

博士論文

用途指向型永久磁石同期機開発に 適合した設計手法に関する研究

2006 年度

星野 昭広

目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 近年の回転電気機器の代表的な用途と技術動向	1
1.1.2 用途指向型回転電気機器の開発動向	6
1.1.3 用途指向型回転電気機器設計上の問題点	9
1.2 本研究の目的	10
1.3 本論文の概要	12
第2章 用途指向型回転電気機器の設計手順	15
2.1 緒言	15
2.2 用途指向型回転電気機器の開発手順と技術課題	16
2.3 技術課題を克服するための従来の取り組み	23
2.4 本研究で取り扱う技術課題と対応策	26
2.5 本研究で開発した設計手法や指針を適用した場合の設計手順	27
2.6 結言	30
第3章 ミニスケールモデルによる新形式用途指向型高効率永久磁石同期機の材料選定 指針の導出	31
3.1 緒言	31
3.2 コアレス巻線アキシヤルギャップ型回転電気機器	33
3.3 損失の発生部位の予測	35
3.4 高効率化に根ざした材料選定指針導出用供試電動機の構成	38
3.5 損失の分析	41
3.5.1 無負荷時の損失	41
3.5.2 負荷時の損失	44
3.6 高効率化のための巻線及び構成材料選定指針	46

3.7	実スケール機への適用	47
3.8	結言	50
第4章	用途指向型永久磁石同期モータの設計パラメータ候補の絞り込み手法の提案	52
4.1	緒言	52
4.2	提案する絞り込み手法の詳細手順	53
4.3	モータ定数範囲の算出方法	59
4.4	設計事例	62
4.4.1	設計対象	62
4.4.2	要求仕様	64
4.4.3	設計方針	65
4.4.4	電磁気設計結果	66
4.4.5	実験結果	73
4.4.6	探索範囲低減効果	73
4.5	結言	75
第5章	大エアギャップ長の永久磁石同期発電機の実出力電圧計算の高精度化	76
5.1	緒言	76
5.2	超高速表面磁石同期発電機における従来計算式の問題点	77
5.3	特性計算法	80
5.3.1	誘起電圧	80
5.3.2	磁束線とインダクタンス	81
5.3.3	同期インダクタンス	84
5.3.4	出力電圧	88
5.4	計算結果の検証	89
5.4.1	発電機の要求特性	89
5.4.2	発電機の設計結果	89
5.4.3	計算結果の検証	90
5.4.4	他機種への適用例	92
5.5	結言	94

第6章 結論	95
6.1 本研究で得られた成果	95
6.2 残された課題と今後の展望	99
謝辞	101
参考文献	102
発表論文リスト	106
付録	108

第1章

序論

1.1 本研究の背景

回転電気機器の用途は拡大の一途をたどっている。その技術的背景には、計算機の性能向上及び数値解析技術の進歩に伴う特性計算の高精度化や高速化、永久磁石、鉄心及び絶縁材料等の構成材料の高性能化や低コスト化、インバータによる交流可変速技術や電力変換技術の発展及び高機能プロセッサや各種センサの普及、さらには新しい制御理論の実用化等がある。これらの状況下において、回転電気機器の形態は大きな変革を遂げつつある。すなわち、従来の汎用的な動力源あるいは回転数やトルク制御を行う駆動装置としての枠組みを越え、対象製品からの高度な要求仕様を満足するため、積極的に形状寸法、構造及び特性を特化させた用途指向型回転電気機器の開発が、種々の用途で実施されるに至っている。本研究は、永久磁石同期機を対象として、用途指向型回転電気機器の開発を効率的かつ短期間で実施するための設計指針や設計手法を構築することを目的に実施したものである。以下に本研究の背景として、近年の回転電気機器の代表的な用途と技術動向、用途指向型回転電気機器の開発動向及び設計上の問題点について述べる。

