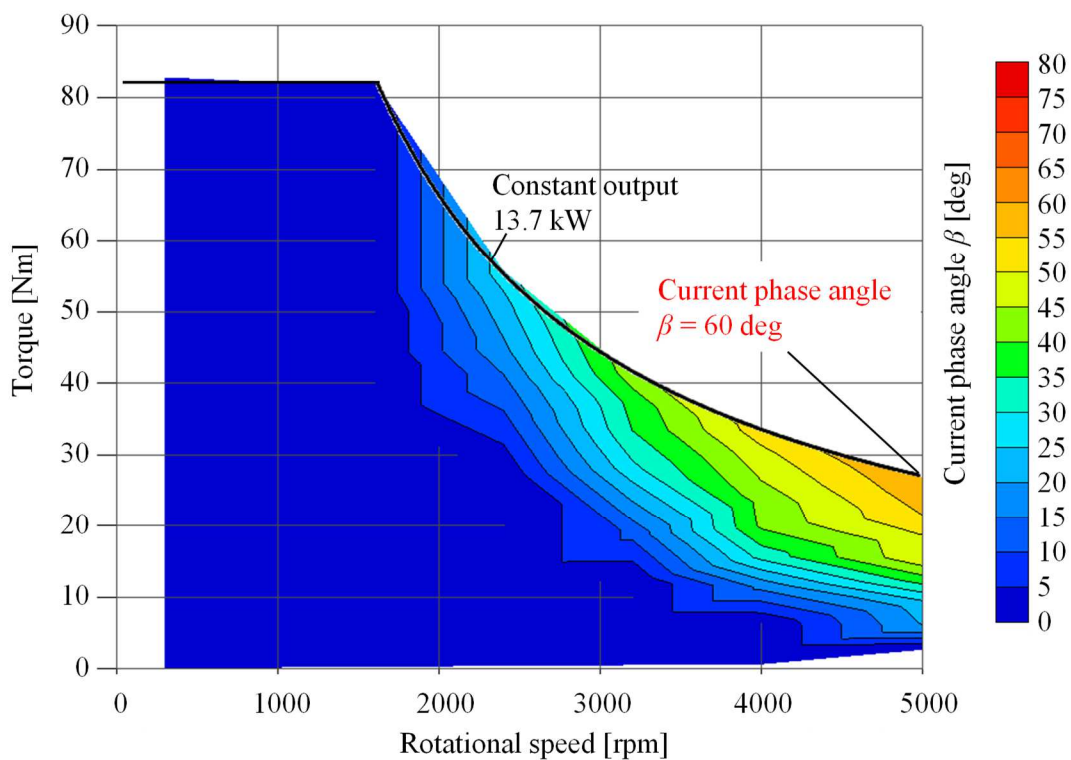


図 6-25 試作 1 号機の電流位相角  $\beta$  マップ

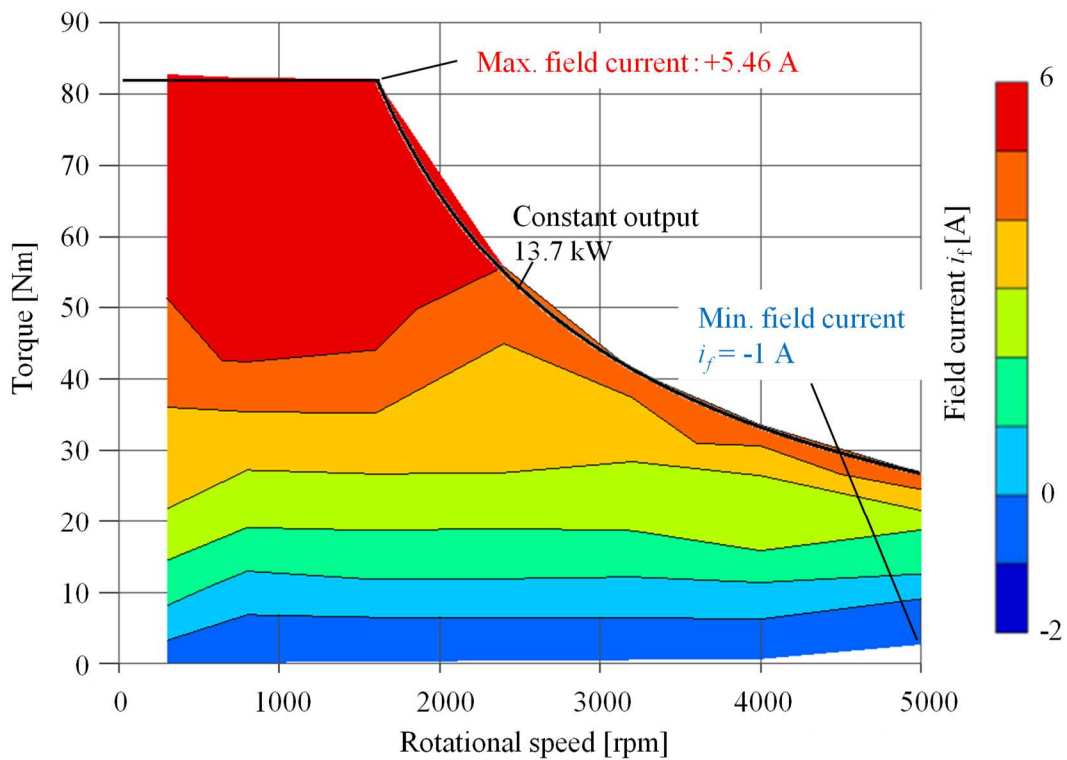


図 6-26 試作 1 号機の界磁電流  $i_f$  マップ

## 6.7. 可変インバータ母線電圧運転時の効率特性 試験結果

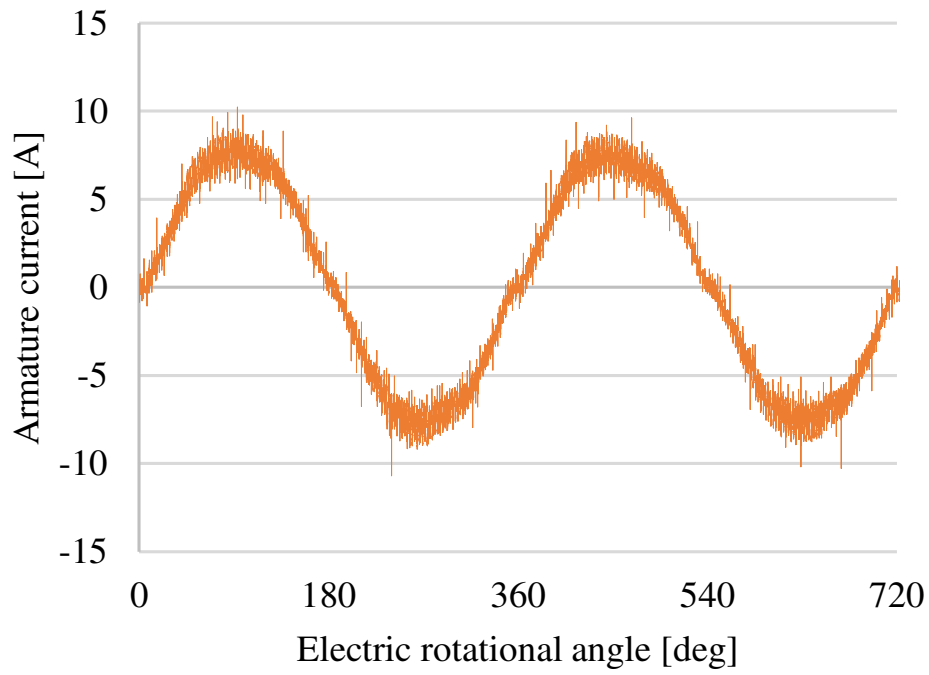
### 6.7.1. 可変インバータ母線電圧運転の概要

インバータは、パワー半導体素子のスイッチング動作により、供給された DC 電力を AC 電力に変換する機能を持つ。動作原理上、インバータに入力される DC 電圧が高ければ高いほど、出力電流に含まれる高調波成分が大きくなり、電流リップルの増大、ひいてはモータ鉄損の増大を招く。前節までは、インバータに入力される DC 電圧を 283 V 一定として全ての試験を行ってきた。低速低トルク領域では、出力電流の基本波成分が小さいため、より小さい DC 電圧でも運転が可能であると考えられる。低速低トルク領域のさらなる効率向上を実現するため、運転領域に応じてスライドトランスを適宜操作し、インバータの入力 DC 電圧を 283 V 以下に設定しつつ効率を測定した。

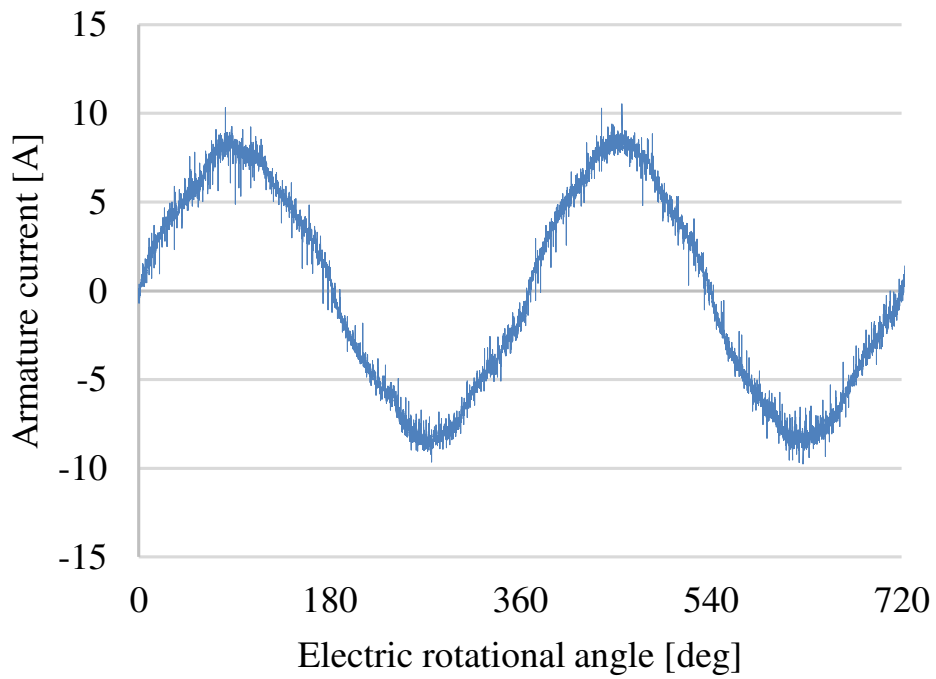
### 6.7.2. 可変インバータ母線電圧運転時の電流波形

図 6-27 に、回転速度 800 rpm、トルク 3.3 Nm の低速低トルクの運転点における電機子電流波形を示す。図 6-27(a)は、前節までの全ての測定で設定していたインバータ入力 DC 電圧 282 V (100%)のときの波形である。一方、図 6-27(b)はインバータ入力 DC 電圧が 71 V (25%)のときの波形である。インバータ入力 DC 電圧を小さく設定した場合、電流リップルを小さくできることが明らかである。

図 6-28 に、図 6-27 の電流波形をフーリエ級数展開した結果を示す。 $f_c$ はインバータのキャリア周波数 (10 kHz)、 $2f_c$ はキャリア周波数の 2 倍 (20 kHz) を意味する。電流の高調波成分は、 $f_c$ 、 $2f_c$  付近の周波数帯に多く発生していることがわかる。また、インバータ入力 DC 電圧 282 V (100%)の場合よりも、71 V (25%)の場合のほうが  $2f_c$  付近の高調波成分がずっと少ないことが明らかである。



(a) Inverter input DC voltage 282 V (100%)



(b) Inverter input DC voltage 71 V (25%)

図 6-27 回転速度 800 rpm, トルク 3.3 Nm 時の電機子電流波形

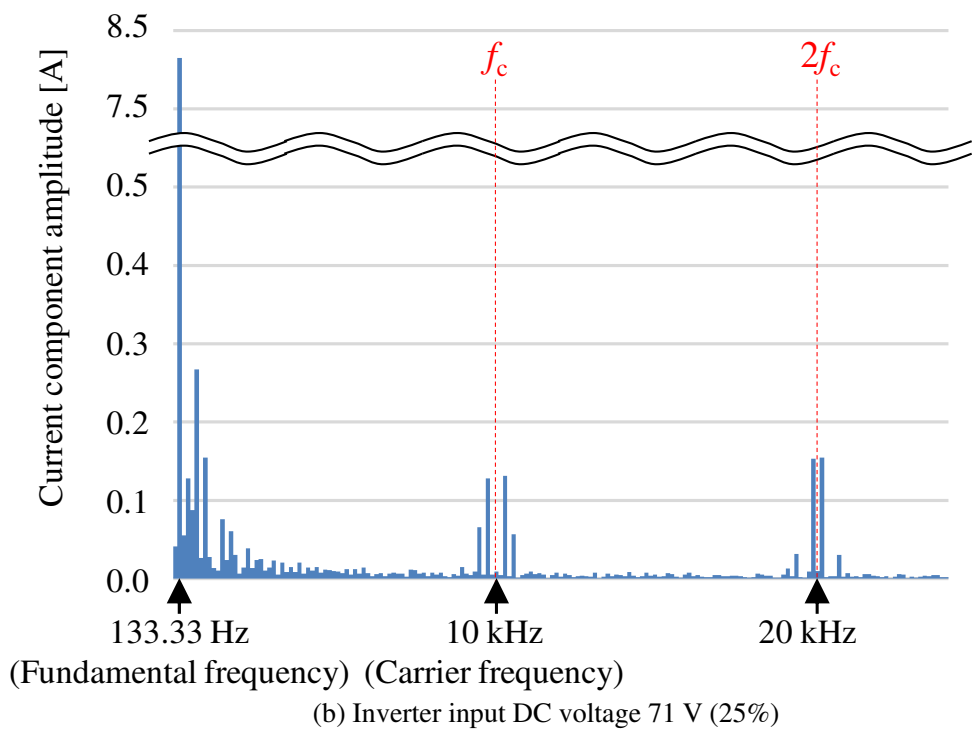
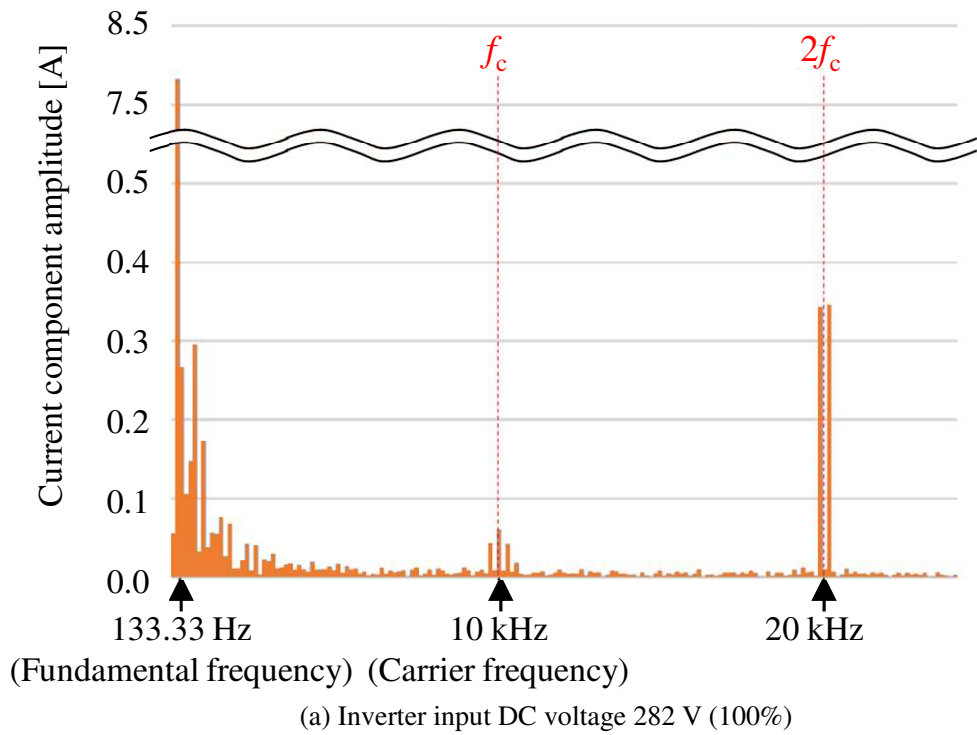


図 6-28 回転速度 800 rpm, トルク 3.3 Nm 時の電機子電流波形 フーリエ級数展開結果

### 6.7.3. 可変インバータ母線電圧運転時の効率

図 6-29 に、低速域でインバータ入力 DC 電圧を適宜調整した場合の効率マップを示す。インバータ入力 DC 電圧は 25%、50%、75%、100% の 4 段階で調整している。図 6-21 の効率マップと比較して、低回転・低トルク領域で 94% 以上の効率領域が拡大していることがわかる。

図 6-30 に、回転速度 800 rpm でのトルク-効率特性を示す。インバータ入力 DC 電圧を 100% 一定にした場合と、可変にした場合のそれぞれで示している。入力電圧を 25%、あるいは 50% に設定可能な低トルク領域では、入力電圧を一定にした場合に比べて効率が向上している。

図 6-31 に、回転速度 800 rpm、トルク 3.3 Nm の運転点において、インバータ入力 DC 電圧が 100% の場合と 25% の場合のそれぞれの損失内訳を示す。銅損はどちらの場合も同等であるが、鉄損は入力電圧 25% の場合のほうが 43% も小さい。高調波電流成分による鉄損が、インバータ入力 DC 電圧を可変にすることで低減されていることがわかる。

以上の結果より、界磁巻線による界磁磁束の操作に加えて、インバータ入力 DC 電圧の操作を行うことで、低速低トルク領域での効率をさらに向上させられることを実証した。