1.1.1 近年の回転電気機器の代表的な用途と技術動向

回転電気機器の新適用分野の開拓は、世界各国で活発に進められており、その中で、我国はリーダー的立場にある。また、用途指向型回転電気機器の開発は、

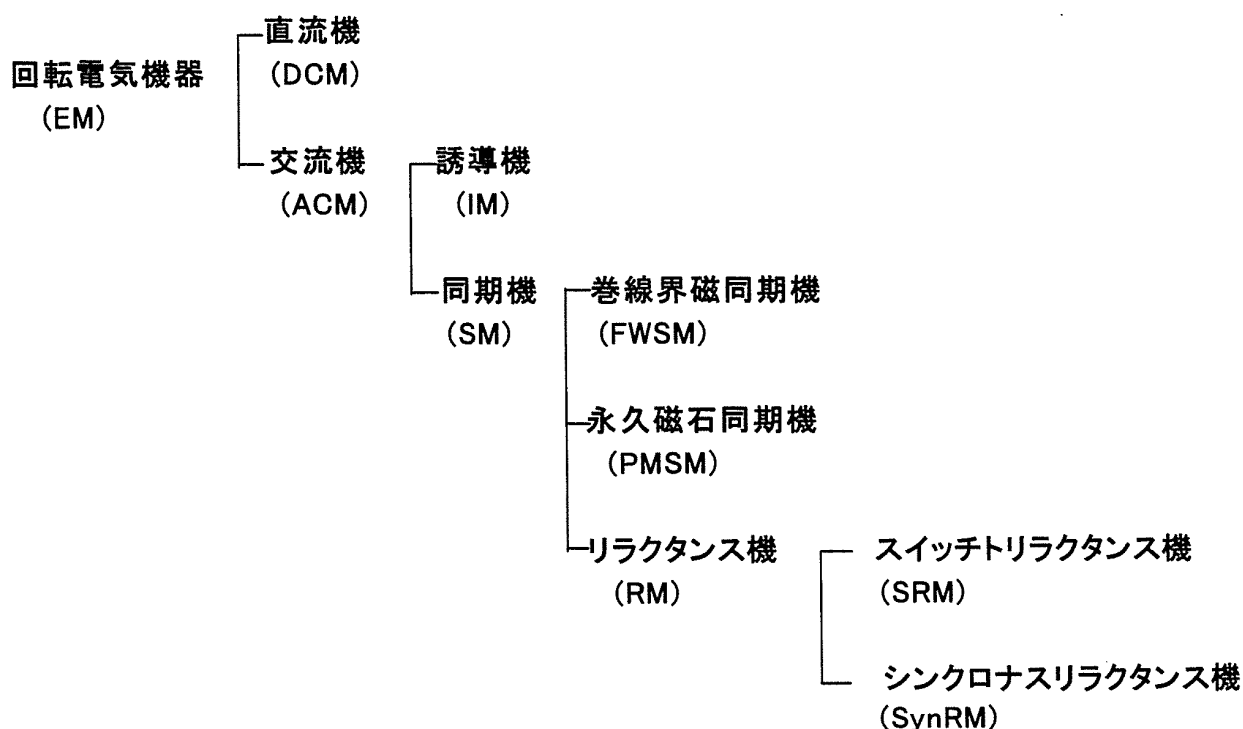
我国において、他国に先駆けて実施されている。近年の回転電気機器の代表的な用途と技術動向について、国内を対象に概観すると表 1.1 のようになる^[1~4]。表は、代表的な用途に関して、使用されている回転電気機器の種類、出力範囲、近年の技術動向及び要求されている制御方式を示している。用途は、分野別に分類すると、産業分野、家電分野、輸送機器分野及び情報機器分野等に分けられ、表には、分野ごとに用途例を挙げている。表からわかるように、回転電気機器は非常に幅広い分野で使用されている。

次に種類について述べる。表 1.1 に示すように、種類には巻線界磁同期機 (FWSM)、誘導機 (IM)、永久磁石同期機 (PMSM)、スイッチトリラクタンس機 (SRM)、シンクロナスリラクタンス機 (SynRM) 及び直流機 (DCM) がある。これらを整理すると図 1.1 に示すように分類でき、大きく直流機 (DCM) と交流機 (ACM) に分けられる。直流機 (DCM) は、クレーン、鉄道等の一部の用途で用いられているが、小型軽量化、大出力化、大トルク化及びメンテナンスフリーの面で有利な交流機が主流となっている。交流機は、トルク発生原理の違いから誘導機(IM)と同期機(SM)に分けられる。また、同期機は巻線界磁同期機 (FWSM)、永久磁石同期機(PMSM)及びリラクタンス機(RM)に分類され、リラクタンス機には、駆動電流波形の違いからスイッチトリラクタンス機 (SRM)及びシンクロナスリラクタンス機 (SynRM) がある。誘導機は、出力が 1MW 程度以下の領域で、比較的大きな範囲で各種産業用として多数用いられている。巻線界磁同期機は、出力が 1MW を超えるような大出力の領域で高効率、高力率が要求される用途が主で、鉄鋼の圧延プラント、電気推進船等に用いられている。一方、永久磁石同期機は、誘導機よりも出力が小さな範囲で幅広い分野で用いられている。スイッチトリラクタンス機やシンクロナスリラクタンス機は、現状では適用例は少ないが、安価で高い耐環境性が期待できる機器として、実用化のための研究開発が継続的に実施されている。こうしたなか、近年の顕著な動向として、永久磁石同期機が小型のものから大型のものへ、急速に適用範囲を拡大している。この背景には、1980 年代のネオジウム鉄ボロン焼結磁石の開発がある。ネオジウム鉄ボロン焼結磁石の最大エネルギー積(BH)max

表 1.1 近年の回転電気機器の代表的な用途と技術動向

用途	種類	出力	技術動向	要求される制御方式
鉄鋼(圧延プラント)	FWSM,IM	1M~20MW	大出力,高力率が要求されFWSMが一般的。	速度制御 (板厚制御)
製紙・フィルムプラント	IM,PMSM	数10k~10MW	省エネルギー,省スペース,低慣性モメント化を狙ったPMSMの適用が300kW級まで拡大。300kW以上の領域ではIM。ラインシャフト方式→セクショナルドライブ方式。	軸間同期位置制御
ファン・ポンプ	IM,PMSM,SRM	数k~数100kW	省エネルギー,小型軽量からPMSMの適用が300kW級まで拡大。300kW以上の領域ではIM。油圧ポンプ用で省エネ,低騒音,高応答を狙ってSRMの適用例あり。	速度制御
コンプレッサ	IM,PMSM	数10k~数MW	省エネルギー,小型軽量からPMSMの適用が300kW級まで拡大。300kW以上の領域ではIM。システムの小型化,メンテナンスの容易性からギアレス化,高速化(10k~20krpm)。	速度制御
印刷機械	IM,PMSM	数k~110kW	省スペースからIM→PMSM。ラインシャフト方式→セクショナルドライブ方式。	軸間同期位置制御
射出成形機	PMSM	1k~100kW	省エネルギー,クリーンから油圧→電動化。高速,高応答射出を狙ってプーリ・ベルトレスダイレクトドライブを適用。	速度制御 (圧力制御)
産業用ロボット	PMSM	数100~数kW	高精度位置決めを狙ったダイレクトドライブの適用拡大。クリーン化(油漏れや廃油をなくす等)から油圧→電動化。	軌跡・位置制御
工作機械主軸	IM,PMSM,SynRM	0.4k~55kW	加工精度向上,省エネルギー,高生産性が要求され高速化,プーリ・ベルトレスダイレクトドライブ化。0.4kW,120krpmの開発例,SynRMの実用化例あり。	速度制御
工作機械送り	PMSM	1k~10kW	軌跡精度向上から永久磁石に起因するコキングトルクの抑制が要求され表面磁石型のPMSMを適用。	軌跡制御 (切削面制御)
電力貯蔵 フライホイール	PMSM	数k~10数kW	高効率化からコアレス構造とし,薄型化のためアキシヤルギャップ型を採用したものを開発中。	トルク制御 電流制御
ガスタービン発電機	PMSM	1k~1MW	システムの小型化,高効率化から超高速(10krpm~)。高速機械とギアレスダイレクト接続。1MW,15krpmの開発例有。	出力(電流)制御
家電	PMSM	数100~数kW	エアコン,冷蔵庫で省エネルギー化。洗濯機で低騒音化を狙ってダイレクトドライブを適用。	速度制御
エレベータ	IM,PMSM	数k~210kW	省エネルギー,省スペースからIM→PMSM化。乗り心地と静粛性からギアレス化。	速度制御
クレーン	DCM,IM	数10k~数100kW	ACドライブの低コスト化によりDCM→IMへトルク制御化。	速度制御
自動車走行	IM,PMSM	数k~100kW	環境問題からエンジン駆動→ハイブリッド駆動化,高速化(~20krpm)。省エネルギー,小型軽量化からIM→PMSM。水冷。	トルク制御
自動車エアコン コンプレッサ	PMSM,SRM	数kW	バッテリー電源駆動(42V,310V,440V),水冷,コンプレッサ・モーター・インバーター一体化,SRMの採用例有り。	速度制御
フォークリフト走行	IM	数k~10数kW	環境問題からエンジン駆動→電動化。現状はIMが主流。バッテリー低電圧電源駆動。	トルク制御
鉄道	DCM,IM,PMSM	数10k~300kW	DCM→IM化により小型軽量化。さらに小型軽量化,省エネルギー,メンテナンスフリー化,低騒音化を狙ってダイレクトドライブの密閉型PMSM(200kW)の開発例あり。現状はIMが主流。	トルク制御
電気推進船	FWSM	数M~14MW	大出力が要求され,FWSMが主流。エンジン駆動に比べ低振動,低騒音,優れた操縦性を実現。	トルク制御
航空機	PMSM	数k~10kW	メンテナンスの容易性,空間自由度増から油圧→油圧ポンプ+PMSMを開発中。	速度制御
プリンタホリコンミラー	PMSM	数W~数10W	事務作業効率化から高速化(10k~35krpm)。長寿命,低振動,低騒音が要求されPMSMを適用。	速度制御
磁気ディスク スピンドル	PMSM	数W~数10W	高速アクセス化から高速化(数k~10krpm)。	速度制御

FWSM(Field Winding Synchronous Machine):巻線界磁同期機
 IM(Induction Machine):誘導機
 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Machine):永久磁石同期機
 SRM(Switched Reluctance Machine):スイッチトリラクタンス機
 SynRM(Synchronous Reluctance Machine):シンクロナスリラクタンス機
 DCM(Direct Current Machine):直流機