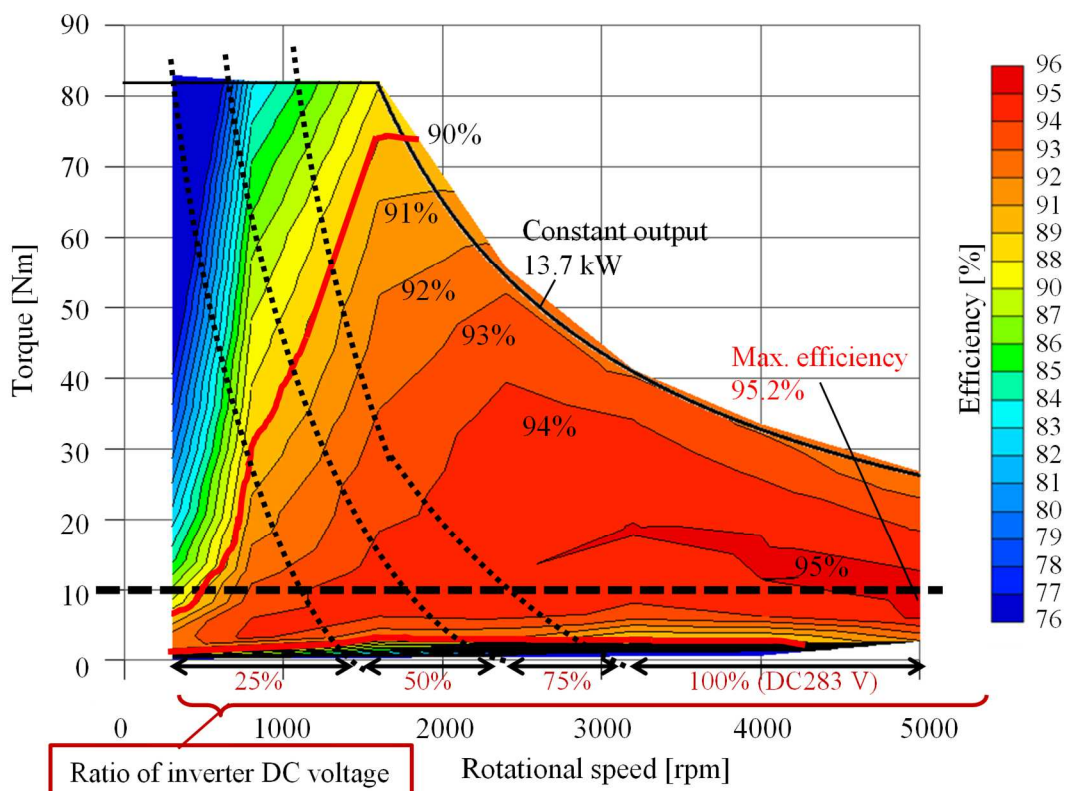


図 6-29 試作 1 号機 インバータ DC 電圧操作時の効率マップ

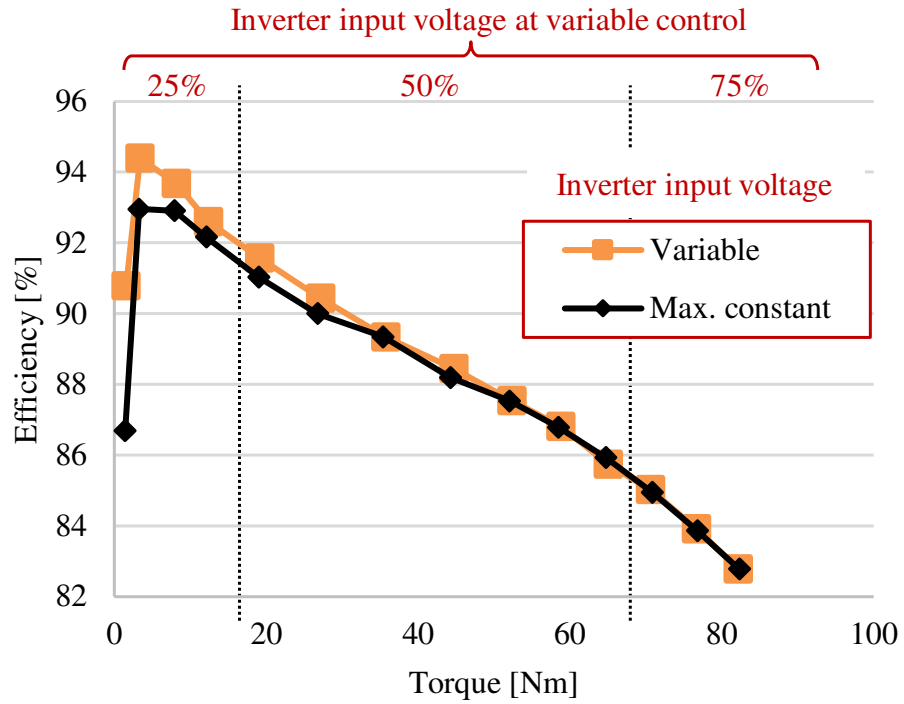


図 6-30 試作 1 号機 回転速度 800 rpm におけるトルク-効率特性

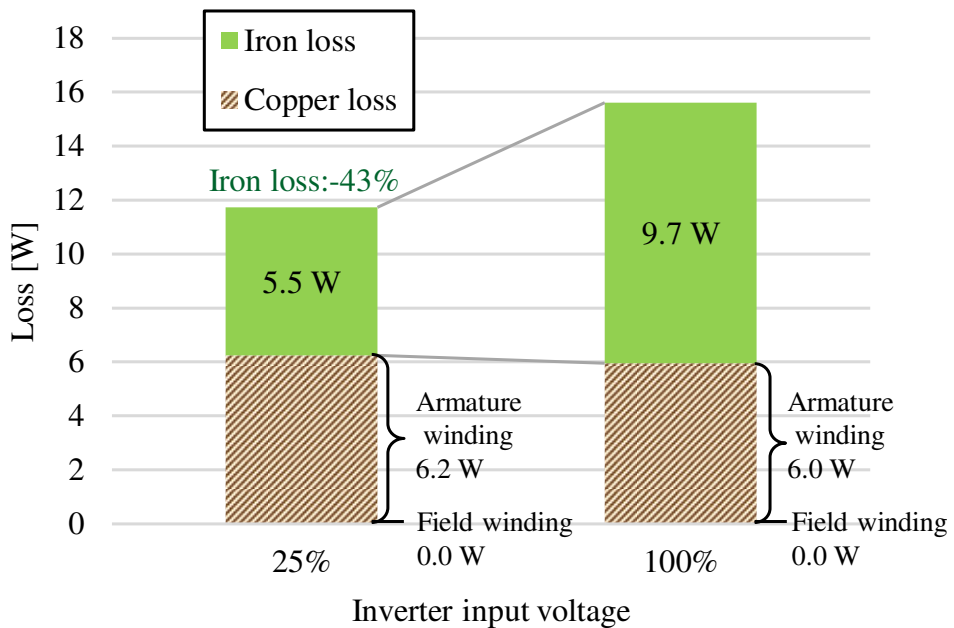


図 6-31 試作 1 号機 回転速度 800 rpm, トルク 3.3 Nm 時の損失内訳



## 6.8. 第6章まとめ

実際に製作した試作1号機の運転特性を紹介した。試作1号機の最高トルクは83.0 Nm, 電機子電流密度1 A/mm<sup>2</sup>あたりのトルク密度は1.85 Nm/(L・A/mm<sup>2</sup>)となり, 市販の希土類磁石を用いたPMSMと同等以上の高トルク特性を実現した。また, 最高95.2%の高効率を達成し, さらに10 Nm以下の軽負荷領域で広く90%以上の効率を実現した。インバータ母線電圧を可変とし, 運転点に応じて最小限の電圧で運転をすることで, 低速低トルク領域での効率をさらに向上させられることを実証した。加えて, 基底速度1600 rpmから最高速度5000 rpmの速度範囲で13.7 kWの定出力を実現した。当初の目標である, ①「高トルク特性」②「軽負荷高効率特性」③「定出力特性」の3つの特性を同時に満足することが可能なモータを開発することができた。

## 7. 界磁巻線を設置したアキシシャルギャップモータ 試作 2

### 号機の実機試験結果

#### 7.1. 試作 2 号機概要

固定子コアの材料を巻鉄心（4.3 節参照）ではなく、SMC を用いて製作したモータを、材料によるモータ性能の変化を確認するために製作した。本章では、試作 1 号機と全く同型であるが、固定子コアの材料に SMC を使用した試作 2 号機の試験結果を紹介・考察する。実験設備や温度条件などは、試作 1 号機の試験と同一とした。試験結果の紹介においては、第 6 章にて示した試作 1 号機の試験結果を適宜併記し、特性の違いを比較する。

#### 7.2. 無負荷誘起電圧特性 試験結果

図 7-1 に、界磁巻線が無通電，最大強め界磁電流通電，最大弱め界磁電流通電の 3 種の条件における無負荷誘起電圧波形を示す。なお，回転速度は基底速度 1600 rpm である。4.3 節の試作 1 号機試験結果と同様に，界磁電流の向きと大きさによって，誘起電圧振幅が変化することがわかる。また表 7-1 に，各波形のひずみ率を示す。最大強め界磁時のひずみ率は 0.9% と非常に低く，良好なひずみ特性が実現できている。

図 7-2 に，界磁電流の変化に対する，無負荷誘起電圧の大きさの推移を示す。界磁電流により，線間電圧は 19.6 Vrms から 103.2 Vrms の範囲で変化しており，5.2 倍の範囲で調整可能である。また，一緒に記載している試作 2 号機の 3D-FEA 結果と傾向が一致していることがわかる。しかし，試作 1 号機の結果よりも全体的に電圧値が低く，最大強め界磁時は 10.6% 低下している。固定子コアを電磁鋼板よりも透磁率の低い SMC にしたことによる影響であると考えられる。

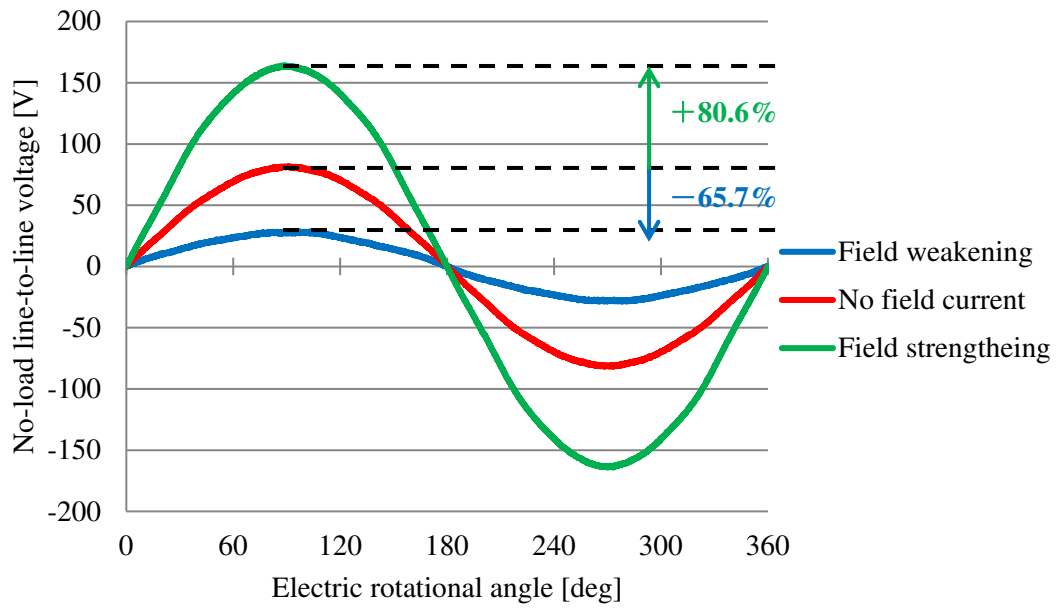


図 7-1 試作 2 号機の無負荷誘起電圧波形

表 7-1 試作 2 号機の無負荷誘起電圧ひずみ率

	Field strengthening	No field current	Field weakening
Total harmonic distortion	0.9%	0.9%	3.2%

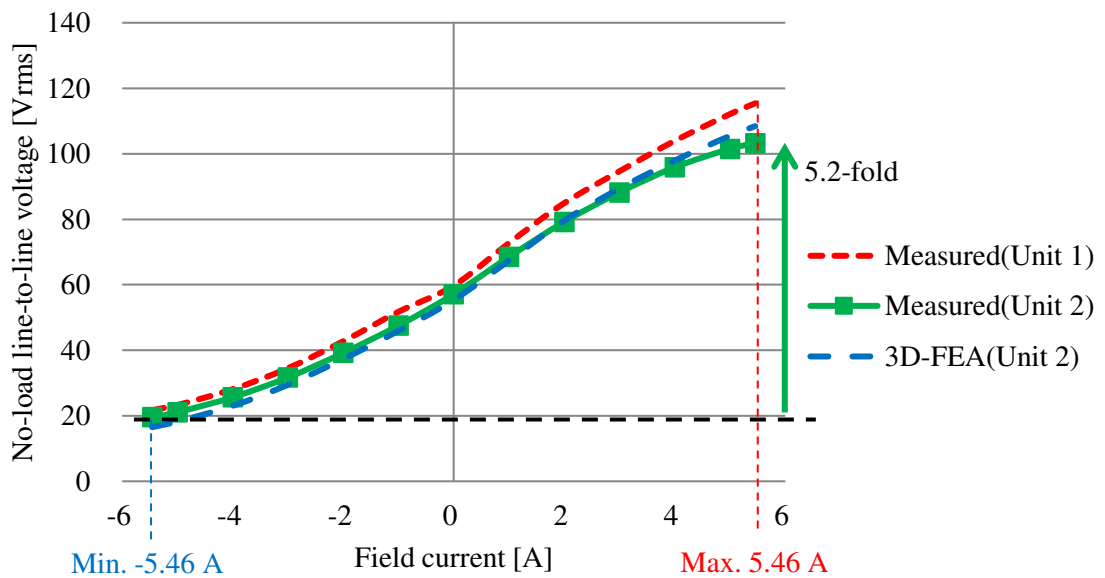


図 7-2 試作 2 号機の界磁電流に対する誘起電圧

### 7.3. トルク特性 試験結果

図 7-3 に、基底速度 1600 rpm における、電機子電流の変化に対するトルクの推移を示す。なお、界磁電流の大きさを無通電時から強め界磁方向に 1 A 刻みで、最大界磁電流 5.46 A まで設定し、それぞれの界磁電流値における特性を並べて記載している。6.4 節の試作 1 号機試験結果と同様に、界磁巻線の大きさによって傾きが異なるトルク曲線が得られている。電機子電流・界磁電流ともに最大値を通電した時の、最大トルクの値は 74.0 Nm となり、最高出力は 12.4 kW となる。図中黒色の点線にて示される試作 1 号機の結果と比較すると、試作 2 号機の方が 9.9%低い。固定子コアを電磁鋼板よりも透磁率の低い SMC にしたことによる影響であると考えられる。トルク密度は 19.7 Nm/L となり、これを電機子電流密度 1 A/mm<sup>2</sup> 当たりの値とすると、1.65 Nm/(L・A/mm<sup>2</sup>)となる。

図 7-4 に、300 rpm における、界磁電流の変化に対するトルクの推移を示す。誘起電圧と同様に、トルクが全体的に試作 1 号機の結果よりも小さくなっている。最大弱め界磁から最大強め界磁までのトルク操作範囲も 4.9 倍となり、界磁巻線によるトルク増減能力が低下していることがわかる。

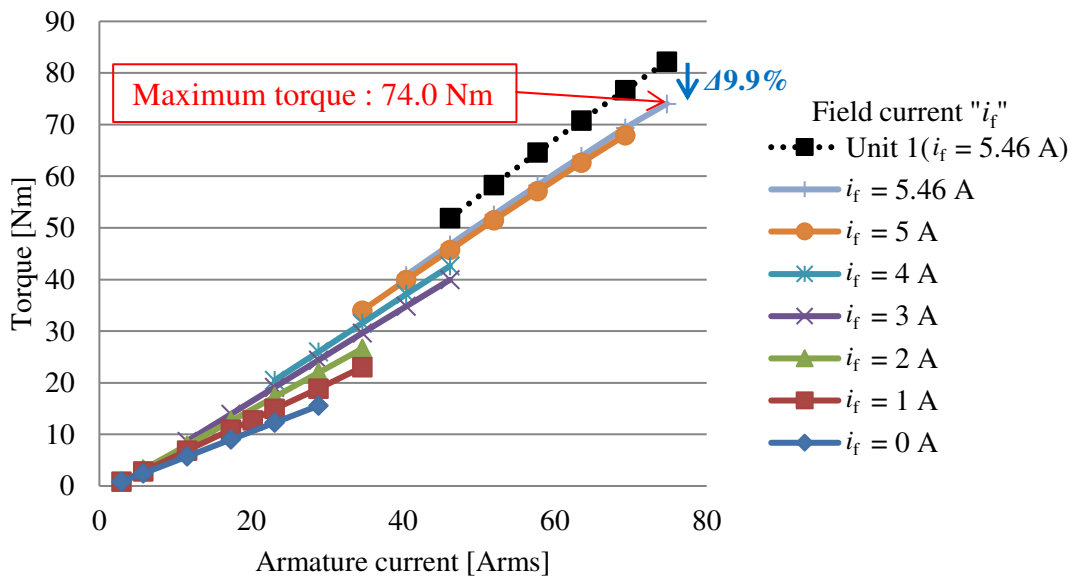


図 7-3 試作 2 号機の電機子電流に対するトルク

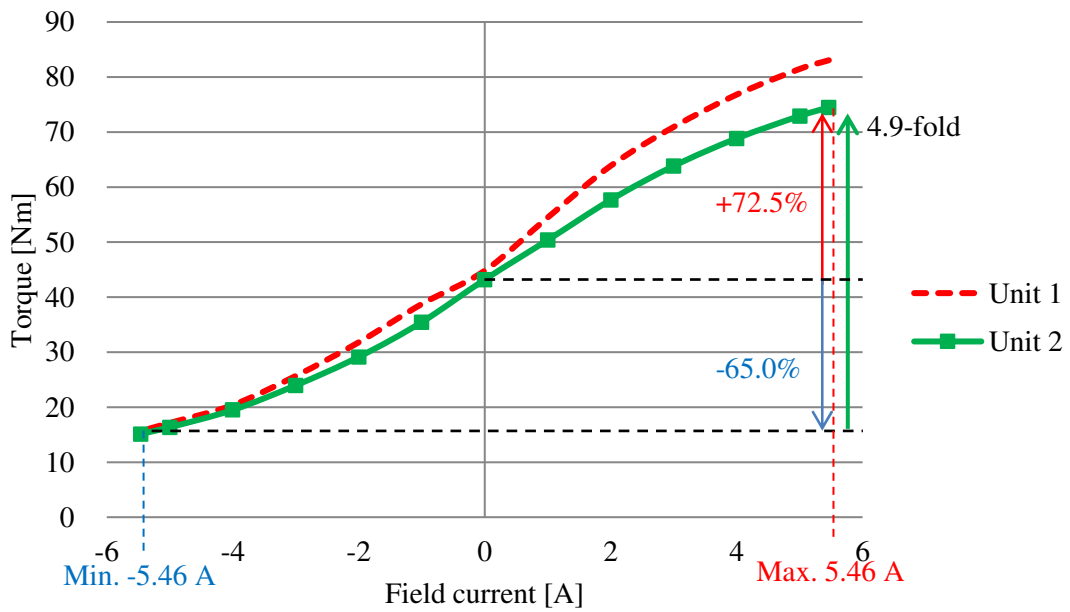


図 7-4 試作 2 号機の界磁電流に対するトルク

## 7.4. 効率特性 試験結果

本節では、試作 2 号機の全運転領域における効率特性について議論する。各電流パラメータは、6.5 節にて説明した試作 1 号機における効率測定と同様の方法を用いて決定する。

図 7-5 に、試作 2 号機の効率マップを示す。試作 1 号機と比較して、全体的に効率が 1～2%低下している。最高効率は 93.5%となった。

図 7-6 に、機械損を含む全損失マップを示す。最高損失点は、1 号機と同様に基底速度における最大トルク出力時に表れているが、1 号機の値よりも大きくなっている。出力が低下しているにもかかわらず、大電流通電時に鉄損が増大することを示している。

図 7-7 に、 $q$  軸電流  $i_q$  マップを示す。トルクの大きさに対して線形性を持っていることが読み取れ、SPM 構造の特徴が表れている。

図 7-8 に、 $d$  軸電流  $i_d$  マップを示す。また図 7-9 に、電機子電流  $\beta$  マップを示す。回転速度と出力が増加するほど大きな弱め磁束制御を行っている。試作 1 号機と比較して若干  $i_d$  が小さくなっているが、これは SMC の透磁率が低い分、界磁磁束が弱まり、弱め磁束制御の必要性が薄れたためだと考えられる。

図 7-10 に、界磁電流  $i_f$  マップを示す。1 号機と比較して、高速域において大きな強め界磁を行っていない。高速域での鉄損増大量が大きく、また出力自体が小さいため、強め界磁を抑制したほうが効率が高くなっていると推測できる。