EM(Electric Machine) : 回転電気機器

ACM(Alternating Current Machine) : 交流機

図 1.1 回転電気機器の分類

は、1960年代に開発されたフェライト磁石が 24kJ/m^3 (3 MGOe) であるのに対して、1980年代では、約 20 倍の 400kJ/m^3 (50MGOe)、現在では、 460kJ/m^3 (58MGOe) を超えるに至っている。また、固有保磁力(iHc)も開発当初では 950kA/m 程度であったものが、現在では約 3 倍の $2,800\text{kA/m}$ が実現されている^[5]。この技術革新は、ここ 20 年あまりで急速に進展し、回転電気機器の小型軽量化、高効率化、高出力化及び耐環境性向上に応える革命的な原動力となっている。表 1.1 を見るとわかるように、永久磁石同期機(PMSM)は、大出力の一部の用途を除いて、ほとんどのものに適用されている。

次に出力面について述べる。回転電気機器は、鉄鋼の製造ラインにおける圧延プラント、製紙やフィルムプラント、電気推進船等の 1MW を超えるような大

出力のものから、磁気ディスクのヘッド位置決め機構やスピンドル機構の数Wクラスに至るまで、非常に広い出力範囲で使用されている。その中で、従来は誘導機が用いられてきた領域に永久磁石同期機が適用範囲を拡大しつつある。例えば、ファン、ポンプ及びコンプレッサ等の流体機器の用途では、永久磁石同期機の出力量が300kWまで拡大され^[4]、印刷機械用で110kW^[4]、鉄道車両駆動用においても200kWの開発例がある^[6]。

技術動向面では、顕著な特徴として、省エネルギー化、省スペース化、ダイレクトドライブ化、油圧駆動やエンジン駆動からの代替及び超高速化が挙げられる^[7]。省エネルギー化の代表例としては、ファンやポンプがある。これらの回転数の2乗で増加する負荷トルク特性を有する用途では、可変速運転することで、顕著な省エネルギー効果が得られる。すなわち、流量が少ない場合は回転数を下げて運転し、消費電力を大幅に低減している。

省スペース化に関しては、鉄鋼（圧延）プラント、製紙やフィルムプラント、印刷機械等の工場設備や、自動車、フォークリフト、鉄道等の車載用で、限られたスペースに設置する必要のある用途で厳しい要求がある。

ダイレクトドライブ化に関しては、コンプレッサ、工作機械、産業用ロボット、家電、エレベータ、鉄道及びタービン発電機等で多数の採用例がある。これらは、メンテナンス性向上、高応答化、位置制御精度向上及び低騒音化等の要求により、回転電気機器が負荷軸に合わせて低速用あるいは高速用に開発されてきた結果である。

油圧駆動やエンジン駆動の代替に関しては、回転電気機器の大出力化、高速化、大トルク化、小型軽量化を背景に、産業用ロボット、射出成形機、自動車及びフォークリフト等で適用例がある。これらは、油圧やエンジンから得られる機械動力に対して、低公害、低騒音、高効率、高精度な回転数やトルクの制御を実現している。

超高速（10krpm以上）の分野にも進出している。たとえば、工作機械の主軸駆動用では、機械の生産性や製品品質の向上のため、より高速で高精度のモータが要求され、0.4kWで120krpmの開発例がある^[4]。ハイブリッド電気自動車

用の駆動電源として、ガスタービンで直接駆動する発電機では、30kW で86,000rpm のものがある^[8]。コジェネシステムのガスタービン発電機では、小型軽量化、高効率化及び設備費の低コスト化の要求から、減速機の減速比を小さくしてタービンに接続されたものがあり、1MW で15krpm に達するものが開発されている^[9]。

他方、制御面においては、単に対象機械に対する動力源としての位置付けから、目的に応じたトルク、速度、軸間の同期位置制御や軌跡制御等、自在な制御を実現する駆動源へと変遷している。

1.1.2 用途指向型回転電気機器の開発動向

回転電気機器の用途が拡大していくなかで、対象製品の高機能化や差別化を図るため、いかなる機器を適用すればよいか、重要な課題となっている。一般に回転電気機器の選定は、対象製品から与えられる要求仕様をもとに実施される。要求仕様には、形状寸法制約、電源条件、動作する回転数－トルク特性上の代表動作点、効率、力率等の定常特性、回転速度やトルクの応答性や制御精度等の制御特性及び使用される周囲の環境仕様等がある。これらの製品から与えられる要求仕様に対し、回転電気機器メーカーでは、汎用モータに代表される動力用標準機や汎用サーボモータのような制御用標準機をラインナップ化して対応している。この場合、形状寸法や電源条件は回転電気機器メーカー側から与えられ、製品設計者は、製品から要求される定常特性や制御特性を満足することに重点をおき、ラインナップ化された標準機に必要な制御機能を付加することで対応してきた。しかしながら、近年の製品に対する要求の多様化や高度化に伴い、回転電気機器に対して極端な要求仕様を課しないと、製品自身の成立が困難になったり、製品に要求される性能や機能を満足できないといった用途がいくつか出現するに至っている。図 1.2 に極端な仕様が要求される用途例と要求項目との関係を図示している。

自動車走行用では、小型軽量や組込型、エンジン駆動の代替、広範囲な動作領域及び高効率が要求されている。回転電気機器の小型軽量化や組込型は、車

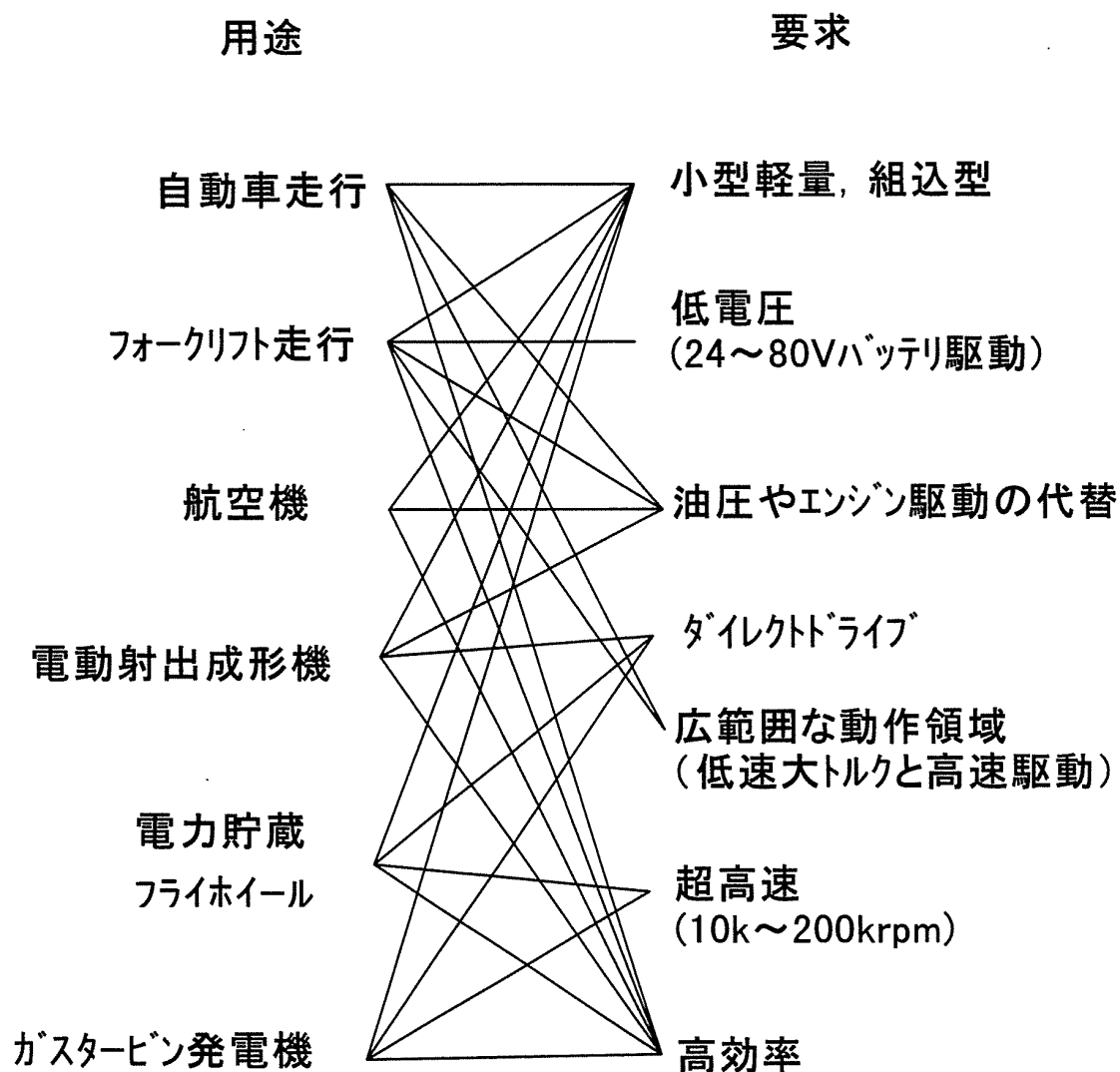


図 1.2 極端な仕様が要求される用途例と要求項目

両や車両を駆動するために必要なモータ, ギア及びデファレンシャル等の構成要素からなる駆動機構の小型軽量化からの要求である。エンジン駆動の代替は, エネルギー危機や地球環境保護の立場から要求されている。広範囲な動作領域は車両性能を満足するために必須な条件である。また, 高効率はバッテリーや発電機から得られるエネルギーの有効利用面からの要求である^[10]。