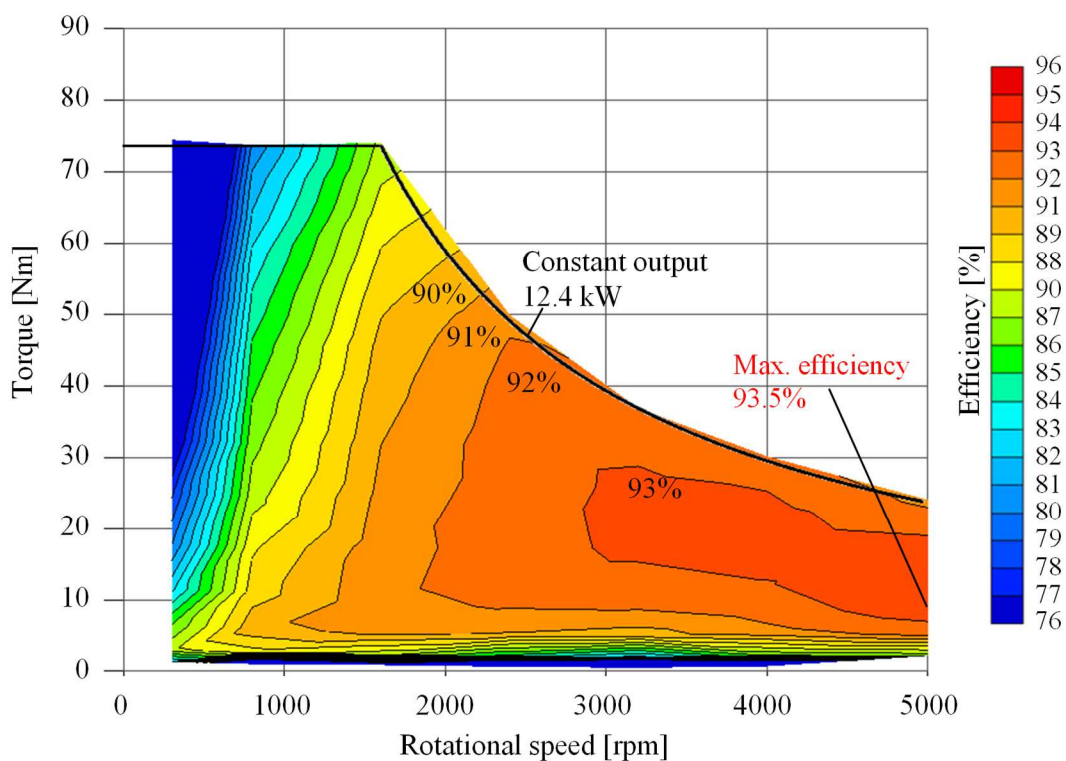


図 7-5 試作 2 号機の最適電流パラメータでの運転における効率マップ

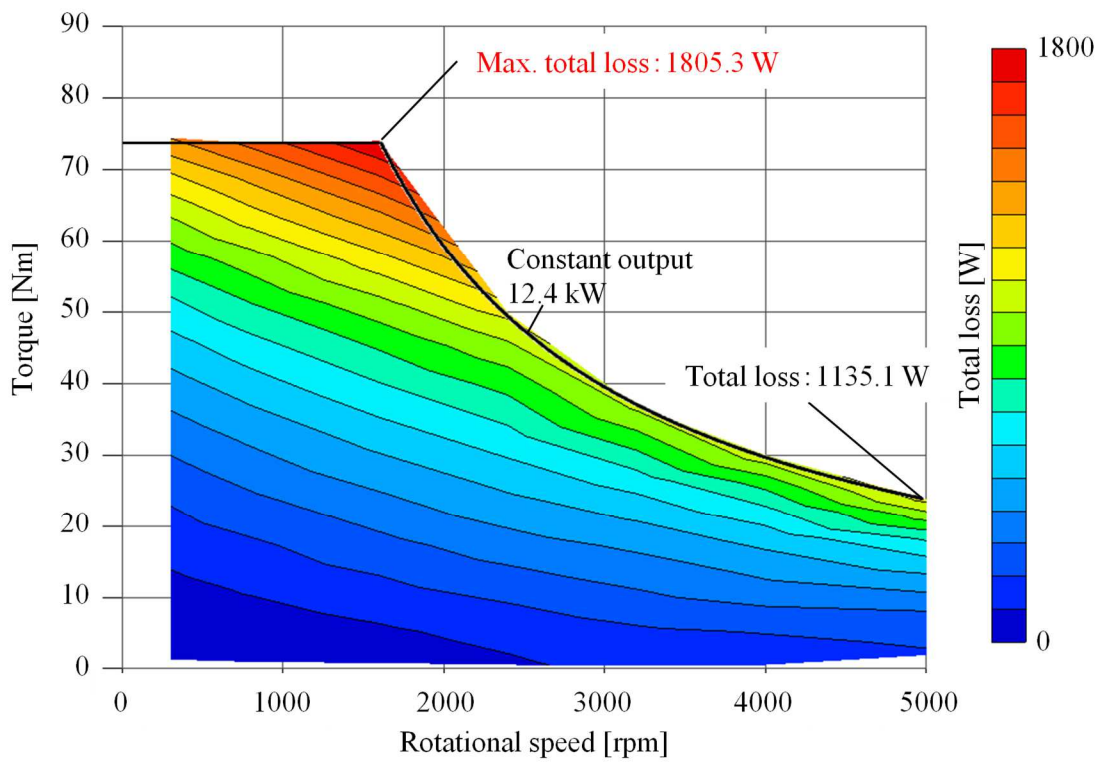


図 7-6 試作 2 号機の全損失マップ

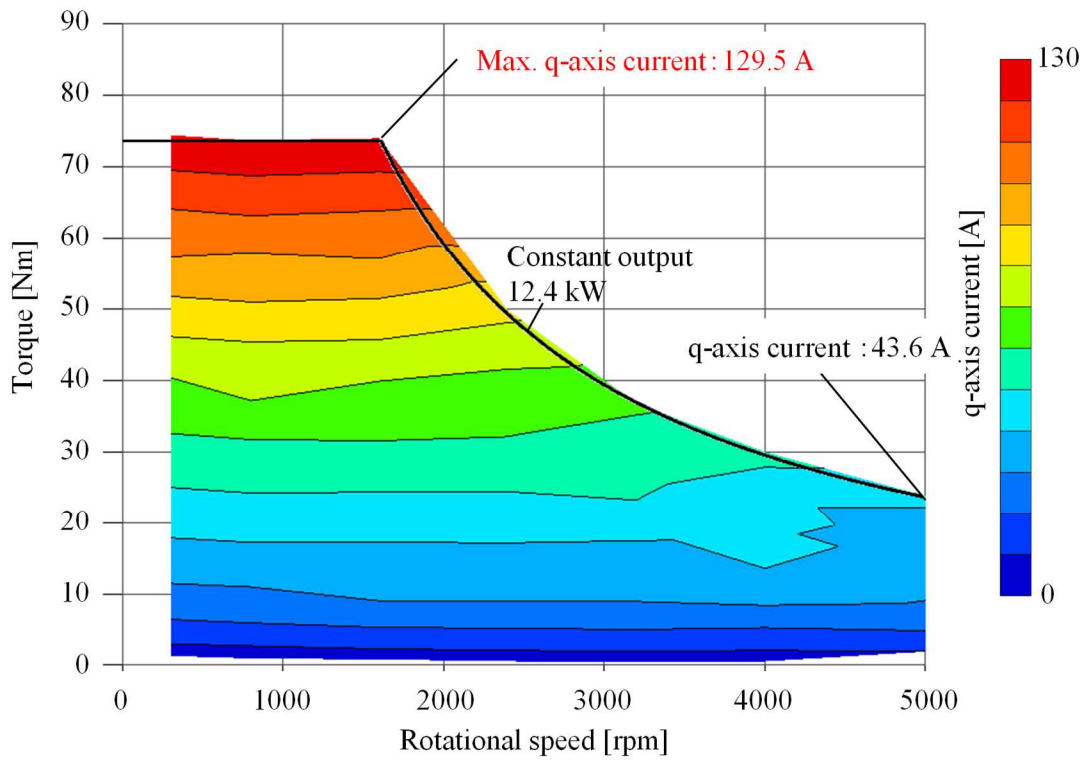


図 7-7 試作 2 号機の q 軸電流  $i_q$  マップ

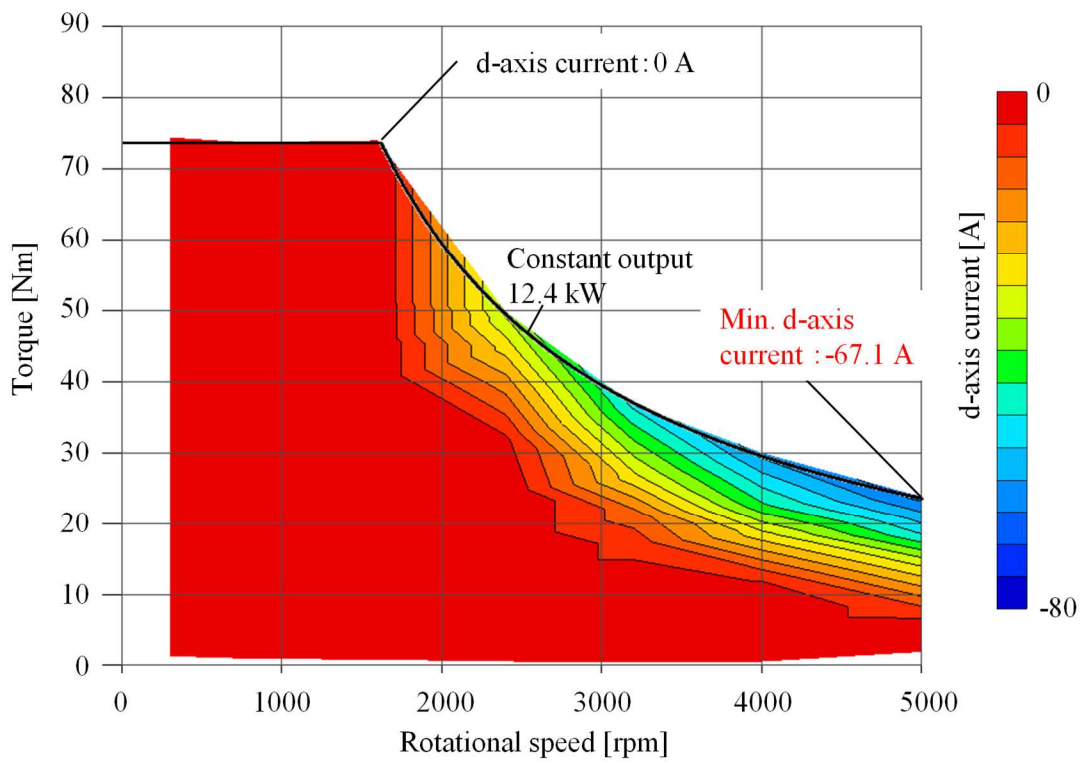


図 7-8 試作 2 号機の d 軸電流  $i_d$  マップ

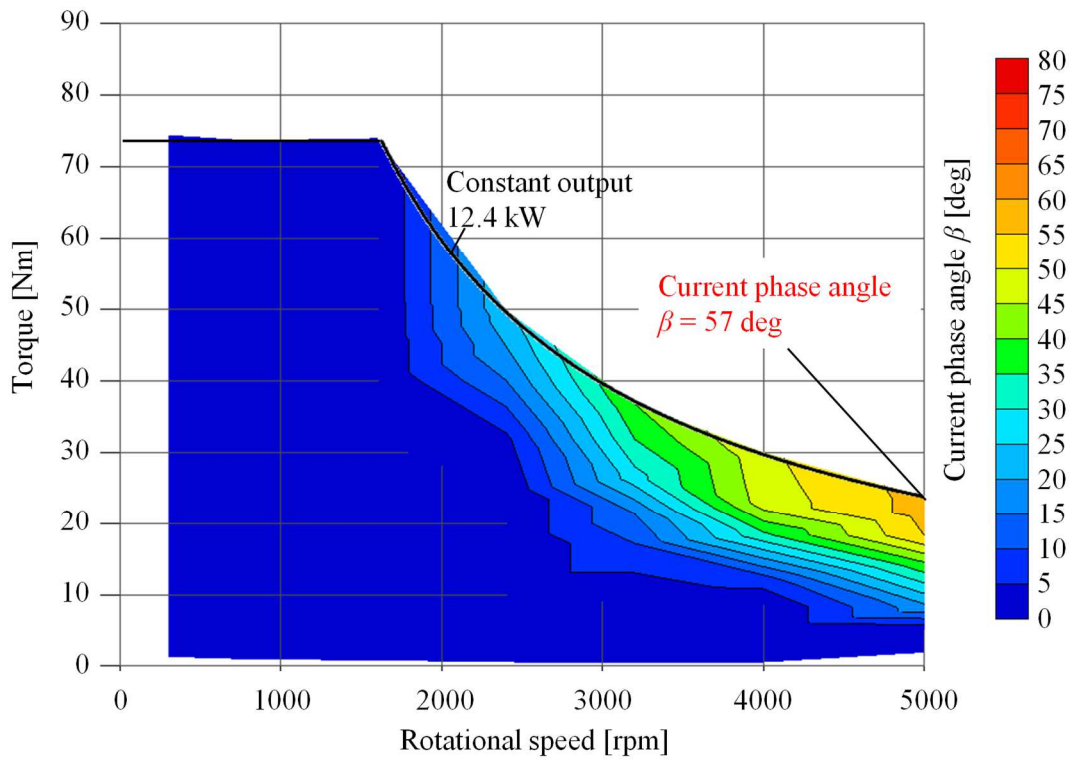


図 7-9 試作 2 号機の電流位相角  $\beta$  マップ



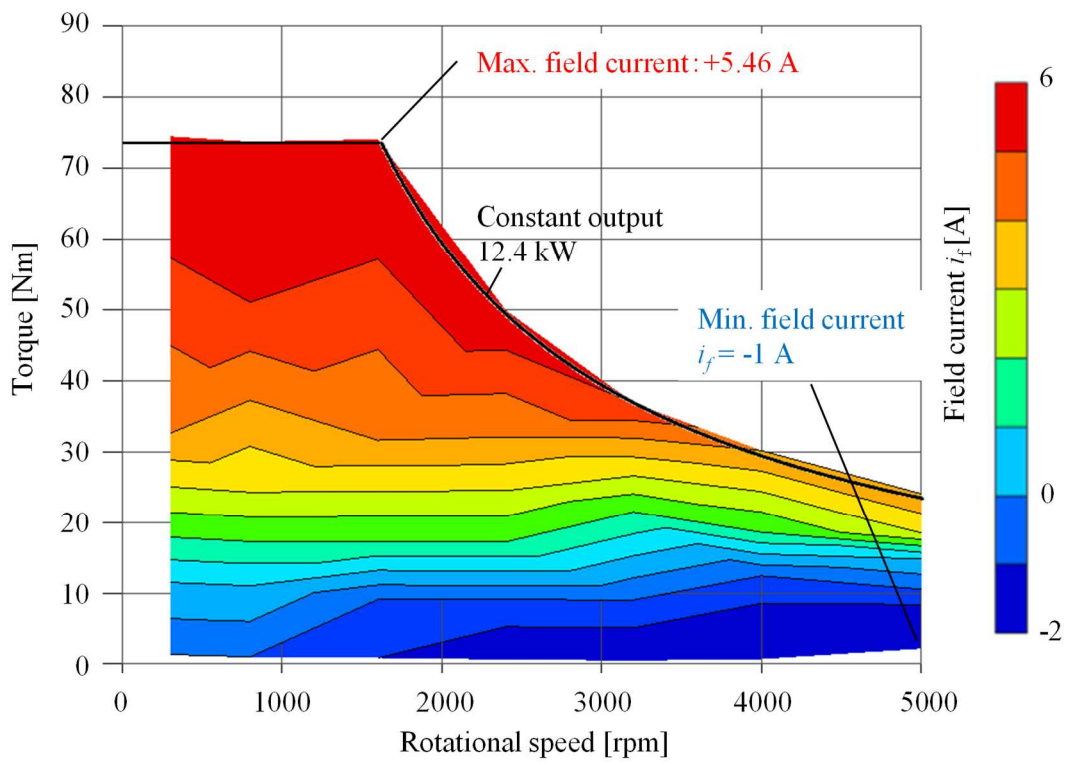


図 7-10 試作 2 号機の界磁電流  $i_f$  マップ

## 7.5. 第7章まとめ

試作1号機と同型であるが、固定子コアの材料をケイ素鋼版の巻鉄心から圧粉鉄心に変更した、試作2号機の運転特性を紹介した。最高トルクは74.0 Nm, 電機子電流密度1 A/mm<sup>2</sup>当たりのトルク密度は1.65 Nm/(L・A/mm<sup>2</sup>)であった。また、最高効率は93.5%であった。いずれも1号機を下回っており、提案するモータの材料として、SMCよりケイ素鋼版の巻鉄心が電氣的・磁氣的な特性において優れていることが判明した。

## 8. 結論

本論文は、インホイール車両駆動用レアアースレス永久磁石同期モータとして、2種類のフェライト磁石を使用したアキシシャルギャップモータを提案し、その高出力密度化の方法について議論した。

まず、従来のアキシシャルギャップモータに比べ、小型・軽量化を実現可能な3 kW アキシシャルギャップモータを3D-FEAを用いて検討した。従来モータに採用されていた固定子のオープンスロット構造は、固定子ティースに巻回されている巻線に磁石磁束が鎖交しうず電流が発生しないよう、ティースの巻線からの飛び出し部を大きく設けている。そのため、軸長が大きくなりやすい傾向にあった。そこで、ティース先端の磁石対向面を拡大する「つば」を設ける半閉スロット構造を提案した。つばによって磁石磁束の巻線への鎖交を防ぐことができるとともに、つばにより磁石磁束をより多く活用することが可能となり、巻線ターン数を削減することができる。半閉スロット構造はつばを含めた軸長をオープンスロット構造の軸長より小さくしながら、トルクや効率は同等の特性を得ることができることを示した。最終的に、3 kW アキシシャルギャップモータにおける目標の「軸長 40 mm, 重量 3.7 kg 未満」を達成するモータを設計することができた。提案する半閉スロット構造のアキシシャルギャップモータが要求仕様を満足する見込みを得られたため、実際に試作機を製作し、実機試験を行った。目標仕様を達成するトルクや出力を得るとともに、広い範囲で90%を超える高効率を実現可能であることを確認した。連続運転時の巻線温度の測定も行い、最大出力・定格出力の両方において、それぞれに要求される連続運転時間を余裕を持って達成することを確認した。結果として、提案した小型・軽量化を実現可能な3 kW アキシシャルギャップモータは、当初の目標仕様を全て満足することを確認した。

次に、希土類磁石に匹敵する高トルク出力と、希土類磁石使用時には困難だった軽負荷における高効率を達成できる、直流界磁巻線を設置したフェライト磁石コンシクエントポールPM型アキシシャルギャップモータを3D-FEAを用いて検討した。永久磁石の一部を圧粉鉄心に置き換え、界磁巻線によって励磁することで、磁石の代替とする。界磁巻線に通電する直流電流の向きや大きさによって、界磁磁束の大きさをフレキシブルに変更することができ、さまざまな負荷に対して最適な界磁磁束を設定することで、高トルク特性と軽負荷高効率特性の両立が可能となる。提案するモータに適した極-スロットの組み合わせや、損失を抑制できる構造を模索した。解析を繰り返した結果、十分性能の高いモータを実現できると判断したため、実際に試作機を製作し、実機試験を行なった。試作1号機の最大トルクの値は83.0 Nmとなり、最高出力は13.7 kWとなった。電機子電流密度1 A/mm<sup>2</sup>当たりの最高トルク密度の値は1.85 Nm/(L・A/mm<sup>2</sup>)であり、市販の希土類磁石を用いたハイブリッド自動車駆動用モータと同等以上のトルク特性を実現した。さらに、高速域まで定出力運転を行うためには、界磁巻線による強め界磁制御と、電機子巻線による弱め磁束制御

を併用する必要が有ることを明らかにした。また、全運転範囲で高効率の運転を行うための、各電流パラメータの組み合わせを実機試験により探索した。最適な電流パラメータ設定で運転した場合、最高効率は95.2%を達成し、軽負荷領域においても広い範囲で90%以上の効率を達成することができた。

以上の結果が示すように、本論文で提案したモータは、いずれも従来より高出力密度化を実現し、かつ高効率特性も両立できる優れたモータである。

## 参考文献

- [1] IHS Markit Automotive “Light Vehicle Powertrain Forecasts” (2021/08)
- [2] F. Momen, K. Rahman and Y. Son, "Electrical Propulsion System Design of Chevrolet Bolt Battery Electric Vehicle," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 1, pp. 376-384, Jan.-Feb. 2019, doi: 10.1109/TIA.2018.2868280.
- [3] J. Aoki, T. Ashikaga, Y. Nakano, K. Nagata, H. Kakei, J. Matsubara, M. Okamoto, Y. Yamamoto, S. Ishida, “Development of Inverter-Integrated Motor Units”, Proc. of EVTeC & APE Japan 2016, 20169069, 2016
- [4] S. Oki, R. Mizokami, T. Ikemi, S. Ishikawa, “Newly developed concentrated winding motor for a front-wheel-drive hybrid electric vehicle”, Proc. of EVTeC & APE Japan 2016, 20169093, 2016
- [5] Takahisa Yashiro, Shinya Sano, Keiji Takizawa, Tatsuhiko Mizutani, "Development of New Motor for Compact-Class Hybrid Vehicle", Proc. of EVTeC & APE Japan 2016, 20169091, 2016
- [6] 春野健太郎, 八代堯久, 佐野新也, 滝澤敬次, 水谷竜彦, 「小型ハイブリッド車用 新型モータの開発」, 自動車技術会春季学術講演会, 206, 20165206, pp1095-1099, 2016
- [7] 大上真樹, 井上雅志, 高松宏光, 赤井健一, 鎌田太一郎, 「ハイブリッドシステム用新構造モータの開発」, 自動車技術会春季学術講演会, 207, 20165207, pp1100-1105, 2016
- [8] Takashi Abe, Tadashi Ashikaga, Hiroshi Oguri, Yoshinori Nakano, Koji Nagata, Akinori Morikawa, Masumi Oyadomari, "Development and Commercialization of Motor and Inverter for Electric Vehicle, "i-MiEV" ", The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS25) November 5 - 9, 2010, Shenzhen, China
- [9] D. Jung, J. Song, U. Lee and H. Lee, "Improving design of HEV traction motor for high power density," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011, pp. 2677-2680, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944755.
- [10] R. Tsunata, M. Takemoto, S. Ogasawara and K. Orikawa, "Variable Flux Memory Motor Employing Double-Layer Delta-Type PM Arrangement and Large Flux Barrier for Traction Applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 57, no. 4, pp. 3545-3561, July-Aug. 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3068329.
- [11] 一般社団法人新金属協会 “希土類（レアアース）産業が直面した問題とその対応総合資源エネルギー調査会”, 経済産業省 総合資源エネルギー調査会 資源・燃料分科会 鉱業小委員会 第2回資料 (2014/06/05)  
[https://www.meti.go.jp/shingikai/enecho/shigen\\_nenryo/kogyo/pdf/002\\_03\\_00.pdf](https://www.meti.go.jp/shingikai/enecho/shigen_nenryo/kogyo/pdf/002_03_00.pdf)
- [12] 水谷良治, 立花武, 森本雅之, 赤津観, 星伸一: 「自動車の低燃費化に貢献する電動化技術」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 9, pp. 884-891, 2015

- [13] 水谷良治：「プリウスに見るモータの小型・高効率化の変遷」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 4-S9-1, IV-33-36, 2014
- [14] 石川茂明：「日産リーフにおける駆動モータの進化」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 4-S9-3, IV-43-46, 2014
- [15] 山本恵一：「自動車用主機モータの技術動向とブレークスルー展望～ホンダにおける小型・高効率化の変遷～」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 4-S9-2, IV-37-42, 2014
- [16] 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO), 「次世代自動車向け高効率モーター用磁性材料技術開発 基本計画」  
<https://www.nedo.go.jp/content/100566603.pdf> (2021/07/02)
- [17] 日刊工業新聞, 「センサー, レアアース不要に 鉄ニッケル磁石の小型モーター用開発」 (2021/11/19) <https://www.nikkan.co.jp/articles/view/618971>
- [18] 日刊工業新聞, 「ネオジム使用 2ー5 割減 トヨタと大同特殊鋼など, 次世代磁石部材を開発」 (2020/12/18) <https://www.nikkan.co.jp/articles/view/582294>
- [19] 相馬慎吾, 白土英治, 藤代智, 「重希土類フリーHEV 用モータの磁気形状研究」, 自動車技術会秋季学術講演会, 008, 20166008, pp39-43, 2016
- [20] J. Park, R. Tsunata, M. Takemoto, K. Orikiawa and S. Ogasawara, "Investigation of Dy-Free Hybrid PM Motor Based on Spoke-Type Rotor for Automotive Applications," 2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2021, pp. 1-8, doi: 10.1109/IEMDC47953.2021.9449493.
- [21] S. Nagano, M. Takemoto and S. Ogasawara, "An examination for improvement of constant output characteristics at high-speed region in a spoke-type IPMSM using ferrite permanent magnet by changing the shape of rotor surface," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7854843.
- [22] K. Chiba, M. Takemoto, S. Ogasawara and W. G. Yim, "Ferrite-magnet spoke-type IPMSM with W-shaped magnet placement," IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, pp. 2869-2874, doi: 10.1109/IECON.2013.6699586.
- [23] W. Kakihara, M. Takemoto and S. Ogasawara, "Rotor structure in 50 kW spoke-type interior permanent magnet synchronous motor with ferrite permanent magnets for automotive applications," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2013, pp. 606-613, doi: 10.1109/ECCE.2013.6646757.
- [24] A. Nihonyanagi, M. Takemoto and S. Ogasawara, "Examination of an axial-gap generator with ferrite permanent magnets realizing miniaturization and high output power of engine generators," 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2015, pp. 300-307, doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409075.
- [25] 二本柳理人, 竹本真紹, 小笠原悟司：「アキシシャルギャップ型高トルク密度モータの分割磁石における渦電流損失密度の均一化に関する検討」, 平成 27 年電気学会産業応用

- 部門大会, No. 3, pp. 171-174, 2015
- [26] 二本柳理人, 竹本真紹, 小笠原悟司:「エンジン発電機のための小型・高出力を実現するフェライト磁石を用いたアキシヤルギャップ発電機の開発」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3, pp. 217-222, 2014
- [27] K. Sone, M. Takemoto, S. Ogasawara, K. Takezaki and W. Hino, "Examination for the higher efficiency in a ferrite permanent magnet 10 kW in-wheel axial-gap motor with coreless rotor structure," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014, pp. 5885-5892, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954209.
- [28] K. Sone, M. Takemoto, S. Ogasawara, K. Takezaki and W. Hino, "Consideration of 10kW in-wheel type axial-gap motor using ferrite permanent magnets," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), 2014, pp. 3525-3531, doi: 10.1109/IPEC.2014.6870003.
- [29] K. Sone, M. Takemoto, S. Ogasawara, K. Takezaki and W. Hino, "Operation characteristics of ferrite permanent magnet in-wheel axial-gap motor with coreless rotor structure for electric city commuters," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2013, pp. 3186-3193, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647118.
- [30] K. Chiba, S. Chino, M. Takemoto and S. Ogasawara, "Fundamental analysis for a ferrite permanent magnet axial gap motor with coreless rotor structure," 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012, pp. 1-6.
- [31] 曾根広太, 竹本真紹, 小笠原悟司, 竹崎謙一, 秋山秀勝:「シティコンピューターのためのフェライト磁石を用いたインホイール型アキシヤルギャップモータの運転特性」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, 3-37, 2012
- [32] K. Sone, M. Takemoto, S. Ogasawara, K. Takezaki and H. Akiyama, "A Ferrite PM In-Wheel Motor Without Rare Earth Materials for Electric City Commuters," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 11, pp. 2961-2964, Nov. 2012, doi: 10.1109/TMAG.2012.2196685.
- [33] S. Chino, S. Ogasawara, T. Miura, A. Chiba, M. Takemoto and N. Hoshi, "Fundamental characteristics of a ferrite permanent magnet axial gap motor with segmented rotor structure for the hybrid electric vehicle," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011, pp. 2805-2811, doi: 10.1109/ECCE.2011.6064146.
- [34] T. Miura, S. Chino, M. Takemoto, S. Ogasawara, Akira Chiba and Nobukazu Hoshi, "A ferrite permanent magnet axial gap motor with segmented rotor structure for the next generation hybrid vehicle," The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, 2010, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5607864.
- [35] 藤本博志, 竹内琢磨, 畑勝裕, 居村岳広, 佐藤基, 郡司大輔, 「走行中ワイヤレス電力伝送に対応した第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの開発」, 自動車技術会春季学術講演会, 050, 2017050, pp277-282, 2017

- [36] 相木宏介, 鈴木篤史, 杉浦豪軌, 水野隆教, 橋本正隆, 「薄型インホイールモータユニットの開発」, 自動車技術会秋季学術講演会, 007, 20166007, pp33-38, 2016
- [37] Tadashi Takano, Hiroshi Shimizu, Manabu Omae, Eric Wu, "Improved Range for Electric Vehicles Using Direct-Drive Outer-Rotor In-wheel Motors", The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS25) November 5 - 9, 2010, Shenzhen, China
- [38] Donghyun Kim, Kyeongho Shin, Sangmok Lee and Taejung Yeo, "Integrated Design of In Wheel Motor System on Rear Wheels for Small Electric Vehicle", The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS25) November 5 - 9, 2010, Shenzhen, China
- [39] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, T. W. Ng, and N. C. Cheung, "Multi-Objective Optimization Design of In-Wheel Switched Reluctance Motors in Electric Vehicles", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No.2, pp. 2980-2987, 2010
- [40] N. Takorabet, J. P. Martin, F. Meibody-Tabar, F. Sharif, and P. Fontaine, "Design and Optimization of a Permanent Magnet Axial Flux Wheel Motors for Electric Vehicle", Proc. of ICEM 2012, pp. 2635-2640, 2012
- [41] T. Shibamoto, K. Nakamura, H. Goto, and O. Ichinokura, "A Design of Axial-Gap Switched Reluctance Motor for In-Wheel Direct-Drive EV", Proc. of ICEMS 2012, FF-001678, 2012
- [42] Y.-P. Yang, J.-Y. Liang, and X.-Y. Xing, "Design and Application of Axial-Flux Permanent Magnet Wheel Motors for an Electric Vehicle", AFRICON 2009, pp. 1-9, 2009
- [43] H. Goto, K. Takase, and O. Ichinokura, "An In-Wheel Axial-Gap SR Motor for Electric City Commuters", Proc. of EVTeC & APE 2016, 20169099, 2016
- [44] R. Camilleri, D. A. Howey, and M. D. McCulloch, "Thermal Limitation in Air-Cooled Axial Flux In-Wheel Motors for Urban Mobility Vehicles: A Preliminary Analysis", 2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, pp. 1-8, 2012
- [45] F. Caricchi, F. Crescimbeni, F. Mezzetti, and E. Santini, "Multi-Stage Axial-Flux PM Machine for Wheel Direct Drive", Industry Application Conference 1995, Vol. 1, pp. 679-684, 1995
- [46] T. J. Woolmer, M. D. McCulloch, "Analysis of the Yokeless and Segmented Armature Machine", Proceedings of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference, vol. 1, pp.704-708, 2007
- [47] F. G. Capponi, G. De Donato, F. Caricchi, "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 48, No. 6, pp. 2190-2205, 2012
- [48] F. Marignetti, V. D. Colli, and Y. Coia, "Design of Axial Flux PM Synchronous Machines Through 3-D Coupled Electromagnetic Thermal and Fluid-Dynamical Finite-Element Analysis", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 55, No. 10, pp. 3591-3601, 2008



- [49] C.-C. Wang, Y.-D. Yao, K.-Y. Liang, C.-C. Huang, Y.-C. Chang, and D. A. Lowther, "Axial Vibration Study of a Mobile Fan Motor", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 46, No. 6, pp. 1397-1400, 2010
- [50] S. M. Mirimani, A. Vahedi, F. Marignetti, and E. De Santis, "Static Eccentricity Fault Detection in Single-Stator-Single-Rotor Axial-Flux Permanent-Magnet Machines", *IEEE Trans. on Industrial Applications*, Vol. 48, No. 6, pp. 1838-1845, 2012
- [51] S. M. Mirimani, A. Vahedi, and F. Marignetti, "Effect of Inclined Static Eccentricity Fault in Single Stator-Single Rotor Axial Flux Permanent Magnet Machines", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 48, No. 1, pp. 143-149, 2012
- [52] R. L. Ficheux, F. Caricchi, F. Crescimbeni, and O. Honorati "Axial-Flux Permanent-Magnet Motor for Direct-Drive Elevator System without Machine Room", *IEEE Trans. on Industrial Applications*, Vol. 37, No. 6, pp. 1693-1701, 2001
- [53] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo: "Design and 3D Electromagnetic Field Analysis of Non-slotted and Slotted TORUS Type Axial Flux Surface Mounted Permanent Magnet Disc Machines", *Proc. of IEMDC 2001*, pp. 645-651, 2001
- [54] M. Aydin, "Minimization of Cogging Torque in Axial-Flux Permanent-Magnet Machines: Design Concepts", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 43, No. 9, pp. 3614-3622, 2007
- [55] M. Gulec, and M. Aydin, "Influence of Magnet Grouping in Reduction of Cogging Torque for A Slotted Double-Rotor Axial-Flux PM Motor", *2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drive, Automation and Motion*, pp. 812-817, 2012
- [56] M. Aydin, and M. K. Guven, "Design of Several Permanent Magnet Synchronous Generators for High Power Traction Applications", *Proc. of IEMDC 2013*, pp. 81-87, 2013
- [57] T. Zou, R. Qu, J. Li, and L. Wu, "A Consequent Pole, Dual Rotor, Axial Flux Vernier Permanent Magnet Machine", *Proc. of EVER*, pp. 1-9, 2015
- [58] Y. Enomoto, M. Ito, R. Masaki, M. Mita, S. Oiwa, and C. Ishihara, "Evaluation of experimental permanent magnet brushless motor utilizing new magnetic material for stator teeth core". *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 41, No. 11, pp. 4304-4308, 2005
- [59] Z. Wang, Y. Enomoto, M. Ito, R. Masaki, S. Morinaga, H. Itabashi, and S. Tanigawa, "Development of a permanent magnet motor utilizing amorphous wound cores", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 46, No. 2, pp. 570-573, 2010
- [60] 榎本裕治, 王卓男, 正木良三, 相馬憲一: 「鉄基アモルファス鉄心を適用したアキシヤルギャップモータの大容量化」, *日本 AEM 学会誌*, Vol. 21, No. 2, pp. 218-223, 2013
- [61] A. R. Millner, "Multi-Hundred Horsepower Permanent Magnet Brushless Disc Motors", *Proc. of APEC 1994*, Vol. 1, pp. 351-355, 1994
- [62] Y. Kano, K. Tonogi, T. Kosaka, and N. Matsui, "Torque-Maximizing Design of Double-Stator, Axial-Flux, PM Machines Using Simple Non-Linear Magnetic Analysis", *2007 IEEE Industry*

- Applications Annual Meeting, pp. 875-881, 2007
- [63] X. Luo, T. A. Lipo: "A Synchronous /Permanent Magnet Hybrid AC Machine", Proc. of IEMDC 1999, pp. 19-21, 1999
- [64] G. Borocci, F. G. Capponi, G. De Donato, F. Caricchi: "Mixed-pole hybrid-excitation machine", ICEM 2014, pp. 2625-2631, 2014
- [65] F. G. Capponi, G. D. Donato, G. Borocci, F. Caricchi: "Axial-Flux Hybrid-Excitation Synchronous Machine: Analysis, Design, and Experimental Evaluation", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 50, No. 5, pp. 3173-3184, 2014
- [66] F. Leonardi, T. Matsuo, Y. Li, T. A. Lipo, P. McCleer: "Design Considerations and Test Results for a Doubly Salient PM Motor with Flux Control", IEEE Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 836-842, 1996
- [67] Y. Liao, F. Liang, T. A. Lipo: "A novel permanent magnet motor with doubly salient structure", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, pp. 1069-1078, 1995
- [68] E. Hoang, M. Lecrivain, M. Gabsi: "A New Structure of a Switching Flux Synchronous Polyphased Machine with Hybrid Excitation", Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications, No. 14, pp. 1-8, 2007
- [69] Takashi Kosaka, Yoshiaki Kano, Nobuyuki Matsui, "A novel multi-pole permanent magnet synchronous machine with SMC bypass core for magnet flux and SMC field-pole core with toroidal coil for independent field strengthening/weakening", 2005 European Conference on Power Electronics and Applications (2005)
- [70] T. Kosaka, N. Matsui: "Hybrid Excitation Machines with Powdered Iron Core for Electrical Traction Drive Applications", Proc. of ICEMS 2008, pp. 2974-2979, 2008
- [71] 小坂 卓, 松井 信行: 「圧粉磁心を用いた表面磁石形ハイブリッド界磁モータの基礎検討」, 自動車研究会資料, VT-11-021, pp.41-46 (2011)
- [72] T. Kosaka, T. Hirose, and N. Matsui, "Brushless Synchronous Machines with Wound-Field Excitation using SMC Core Designed for HEV Drives", The 2010 International Power Electronics Conference (2011)
- [73] 中根大樹, 小坂卓, 松井信行: 「自動車駆動用磁石内側配置 HESM の実験運転特性」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-4 III103-106, 2014
- [74] H. Nakane, T. Kosaka, N. Matsui: "Desing Studies on Hybrid Excitation Flux Switching Motor with High Power and Torque Densities for HEV Applications", Proc. of IEMDC 2015, pp. 234-239, 2015
- [75] 小坂卓, 中根大樹, 粉川泰樹, 松井信行: 「自動車駆動用ハイブリッド界磁フラックススイッチングモータの運転特性」, 平成 27 年自動車技術会春季学術講演会, S396, pp. 2081-2086, 2015
- [76] 岡澤 俊雄, 小峯 孝之, 下村 昭二: 「電機子巻線と界磁巻線を共に固定子に設けたスリ

- ップリングレス巻線励磁形同期モータ」, 回転機研究会資料, RM-06-138, pp.77-82 (2006)
- [77] K. M. Rahman, N. R. Patel, T. G. Ward, J. M. Nagashima, F. Caricchi, F. Crescimbin, "Application of Direct-Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System", IEEE Transactions on industry applications, Vol.42, NO.5, pp.1185-1192, 2006
- [78] L. Vido, M. Gabsi, M. Lecrivain, Y. Amara, F. Chabot: "Homopolar and Bipolar Hybrid Excitation Synchronous Machines", Industry Application Conference 2005, Vol. 3, pp. 1555-1560, 2005
- [79] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, M. Lecrivain, F. Chabot: "Compared Performances of Homopolar and Bipolar Hybrid Excitation Synchronous Machines", Proc. of ICEM 2005, pp. 1212-1218, 2005
- [80] Y. Amara, M. Gabsi, E. Hoang, A. H. B. Ahmed, M. Lecrivain, F. Chabot: "Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy Efficient Solution for Vehicle Propulsion", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1-6, 2006
- [81] Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, E. Hoang, A. H. B. Ahmed, M. Lecrivain: "Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 58, pp. 2137-2149, 2009
- [82] J. A. Tapia, F. Leonardi, T. Lipo: "Consequent-Pole Permanent-Magnet Machine with Extended Field-Weakening Capability", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 39, No. 6, pp. 1704-1709, 2003
- [83] J. A. Tapia, D. Gonzalez, R. Wallace, M. Valenzuela: "Increasing field weakening capability of an axial flux PM machine", Proc. of IEEE Industry Applications Conference, Vol. 3, pp. 1427-1431, 2004
- [84] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo: "A New Axial Surface Mounted Permanent Magnet Machine Capable of Field Control", Proc. of 37th IAS annual Meeting, Vol. 2, pp. 1250-1257, 2002
- [85] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo: "Performance Evaluation of An Axial Flux Consequent Pole PM Motor Using Finite Element Analysis", Proc. of IEMDC 2003, Vol. 3, pp. 1682-1687, 2003
- [86] Metin Aydin, Surong Huang, Thomas A. Lipo, " Torque quality and comparison of internal and external rotor axial flux surface-magnet disc machines", IEEE Transactions on Electronics, Vol.53, NO.3, pp.1428-1434 (2006)
- [87] Metin Aydin, Surong Huang, Thomas A. Lipo, " Axial flux permanent magnet disc machines: a review", In Conf. Record of SPEEDAM, pp.61-71 (2004)
- [88] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo: "Design, Analysis, and Control of a Hybrid Field-Controlled Axial-Flux Permanent-Magnet Motor", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 57, No. 1, pp. 78-87, 2010
- [89] J. S. Hsu: "Direct Control of Air-Gap Flux in Permanent-Magnet Machines", IEEE Trans. on