フォークリフト走行用モータでは, 小型軽量化や駆動機構への組込み, 低電

圧バッテリーでの駆動，エンジン駆動の代替，広範囲な動作領域及び高効率等が要求されている。小型軽量化や駆動機構への組込みは，車両および駆動機構の小型軽量化からの要求である。低電圧バッテリーでの駆動は，人体に対する安全性確保面から要求される。エンジン駆動の代替は，エネルギー危機や地球環境保護の立場からの要求である。これらに加えて，使用場所や運搬対象の制約によって，エンジン駆動車が採用不可となる要求もある。また，広範囲な動作領域は車両性能向上から，高効率は駆動源であるバッテリーの消費量低減から要求されている。

航空機用の回転電気機器では，小型軽量化，油圧駆動からの代替及び高効率が要求されている。小型軽量や組込型は，機体および駆動機構の小型軽量化からの要求である。油圧駆動からの代替は，油圧配管を不要とすることによる機内のレイアウトの容易化，制御応答性向上や制御精度ばらつきの低減の観点から要求されている。高効率は，エネルギーの有効利用面からの要求である。

電動射出成形機においては，小型軽量化及び組込型，油圧駆動からの代替，ダイレクトドライブ及び高効率が要求されている。小型軽量化及び組込型は，機械の小型軽量化からの要求である。油圧駆動からの代替は，メンテナンスの容易性や射出精度のばらつき低減の観点からの要求である。ダイレクトドライブは，従来のプリーやベルトを排すことによる射出立ち上がり時間の高応答化からの要求であり，高効率は機械の省エネルギー面から求められている^[11]。

電力貯蔵フライホイール用の電動発電機においては，薄型化及び組込型，ダイレクトドライブ，超高速及び高効率が要求されている。薄型化及び組込型は軸振動対策やフライホイール一体化からの要求である。ダイレクトドライブは，フライホイールとのダイレクト接続，超高速は高エネルギー密度化から要求されている。また，高効率はエネルギー貯蔵効率向上面からの要求である^[12]。

ガスタービン発電機においては，小型軽量，ダイレクトドライブ，超高速及び高効率が要求されている。小型軽量は，発電装置の小型軽量化からの要求である。ダイレクトドライブは，ギアにおける損失レス化やメンテナンス性向上面からの要求である。超高速は，タービン等の高速機械とのダイレクト接続

から、高効率・低減面から要求されている^[13]。

これらの用途で使用する回転電気機器は、従来のラインナップ化された標準機からの選定では、要求仕様を満足することが困難であり、用途に限定して形状寸法や構造、駆動電源および特性を特化した専用設計、さらには、小型軽量化を迫った限界設計が必要となってきた。上記ニーズに応え、対象製品からの高度な要求仕様を満たすため、従来の回転電気機器の枠組みを越え、積極的に形状寸法や構造そのものを変えて特定用途に特性を特化させた回転電気機器を開発しようとする動きがある。このようなモータは「用途指向型モータ Applications-Specific Electrical Motors : ASEM」と呼称されている^[14, 15]。

既に報告された ASEM の例をいくつか紹介する。油圧機器用に用いられるロータポンプでは、モータとポンプの一体化設計により全長を従来に比べ 40%短縮し、シャフトが外に出ない密閉構造として油漏れをなくし、低騒音化を図ったものがある^[16]。狭軌鉄道車両駆動用では、省スペース、軽量、低騒音、伝達効率向上、省メンテナンスを狙って車輪に電動機を直結した「車輪一体型電動機」の例がある^[17]。さらに、工作機械などの油圧ポンプ駆動では、低速高トルクで高速応答できるモータとしてスイッチトリラクタンスモータが採用され、従来の誘導電動機による駆動に対し、省エネルギー化と低騒音化を実現している^[18]。

1.1.3 用途指向型回転電気機器設計上の問題点

用途指向型回転電気機器の設計において、従来から用いられている伝統的な手法を適用しようとする、様々な問題が発生する。例えば、従来の製作実績に基づいた電気装荷と磁気装荷の分配による設計手法^[19]では、電気装荷と磁気装荷及び採用する電流密度、磁束密度等の電磁気的パラメータは経験的に与え、この結果として体格形状が得られるが、厳しい体格形状制約が先に設計条件として与えられる用途指向型機器では、装荷分配比や電磁気的パラメータが経験的な範囲を超えてしまう。また、伝統的手法では、製作実績に基づいた経験式を用いているため、実績のない特殊形状では、物理的意味が不明確となる。さ