- Energy Conversion, Vol. 15, No. 4, pp. 361-365, 2000
- [90] 三浦昂彦, 竹本真紹, 小笠原悟司, 千葉明, 星伸一:「界磁巻線を備えたコンシクエン  
トポール型フェライト磁石アキシヤルギャップモータの検討」, 平成 22 年電気学会全  
国大会, 5-019, 2010
- [91] 渡邊大祐, 小坂卓, 松井信行:「自動車駆動用アキシヤル型ハイブリッド界磁モータの  
運転特性」, 電気学会モータドライブ/回転機/自動車合同研究会資料,  
MD-14-090/RM-14-053-VT-14-025, pp. 99-104, 2014
- [92] H. Bali, Y. Amara, G. Barakat, R. Ibtouen, M. Gabsi, " Analytical Modeling of Open Circuit  
Magnetic Field in Wound Field and Series Double Excitation Synchronous Machines", IEEE  
Transactions on Magnetics, Vol.46, NO.10, pp.3802-3815 (2010)
- [93] Zhuoran Zhang, Yangguang Yan, Shanshui Yang, and Zhou Bo, " Principle of Operation and  
Feature Investigation of a New Topology of Hybrid Excitation Synchronous Machine", IEEE  
Transactions on Magnetics, Vol.44, NO.9, pp.2174-2180 (2010)
- [94] Jianbin Han, Zhuoran Zhang, Shengjie Ma, "Investigation of field regulation performance of a  
new hybrid excitation synchronous machine with dual-direction magnetic shunt rotor", ICEMS  
International Conference on Electrical Machines and Systems (2011)
- [95] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, M. Lécivain, F. Chabot, " Compared performances of homopolar  
and bipolar hybrid excitation synchronous machines", Industry Applications Conference  
Fourtieth IAS Annual Meeting, Vol.3, pp.1555 - 1560 (2005)
- [96] V. Ostovic, "Memory Motors", IEEE Industrial Applications, Vol., No., pp. 52-61, 2003
- [97] K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, and K. Yasui: "Principle of the  
variable-magnetic-force memory motor", Proc. of ICEMS 2009, No. LSA-1, 2009
- [98] K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, K. Yasui, and L. Kovudhikulrungsri: "Principle  
and basic characteristics of variable-magnetic-force memory motor", IEEJ Trans. on Industrial  
Applications, Vol. 131, No. 9, pp. 1112-1119, 2011
- [99] 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫, 「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オー  
ム社, 2001
- [100] De Donato G, Capponi. F.G, Rivellini. G.A, Caricchi, F, "Integral-Slot Versus  
Fractional-Slot Concentrated-Winding Axial-Flux Permanent-Magnet Machines Comparative  
Design, FEA, and Experimental Tests", IEEE Transactions on industry applications, Vol.48,  
NO.5, pp.1487-1495, 2012

## 業績

### 査読付き投稿論文

- [1] T. Takahashi, M. Takemoto, S. Ogasawara, W. Hino and K. Takezaki, "Size and Weight Reduction of an In-wheel Axial-gap Motor Using Ferrite Permanent Magnets for Electric Commuter Cars", IEEE Transaction on Industry Applications, Volume: 53, Issue: 4, pp. 3927-3935, July-Aug. 2017
- [2] T. Takahashi, M. Takemoto, S. Ogasawara, T. Ogawa, H. Arita and A. Daikoku, "Development of a Consequent-Pole-PM-Type Axial-Gap Motor with DC Field Winding," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 57, no. 5, pp. 4363-4375, Sept.-Oct. 2021

### 査読付き国際会議

- [1] T. Takahashi, M. Takemoto, S. Ogasawara, W. Hino and K. Takezaki, "Size and Weight Reduction of an In-Wheel Axial-Gap Motor Using Ferrite Permanent Magnets for Electric City Commuters", in Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2015), Pattaya City, Thailand, Oct. 2015
- [2] T. Ogawa, T. Takahashi, M. Takemoto, H. Arita, A. Daikoku, S. Ogasawara, "The Consequent-Pole Type Ferrite Magnet Axial Gap Motor with Field winding for Traction Motor Used in EV", Proc. of EVTeC & APE Japan 2016, 2016
- [3] T. Ogawa, T. Takahashi, M. Takemoto, S. Ogasawara, A. Daikoku, "The Examination of Pole Geometry of Consequent Pole Type Ferrite PM Axial Gap Motor with Field Winding", Proc. of IEMDC 2017, pp., 2017
- [4] T. Ogawa, T. Takahashi, M. Takemoto, S. Ogasawara, H. Arita, A. Daikoku, "The Examination of Increasing Operation Speed of Consequent Pole Type Axial Gap Motor for Higher Output Power Density", Proc. of IPEC 2018 ECCE Asia, 23P9-1, 2018
- [5] T. Takahashi, M. Takemoto, S. Ogasawara, T. Ogawa, H. Arita and A. Daikoku, "Development of a Consequent Pole PM Type Axial-Gap Motor with DC Field Winding," in Proceedings of 2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), pp. 766-773, 2019

### 国内会議

- [1] 高橋 朋平, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 有田 秀哲, 小川 徹, 大穀 晃裕 : 「界磁巻線を設置したフェライト磁石アキシシャルギャップモータの検討」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集 vol. 3, No. 3-33, pp. 213-216, 2014 年
- [2] 高橋 朋平, 竹本 真紹, 小笠原 悟司, 小川 徹, 有田 秀哲, 大穀 晃裕 : 「界磁巻線を設置したコンシクエントポール PM 型アキシシャルギャップモータの運転特性」, 電気学

会 モータドライブ・回転機・自動車合同研究会, MD-15-088, RM-15-069, VT-15-016,  
pp. 81-86, 2015 年

## 表彰

- [1] The 18th International Conference on Electrical Machines and Systems Best Paper Award  
Size and Weight Reduction of an In-wheel Axial-gap Motor Using Ferrite Permanent Magnets  
for Electric Commuter Cars  
Tomohira Takahashi, Masatsugu Takemoto, Satoru Ogasawara (Hokkaido University), Wataru  
Hino, Kenichi Takezaki (Dynax Corporation),
- [2] EVTeC & APE Japan Outstanding Presentation Award  
The Consequent-Pole Type Ferrite Magnet Axial Gap Motor with Field Winding for traction  
motor used in EV (20169094)  
Toru Ogawa (Mitsubishi Electric Corporation/Hokkaido University), Hideaki Arita, Akihiro  
Daikoku (Mitsubishi Electric Corporation), Tomohira Takahashi, Masatsugu Takemoto, Satoru  
Ogasawara (Hokkaido University)

## 謝辞

本研究の遂行および本論文の作成は、岡山大学大学院自然科学研究科 竹本真紹教授のご指導の下に遂行されたものであり、終始懇切丁寧なご指導・ご鞭撻を賜りました。ここに深甚なる感謝の意を表します。

北海道大学大学院情報科学研究院 小笠原悟司教授、五十嵐一教授、北裕幸教授には、本研究の遂行と論文の取りまとめにあたり、有益なご討論と貴重なご助言を賜りました。ここに厚く御礼申し上げます。

本論文は主として三菱電機株式会社 先端技術総合研究所にて北海道大学 電気エネルギー変換研究室との共同研究で行った研究成果をまとめたものです。本研究を遂行する機会を与えていただき、多くのご助言をいただきました人材開発センター 大穀晃裕氏、先端技術総合研究所 有田秀哲氏、小川徹氏に心より感謝いたします。また、御三方には入社当時より電気機械の基礎から研究開発業務や会社生活全般に至るまで多岐に渡りご指導を賜りました。心より感謝申し上げます。

本研究の遂行にあたって、北海道大学大学院情報科学研究科 電気エネルギー変換研究室、三菱電機株式会社 姫路製作所および先端技術総合研究所の方々に多大なるご支援を賜りました。特に、日頃有益な討論をいただくとともに、社会人としての博士後期課程への取組みを暖かく見守ってくださった三菱電機株式会社 井上正哉氏、中野正嗣氏、伊藤一将氏、深山義浩氏、北尾純士氏にこの場をお借りして御礼申し上げます。

本研究と本論文の作成は家族の協力なくしては成し得ないものでした。常に励まし支えてくれた両親と妻に感謝いたします。

---

---

付録

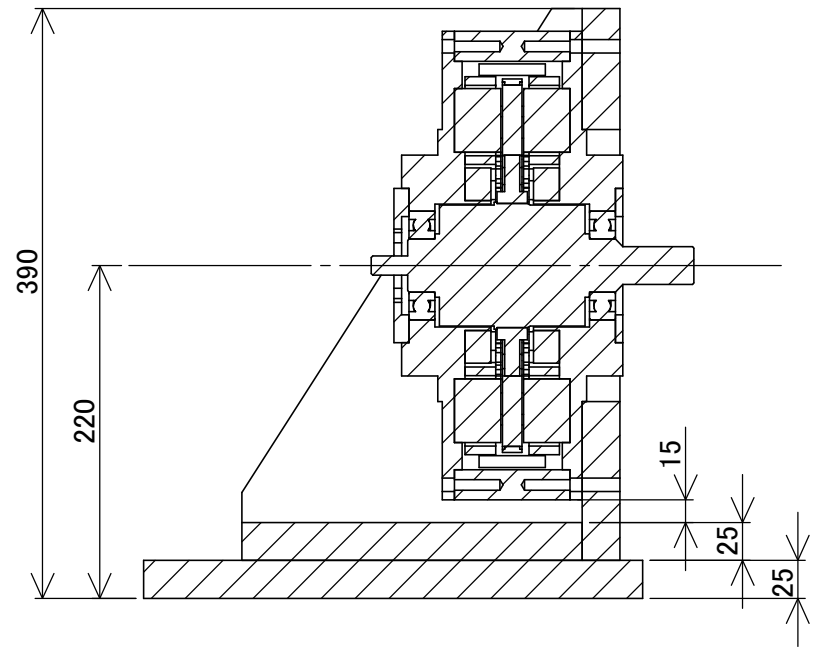
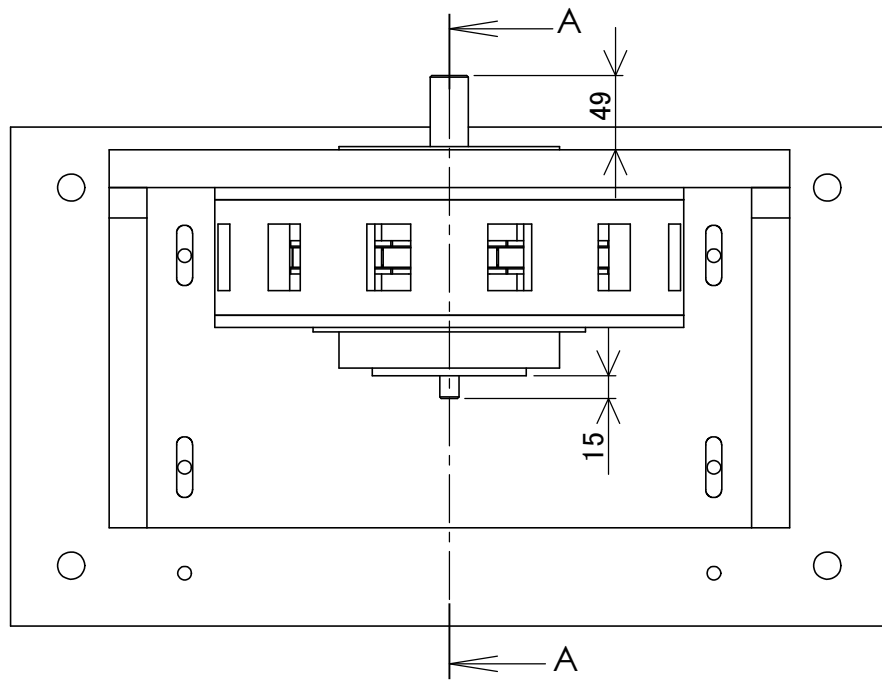
界磁巻線を設置したアキシアルギャップモータ

試作 1 号機 図面

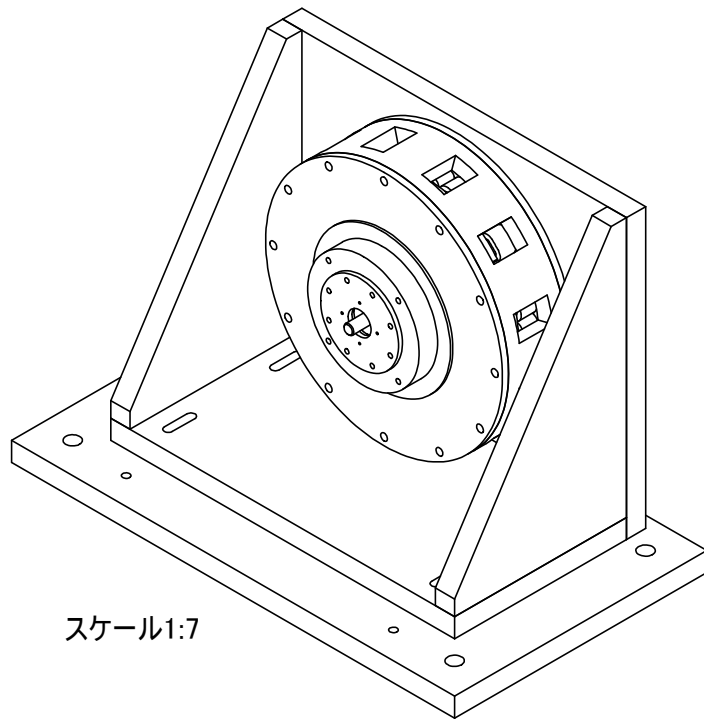
---

---





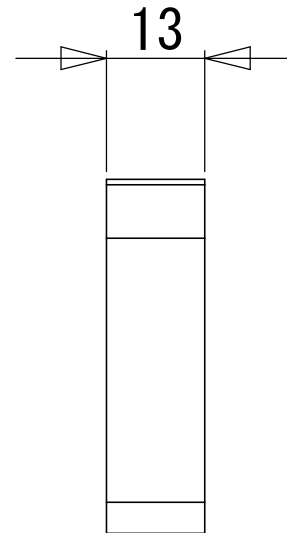
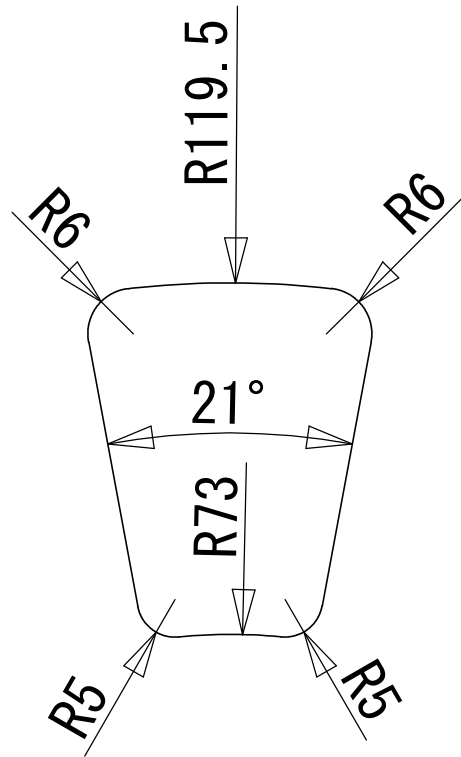
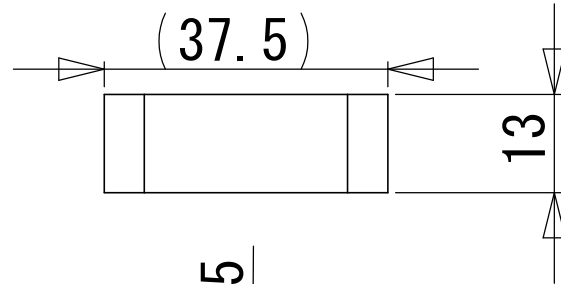
断面図 A-A



スケール1:7

			1
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	全体図
	1:5		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル

# 支給品

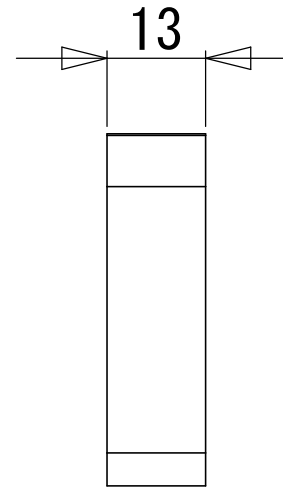
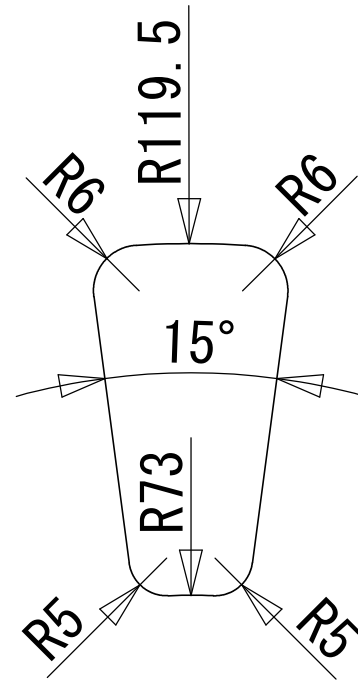
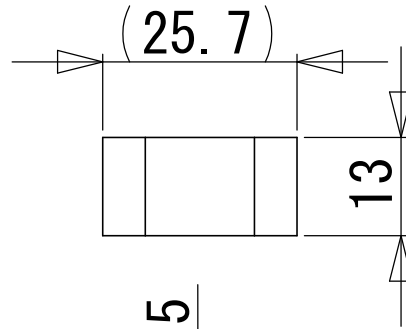


使用する磁石：  
日立金属 NMF-12G

スケール 1:1

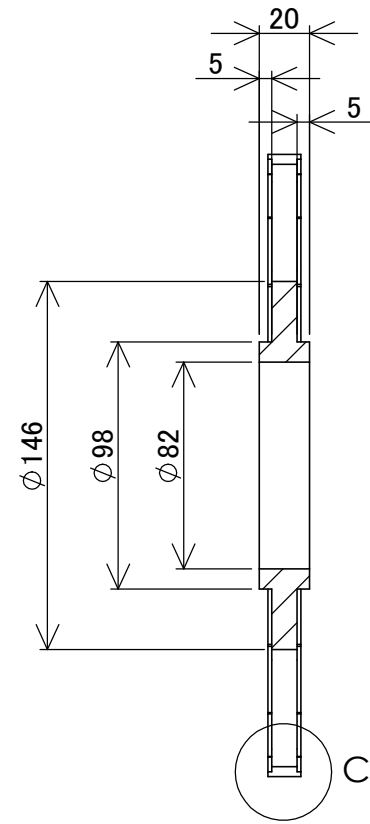
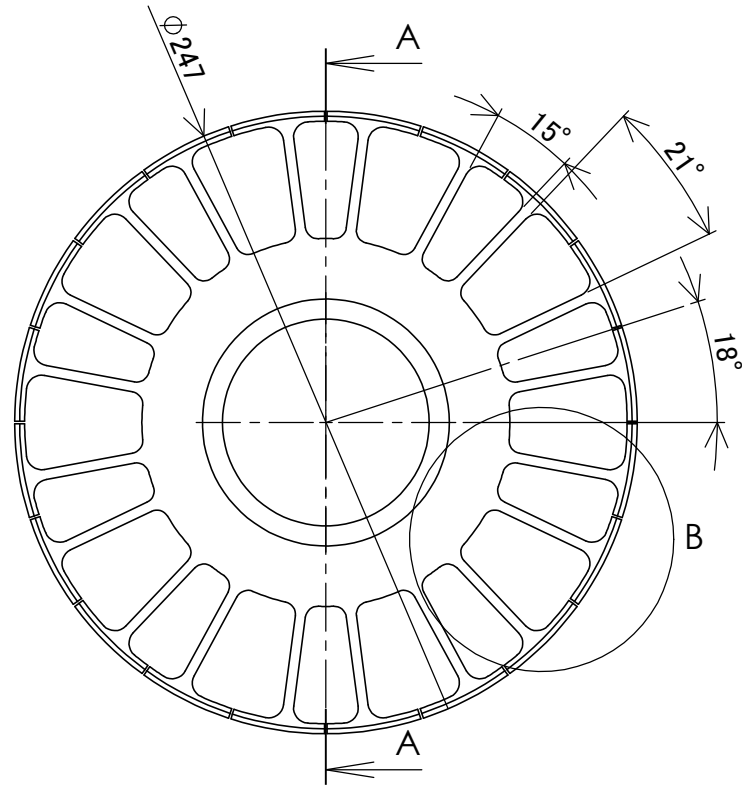
		NMF-12G		10
		材料		個数
COMMENTS:	尺度	図名 <b>磁石</b>		
	1:1			
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁巻線アキシャル	

# 支給品

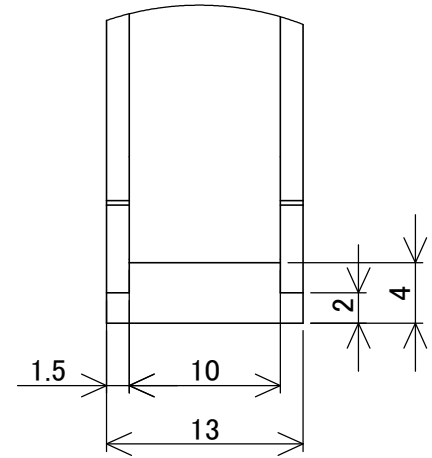


スケール 1:1

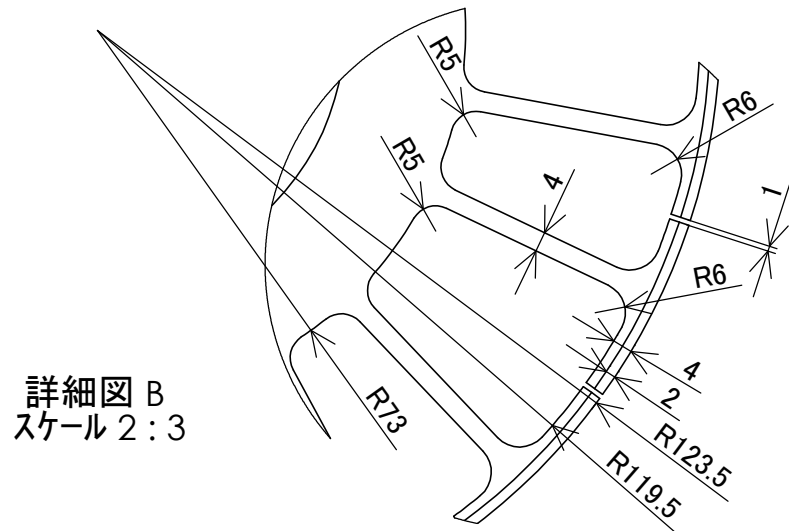
		圧粉鉄心	10
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:1	回転子コア	
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁巻線アキシャル



断面図 A-A

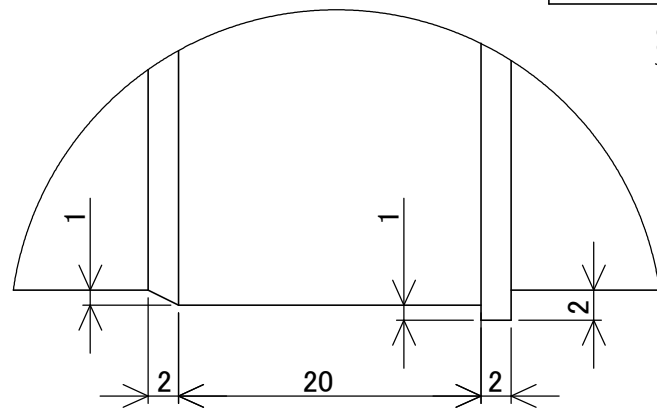
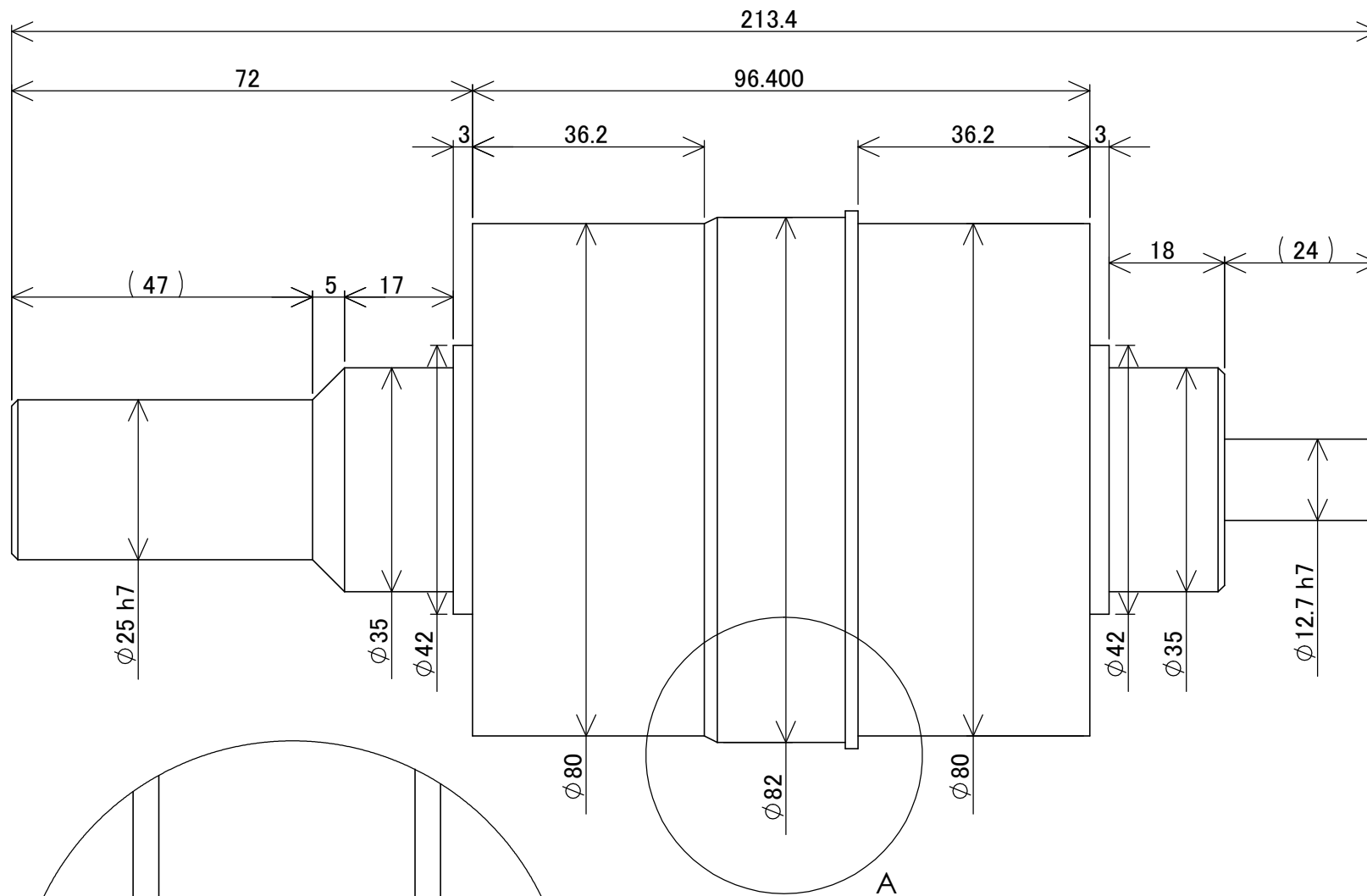


詳細図 C  
スケール 2:1



詳細図 B  
スケール 2:3

		SUS303	1
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:3	支持部材	
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル



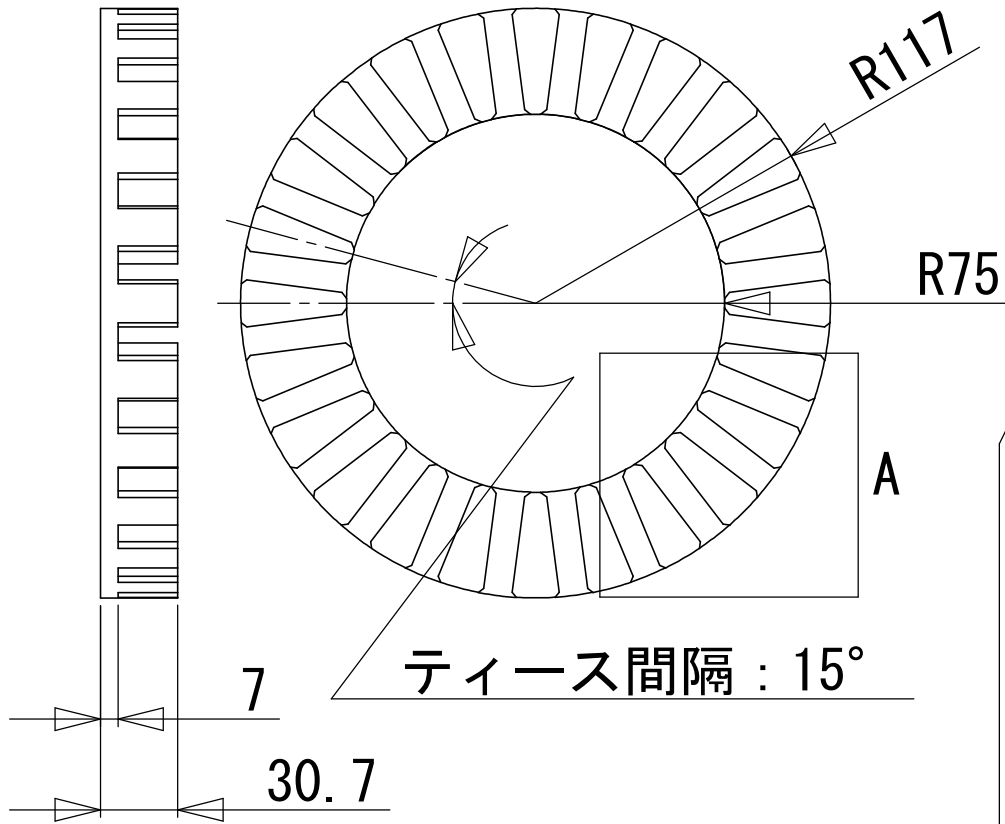
詳細図 A  
スケール 2:1

		S45C	1
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:1		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル

シャフト

5      ↑      4      3      2      1

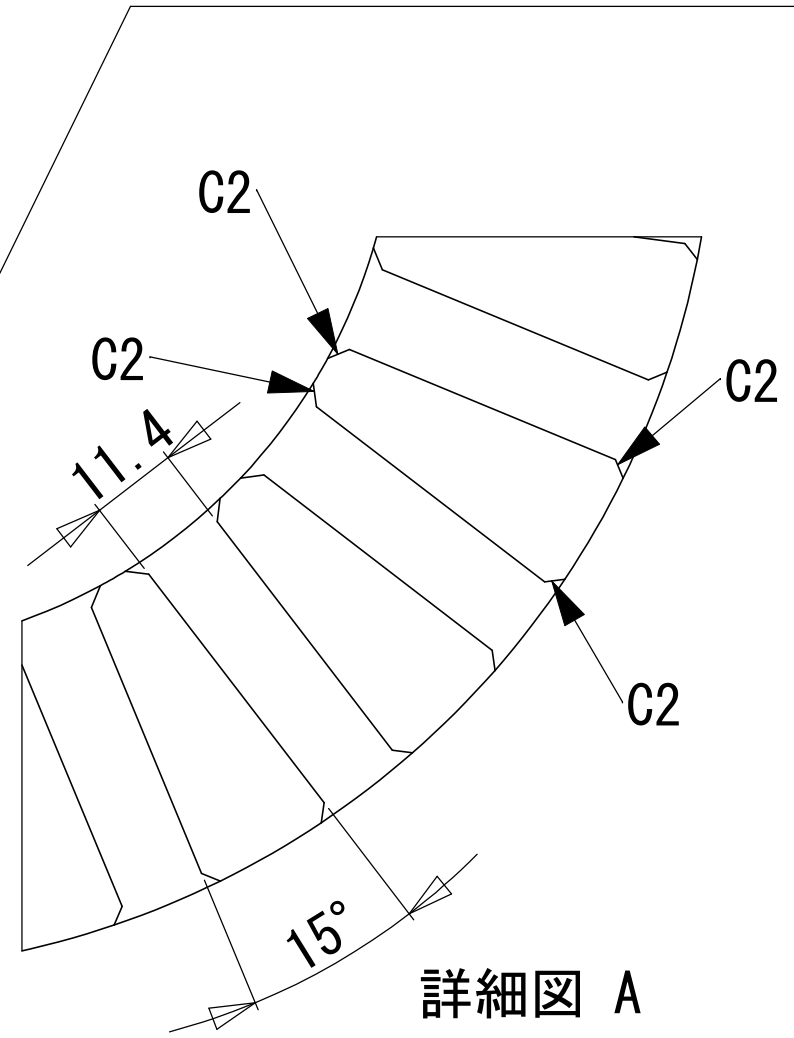
# 支給品



スケール 1 : 3

使用材料 : 35JN230

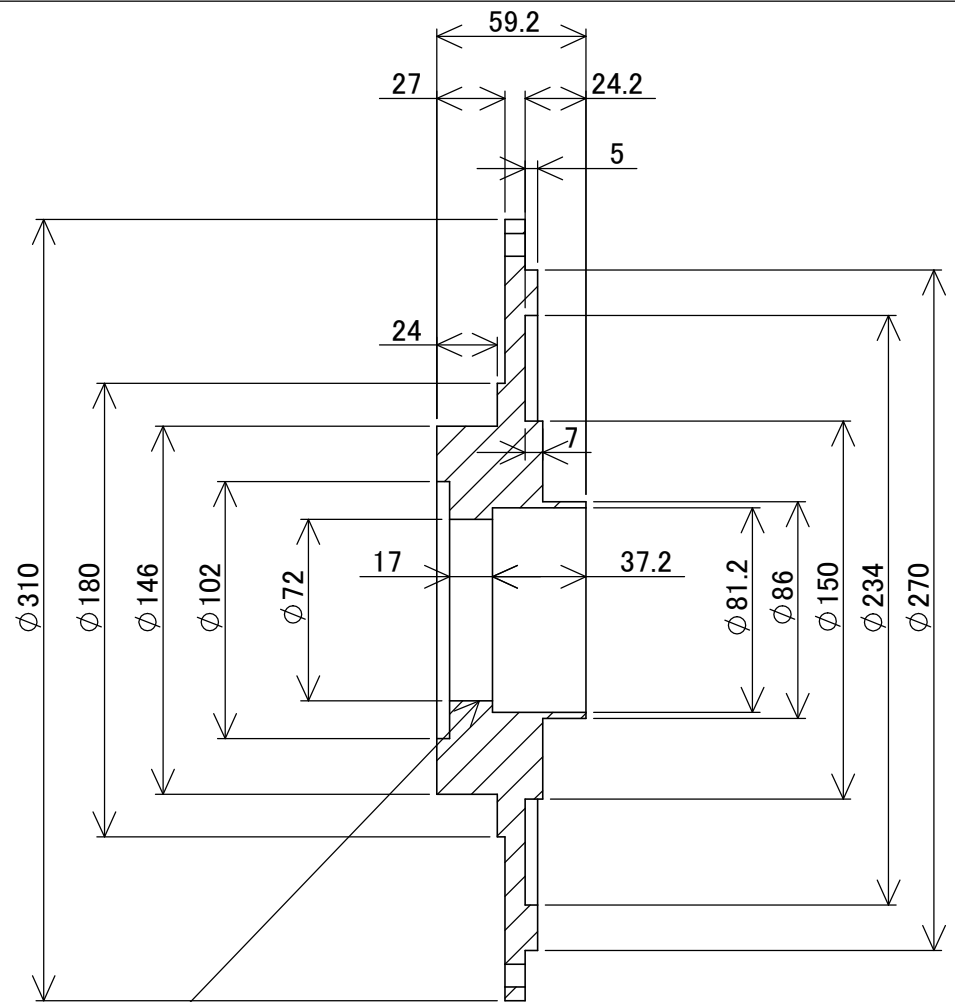
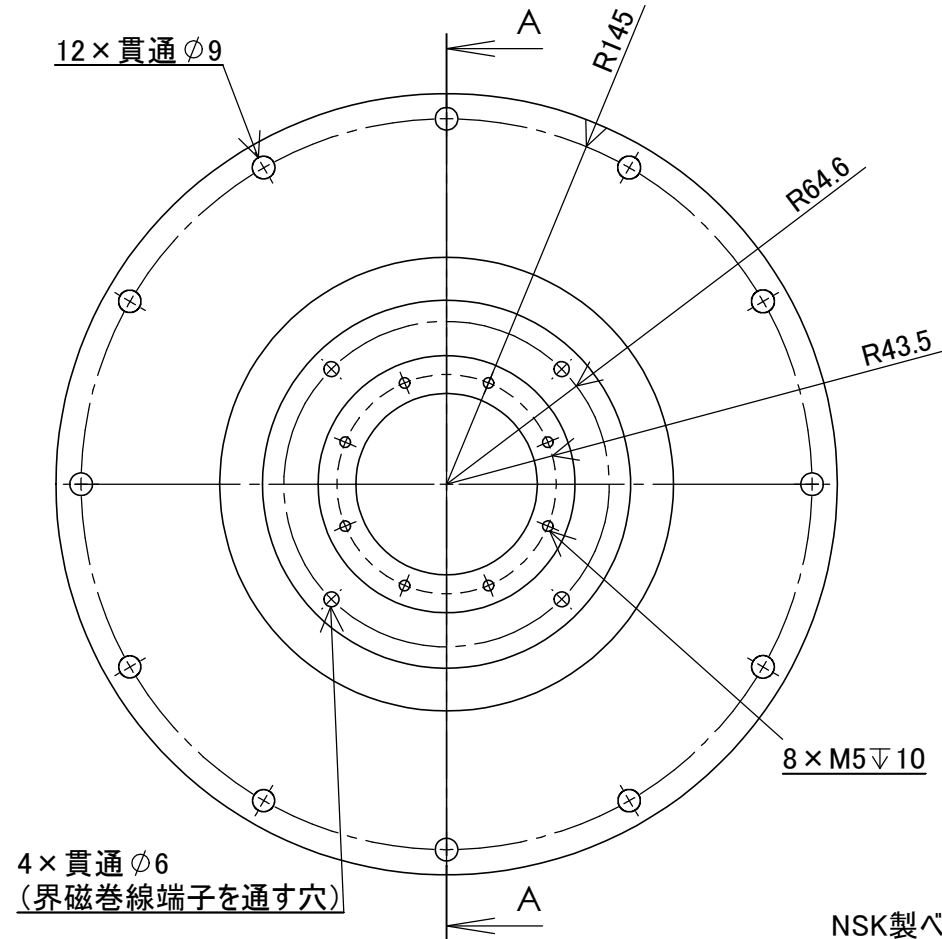
注 : 積層方向は半径方向