らには、新原理、新形式の機器の設計には適用することができない。

用途指向型回転電気機器の設計手法として、与えられた形状寸法制約のもとで暫定的に決定した形状寸法及び巻線仕様からなる多数の設計パラメータ候補に対し、有限要素法（以下 FEM と略記）等の数値解析技術を適用した磁束分布や出力トルク等の特性計算を実施し、要求される特性を満足するまで設計パラメータ候補を変更して計算を繰り返し、絞り込む手法が用いられている^[例えば 20]。しかし、このような試行錯誤的な設計手法では、多数の設計パラメータ候補からの絞り込みの段階で、FEM に基づく膨大な繰り返しの特性計算が必要であり、多大な設計時間を費やしてしまう。また、設計の初期段階において対象機器性能の実現可能性の判断ができず、結果的に膨大な繰り返しの特性計算を実施したあげく、要求される特性を満足する設計パラメータが得られない場合がある等の問題がある。従来、実現可能性の判断や設計パラメータ候補の変更や修正による絞り込みは、熟練の設計技術者の経験に基づいた方向付けによりなされることが多かったが、最近では、熟練技術者の不足や技術の伝承が十分に実施できていないという問題も顕在化している。

1.2 本研究の目的

前節で述べたような背景のもと、本研究では、対象製品から極端な要求仕様が与えられる用途指向型回転電気機器の開発期間の短縮を目指し、設計初期段階の設計方針の決定及び電磁気設計における膨大な設計パラメータ候補の中から、要求仕様を満足する最良な設計パラメータを効率的かつ短期間に絞り込むための設計指針や設計手法の開発を狙いとしている。また、用途指向型機には、厳しい形状寸法制約下で大トルク化、高出力化及び高効率化が要求されるものが多く、これらの要求に対応するためには、巻線が永久磁石に置き換えられるため設計自由度が大きいと共に、強力な永久磁石の開発により小型化及び高効率化の観点で優れる永久磁石同期機の採用が有望と考えられ、本論文では永久磁石を用いた同期機を研究対象としている。

本研究の目的を要約すると下記のようなになる。

- (1) 極端な形状寸法制約、電源条件及び回転数－トルク特性上の複数の代表動作点が要求される用途指向型回転電気機器において、開発期間短縮に寄与できる設計方針の決定及び電磁気設計段階の設計手順を得る。
- (2) 設計初期の設計方針決定段階において、製作実績が少なく、使用する材料のデータベースの整備されていない新形式の回転電気機器を開発する場合の使用材料の選定指針を得る。従来材料を用いた場合の機器内部の磁束分布解析結果を基に、使用材料が容易に変更可能な構造で、短期間の試作が容易なミニスケールの供試機を製作し、使用する巻線や構成材料と得られる特性との関係を実験により明らかにした上で、材料の選定指針を導出する。
- (3) 電磁気設計初期段階において、与えられた電源条件下で要求される回転数－トルク特性上の複数の代表動作点での運転を実現可能とするモータ定数の取り得る範囲に着目し、範囲の有無によりモータの実現可能性を判断する手法を開発する。
- (4) 膨大な設計パラメータ候補から、要求仕様を満足する最良な設計パラメータ候補を絞り込む過程において、いきなり試行錯誤的な FEM による繰り返し計算に突入せず、前述のモータ定数の取り得る範囲を利用して、設計パラメータ候補を効率よくかつ迅速に絞り込む手法を提案する。
- (5) 用途指向型機器では、大エアギャップ長や偏平形状あるいはコアレス機器等、通常の機器とは異なった形状や構造を要求される場合が多い。この場合、通常機器で用いられてきた電磁気特性の計算手法では、計算精度が得られない場合がある。ここでは、大エアギャップ長のため漏れ磁束が多くなり、通常機器で用いられてきた計算手法では計算精度が低く、設計に適用できない超高速表面磁石同期発電機を取り上げ、出力電圧計算の高精度化を図る。

1.3 本論文の概要

本論文は、6章で構成されており、用途指向型永久磁石同期機の設計方針決定及び電磁気設計段階における膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを効率的かつ迅速に絞り込むための設計指針や設計手法の開発を取り扱っている。各章の概要は下記に示すとおりである。

第1章 序論

本研究の背景と目的、および本論文の概要を述べている。

第2章 用途指向型回転電気機器の設計手順

本章では、まず、従来の一般的な用途指向型回転電気機器の開発手順について述べ、各手順における技術課題を示している。次に、開発の効率化及び短期間化を行う上で重要な工程は、開発手順の初期段階に位置する膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを効率良く、短期間で得るための絞り込み作業と試作検証作業の各工程であることを示し、これらの工程の技術課題に対する従来の取り組みと本研究で開発する設計指針や設計手法の位置付けを示している。さらに、本研究で開発する設計指針や設計手法に加え、従来の取り組みを活用した用途指向型回転電気機器開発に適合した設計手順を提案している。

第3章 ミニスケールモデルによる新形式用途指向型高効率永久磁石同期機の材料選定指針の導出

本章では、製作実績が少なく、使用する材料の設計データベースが整備されていない新形式の回転電気機器を開発する場合の、設計方針の決定段階における使用材料の選定指針の導出について述べている。指針の導出にあたり、まず、磁界解析を適用して従来材料を用いた場合の機器内部の磁束密度を求め、損失の発生部位を予想している。次に、実スケール機開発の前段階で、予測した発生部位における損失を、分離して実測可能なミニスケールの供試機を試作している。供試機は、損失発生が予想される巻線や構成材料を容易に変更可能な構