詳細図 A

スケール 1 : 1

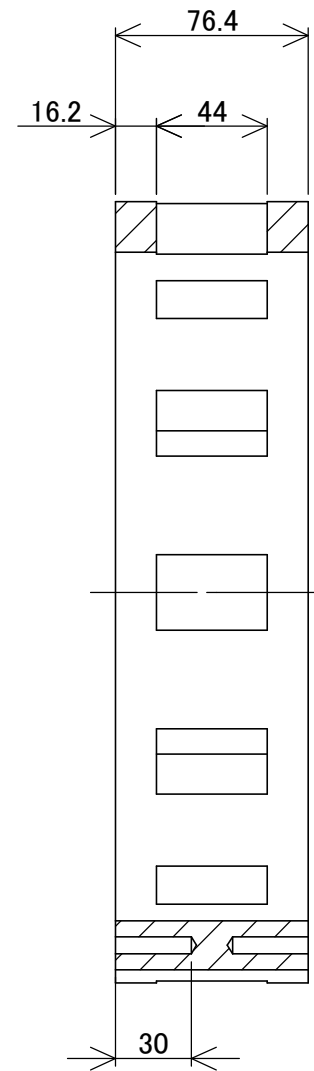
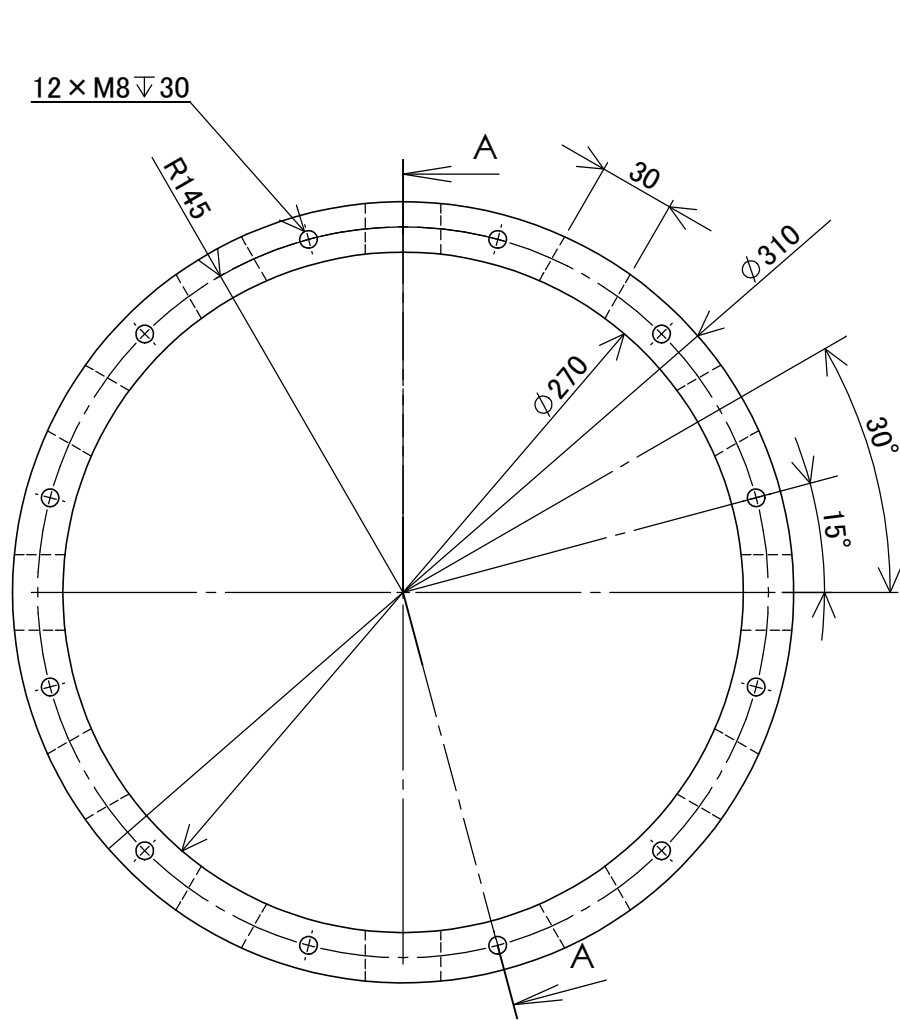
		35JN360	2
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:3	固定子コア	
北海道大学 システム変換学研究室	第三角法	界磁巻線アキシャル	



NSK製ベアリング  
7207A or 6207ZZ を挿入

断面図 A-A

		S45C	2
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:3		
北海道大学 システム変換学研究室		カバー	

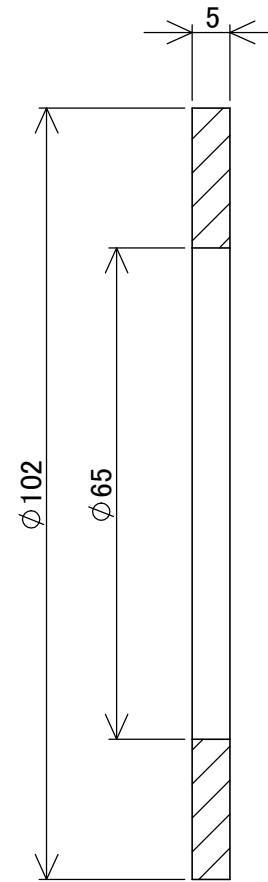
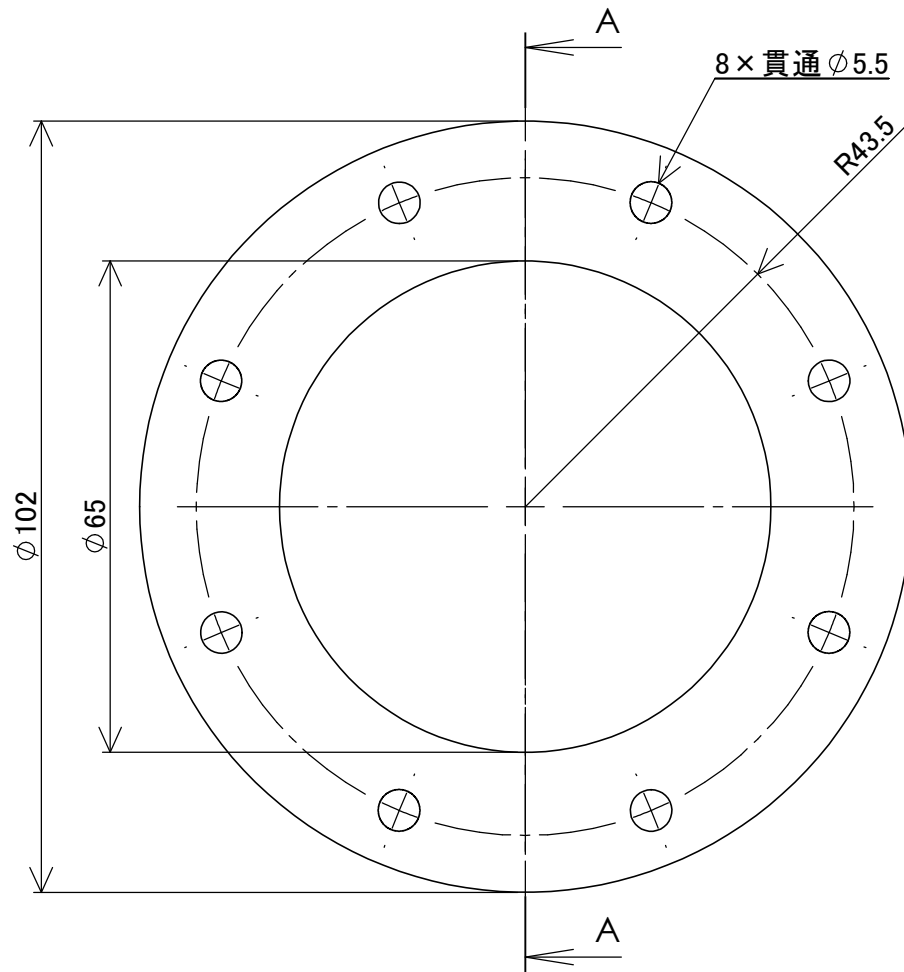


断面図 A-A

		SUS304		1
		材料		個数
COMMENTS:	尺度	図名		
	1:3			
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル	

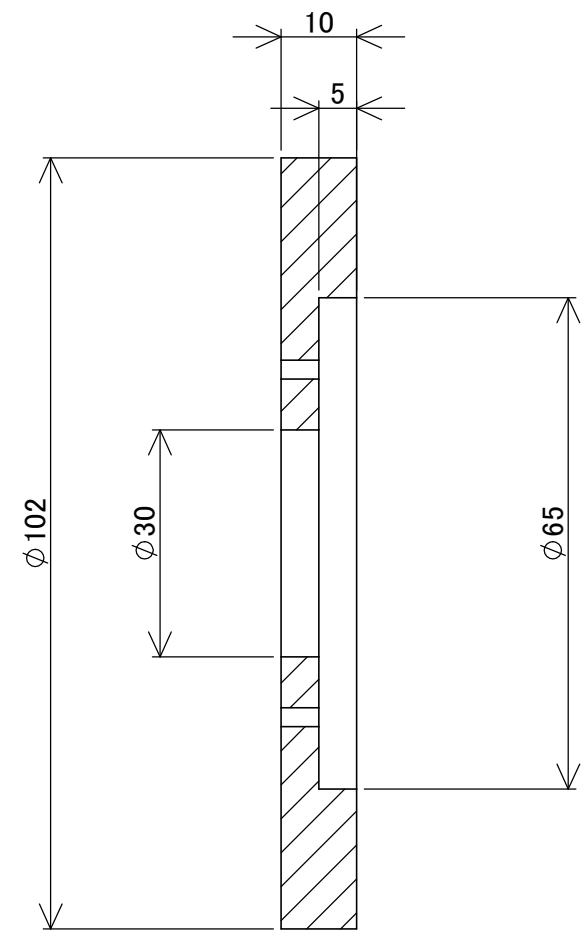
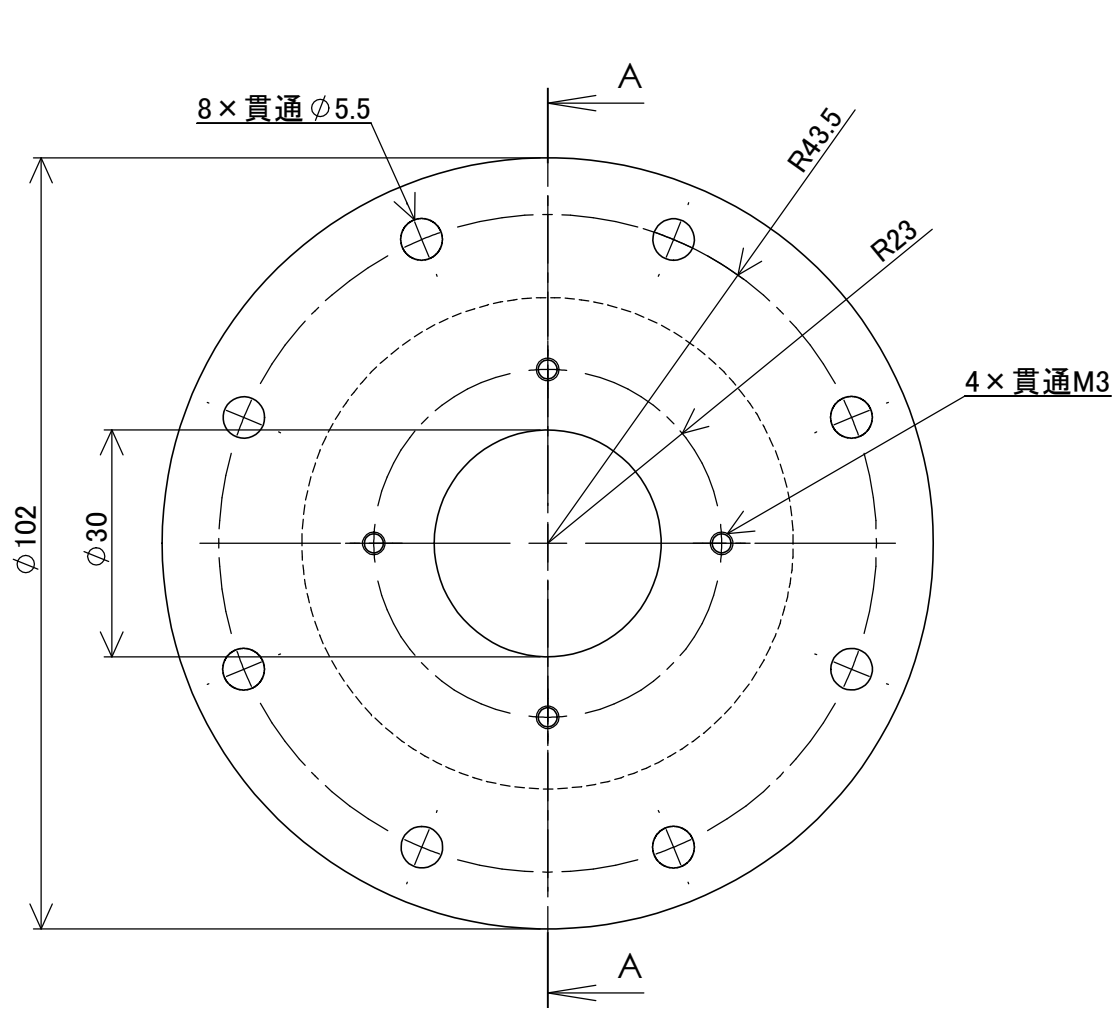
ハウジング





断面図 A-A

		SUS304		1
		材料		個数
COMMENTS:	尺度	図名		
	1:1	ベアリング留め_負荷側		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル	



断面図 A-A

		SUS304		1
		材料		個数
COMMENTS:	尺度	図名		
	1:1	ベアリング留め_エンコーダ側		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル	

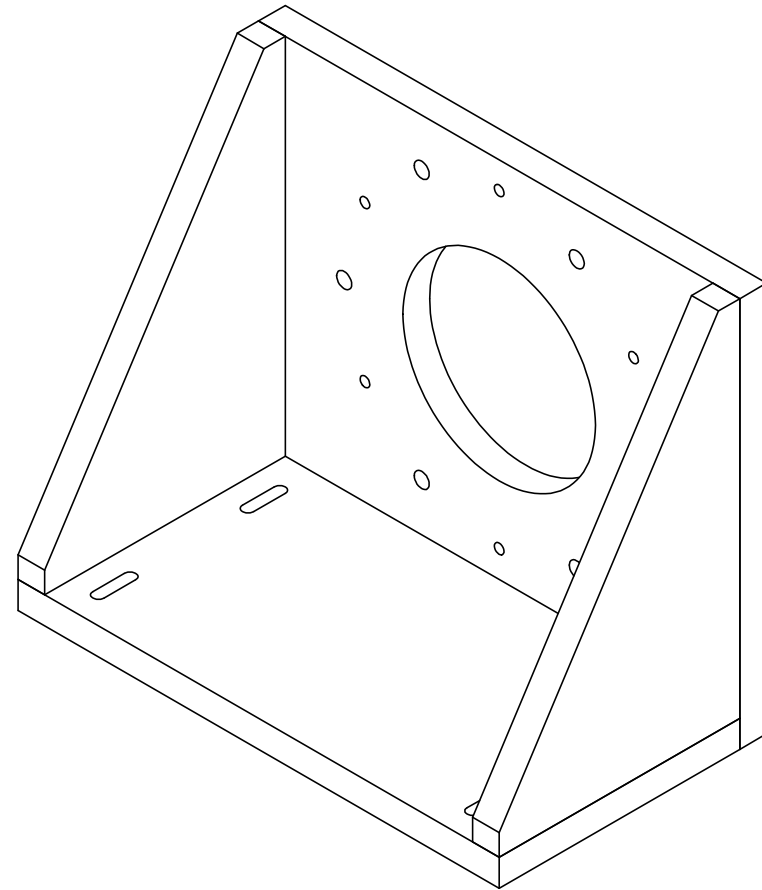
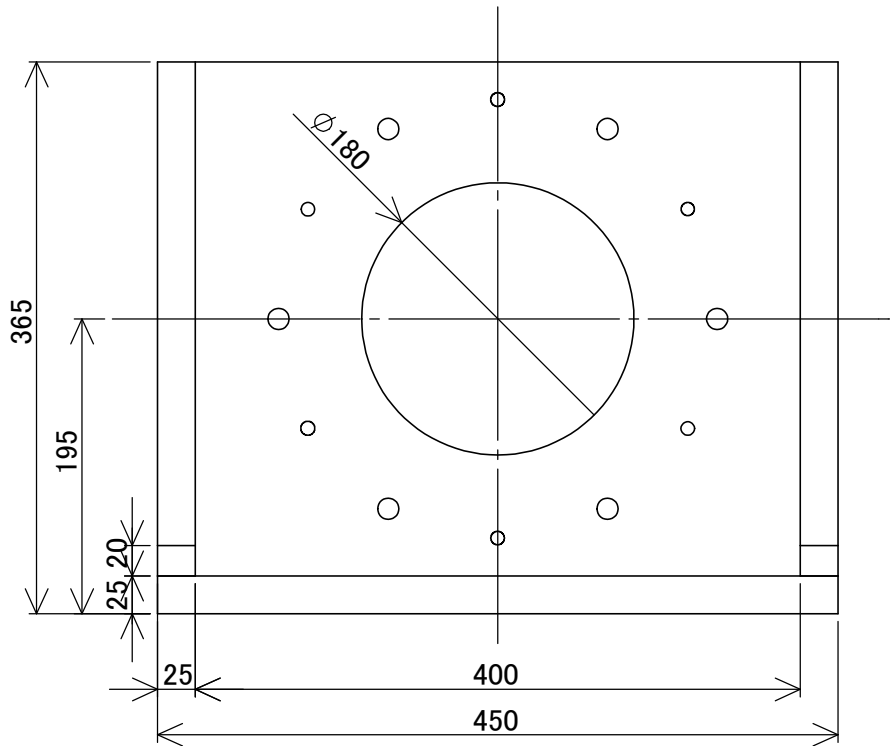
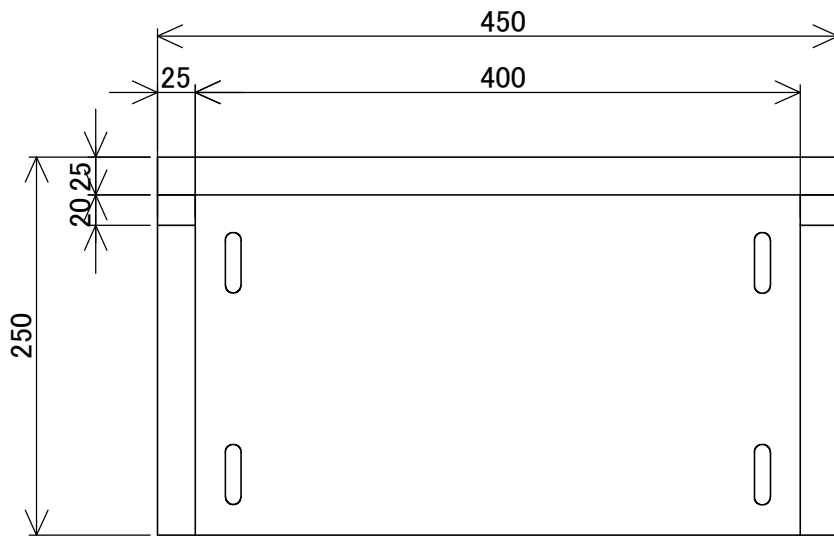
5

4

3

2

1



		アルミ	1
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:5	<h1>台座</h1>	
北海道大学 システム変換学研究室			

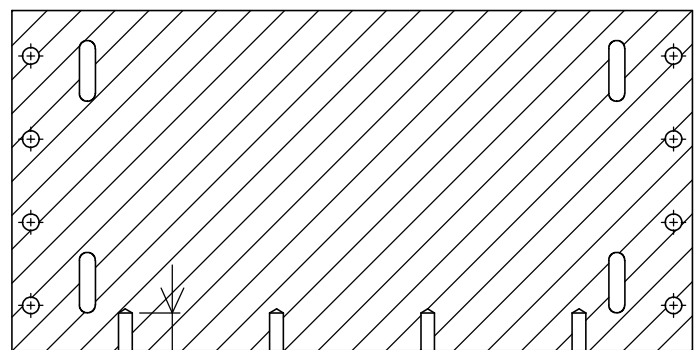
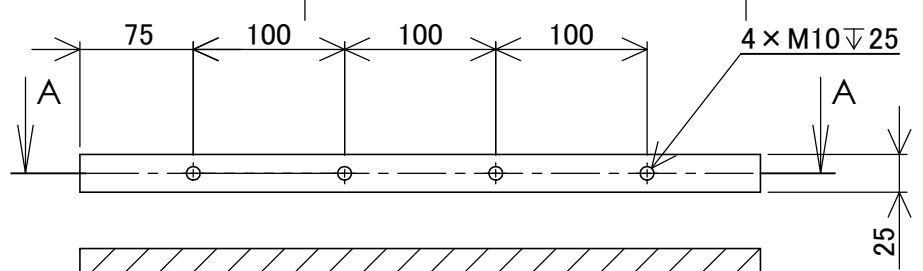
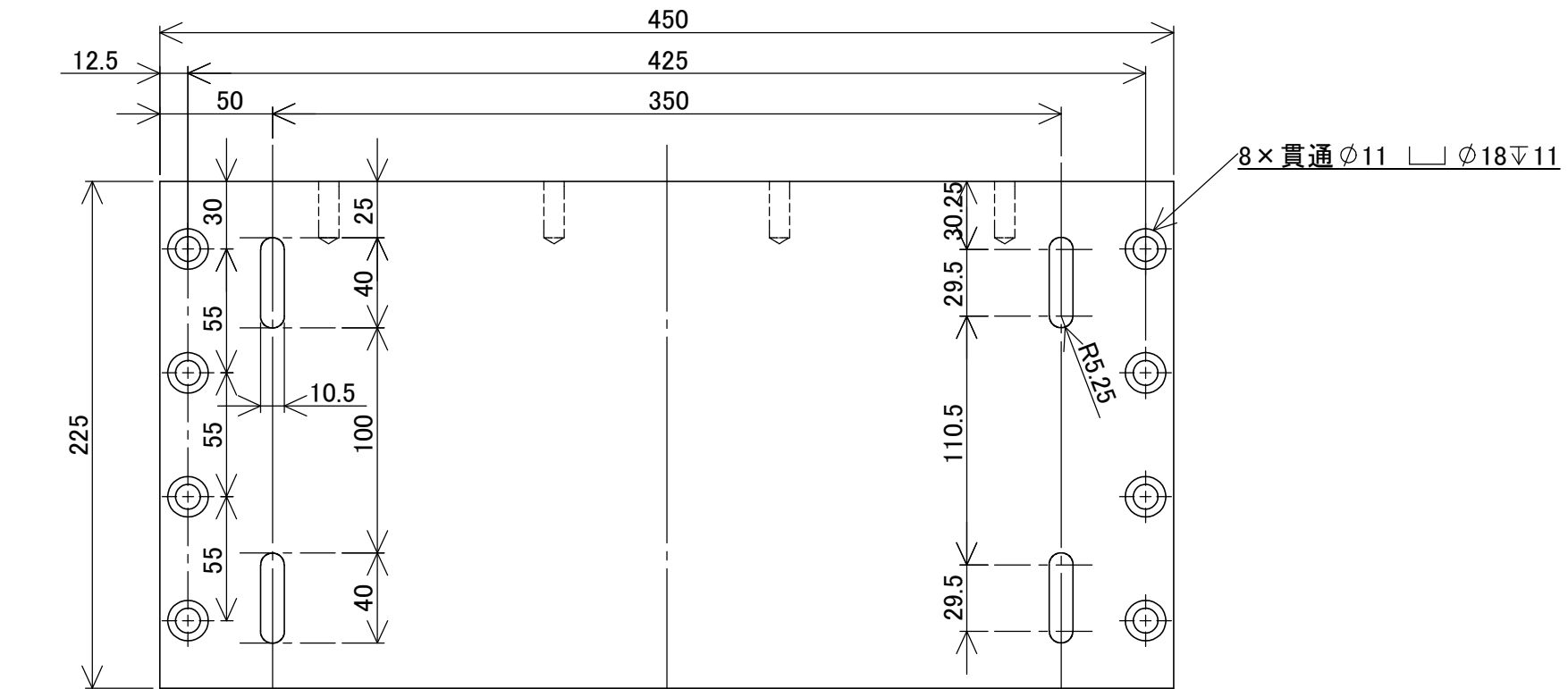
5

4

3

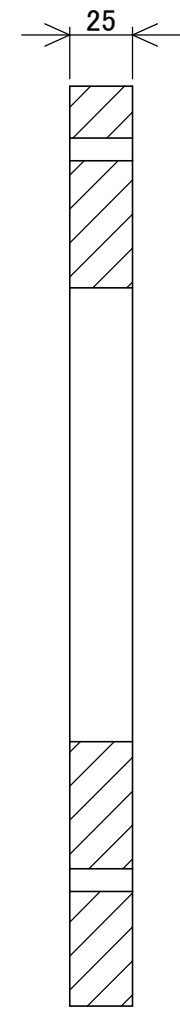
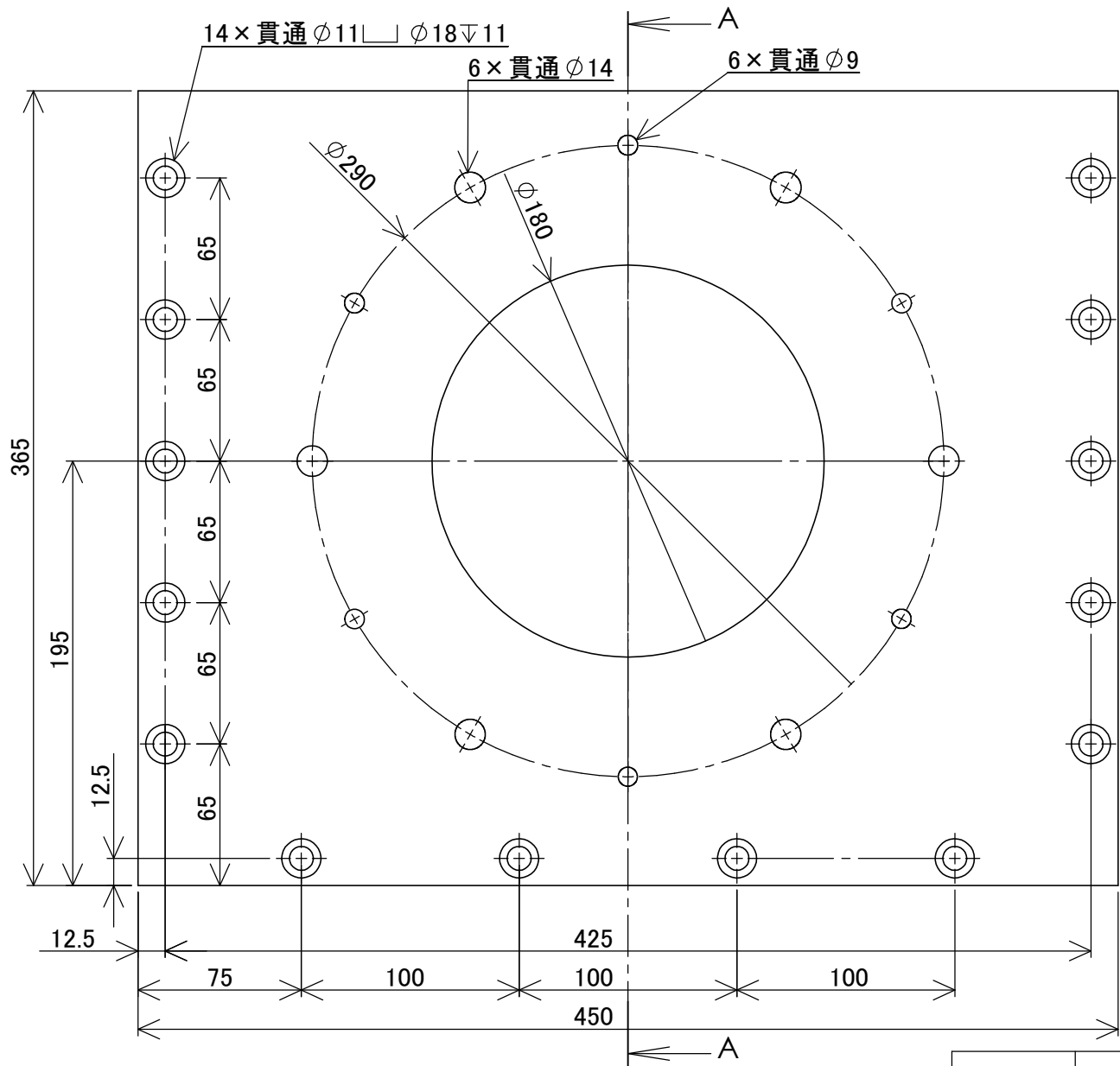
2

1



断面図 A-A  
スケール 1:5

		アルミ	1
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名 <b>台座A</b>	
	1:3		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル



断面図 A-A

		アルミ	1
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:3		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル

台座B

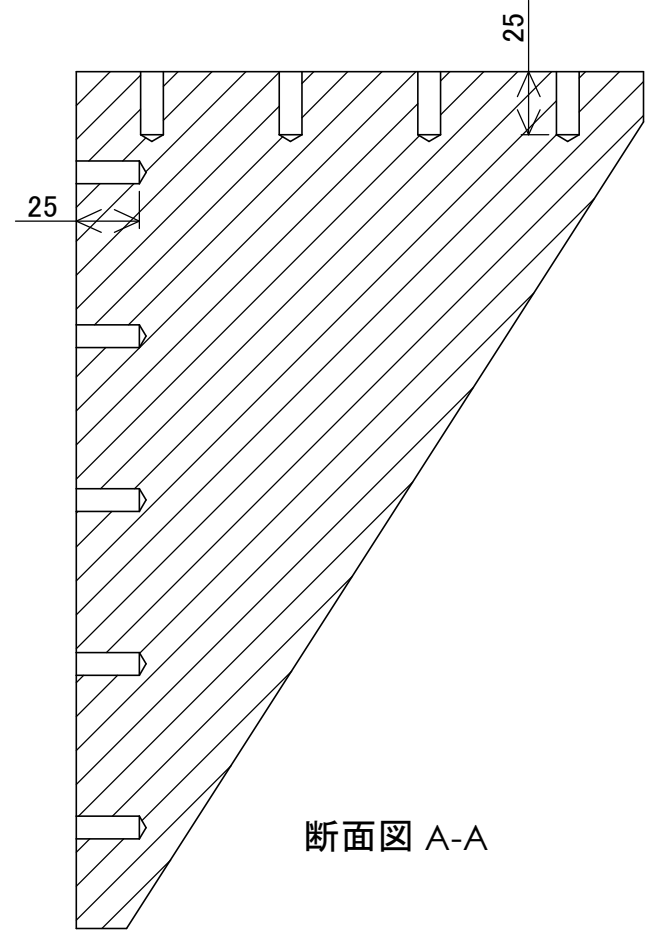
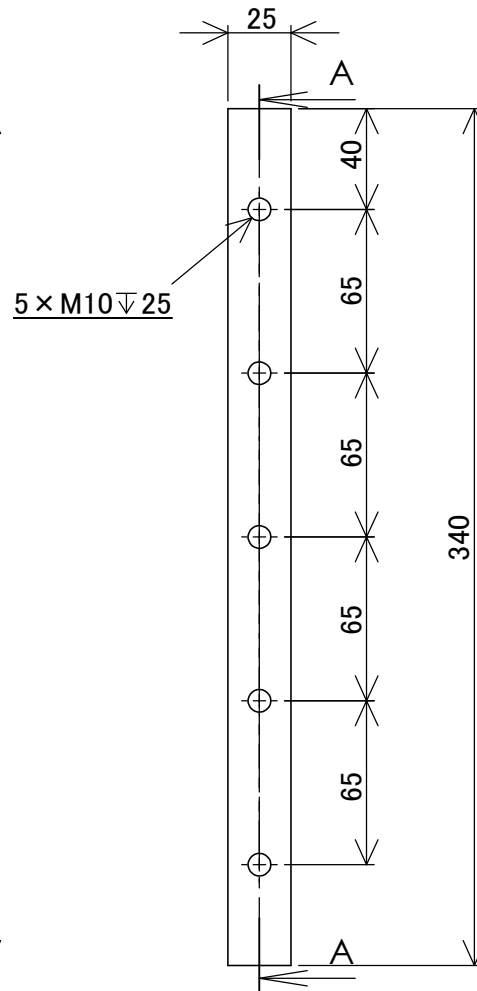
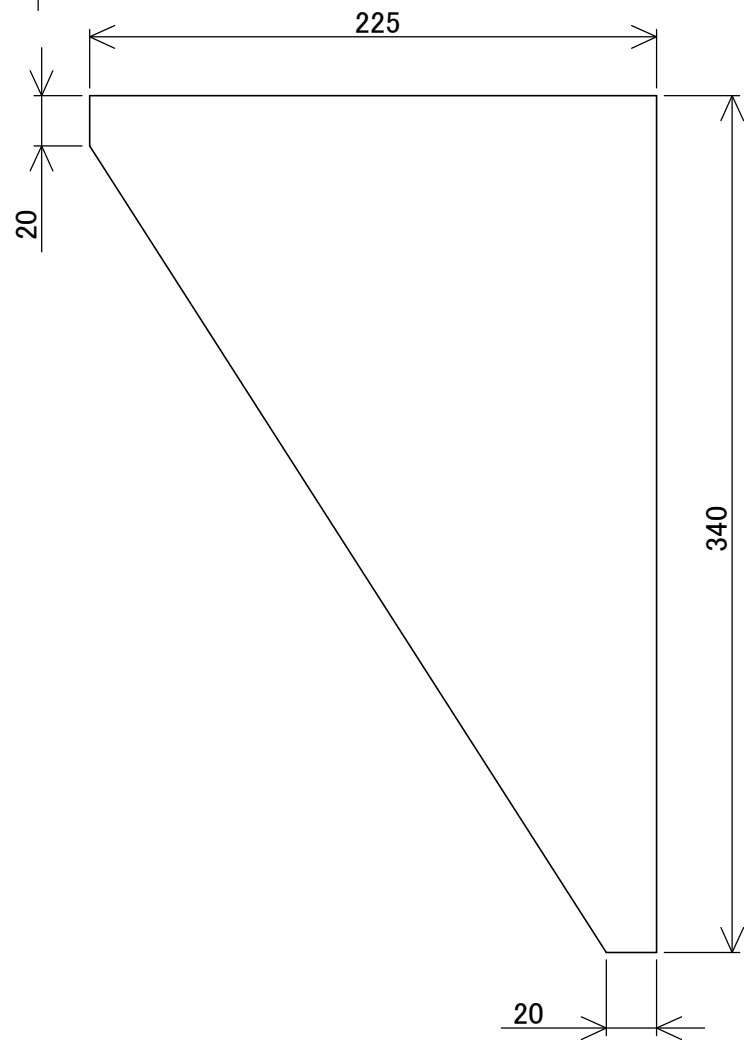
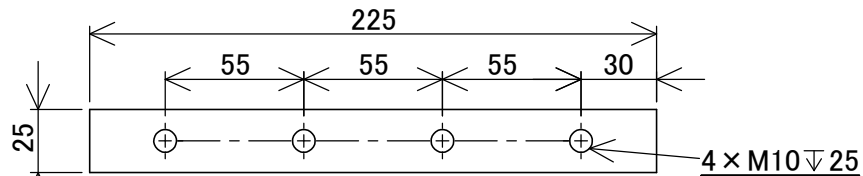
5

4

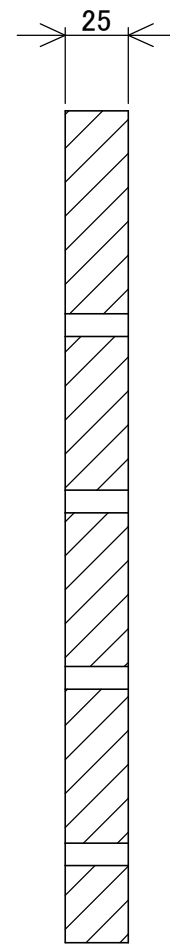
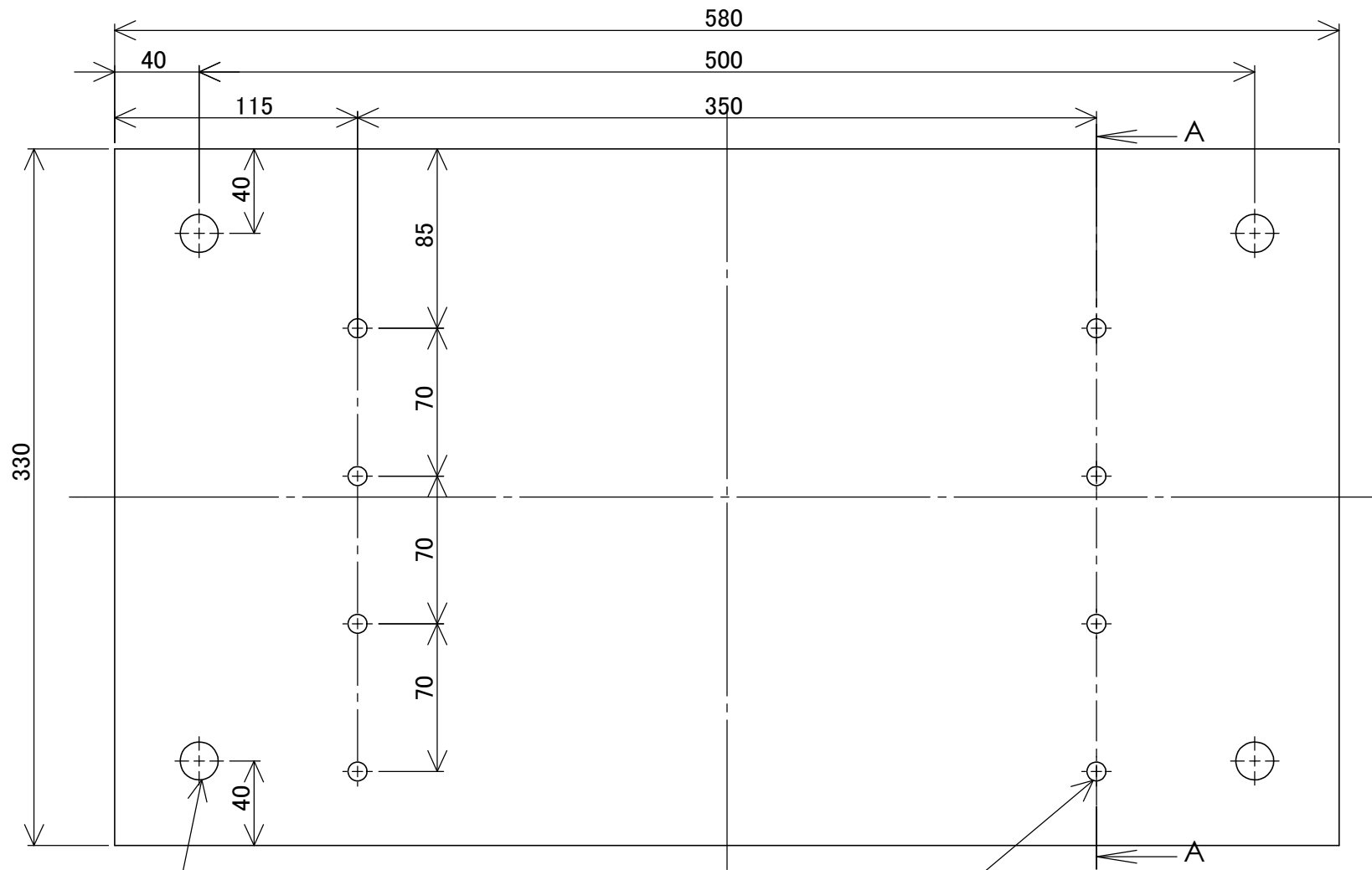
3

2

1



		アルミ	2
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	台座C
	1:3		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル



断面図 A-A  
スケール 1:3

4 × 貫通  $\phi 18$

8 × 貫通 M10

		SUS304	1
		材料	個数
COMMENTS:	尺度	図名	
	1:3		
北海道大学 システム変換学研究室		第三角法	界磁アキシャル

定盤