造とし、使用材料と損失との関係を明確にすることを目的として、巻線の存在しないステータや、未着磁の永久磁石を組み込んだロータを製作している。そして、巻線や構成材料を変更させた複数の供試機に対し、無負荷試験や負荷試験を実施して損失分離を実施し、使用材料と損失との関係を実験的に明らかにした上で、高効率化のための使用材料の選定指針を得ている。事例として、従来から一般的に用いられているコア付きのラジアルギャップ型機器に対して、コアレスによる高効率化、アキシシャルギャップ構造による形状の薄型扁平化及び高速回転化が実現可能な新形式の機器として注目されているコアレス巻線アキシシャルギャップ型発電機を対象として、高効率化のための巻線及び構成材料の選定指針を導出している。さらに、開発事例として電力貯蔵フライホイール用として開発した実スケールの電動発電機の試作機について、要求仕様と試験結果を紹介している。

第4章 用途指向型永久磁石同期モータの設計パラメータ候補の絞り込み手法の提案

本章では、電磁気設計初期段階において、与えられた電源条件下で要求される回転数-トルク特性上の複数の代表動作点での運転を可能とするモータの実現可能性の判断を可能とし、膨大な設計パラメータ候補に対するFEMによる繰り返し特性計算を軽減することを目的とした用途指向型埋込磁石同期モータの設計パラメータ候補の絞り込み手法を提案している。提案手法は、最初に電源条件下で要求される複数の特定動作点で運転可能なモータ定数の取り得る範囲を求め、範囲の有無によりモータの実現可能性を判断する。次に、範囲が得られた場合は、この範囲を目標に設計パラメータ候補を絞り込む。

極端な要求仕様の機器開発においては、要求仕様を満足する設計パラメータが存在しない場合もあり、本章で示す設計可能性の判断を電磁気設計の初期段階に投入すれば、無駄な設計作業を実施しなくても済むようになる。また、設計パラメータ候補の絞り込みにおいては、FEMによる試行錯誤的な膨大な繰り返し特性計算を削減でき、設計期間を短縮できる。

提案手法により、フォークリフト走行用埋込磁石同期モータの設計、製作を行い、48Vの低電圧直流電源下で、最大トルク時の回転数と最高回転数の比が1:8

となる低速大トルクと高速駆動を両立した回転数－トルク特性を満足することを検証し、設計手法の妥当性を確認するとともに、設計パラメータ候補の探索範囲軽減効果を示している。

第5章 大エアギャップ長の永久磁石同期発電機の実出力電圧計算の高精度化

本章では、試作検証後の再設計及び試作回数の低減を目的に、通常機で用いられる計算手法では精度が得られない漏れ磁束の大きな機器に対して、電磁気特性計算の高精度化を図った事例について述べている。高速回転仕様により、非磁性の永久磁石保持リングを回転子表面に被せることで等価的に大エアギャップ長となり、エアギャップの漏れ磁束が大きくなる超高速表面磁石同期発電機を事例として、出力電圧計算の高精度化を図っている。出力電圧は、漏れ磁束の影響を正確に模擬するため、FEMによる巻線鎖交磁束解析結果から誘起電圧、同期インダクタンスを求め、これらから計算している。同期インダクタンスの計算では、超高速駆動のために必須となる非磁性の永久磁石保持リングの存在により大エアギャップ長となる本機において、通常のエアギャップ機では無視されていたエアギャップの漏れインダクタンスを求めることができ、発生要因ごとに分離して求めることのできる計算手法を提案している。さらに、本章で示す計算手法を適用して設計した2例の発電機について、出力電圧実測値との検証を行い、計算手法の妥当性を確認している。

第6章 結論

本研究で得られた成果を概説し、残された課題と今後の展望について述べている。

付録

電磁気設計段階における設計パラメータ候補の絞込みの工程において、本研究に関連して実施した2つの事例として、突極集中巻埋込磁石同期モータの極数とスロット数の組み合わせの決定及び埋込磁石同期モータの回転子構造の設計指針導出について紹介している。

第2章

用途指向型回転電気機器の

設計手順

2.1 緒言

用途指向型回転電気機器の開発においては、特定の用途から与えられる形状寸法制約及び電源条件のもとで、要求される回転数－トルク特性上の複数の代表動作点及びそれらの動作点に必要な効率や力率等の定常特性や、回転数やトルク等の過渡特性を満足する要求性能を満足する回転電気機器を、如何に効率よく短期間で製作することができるかが重要である。従来の用途指向型回転電気機器の一般的な開発手順は、要求仕様の設定、設計方針の決定、電磁気設計、詳細設計及び試作検証の5段階から成っている。要求仕様の設定は、用途から与えられる設計条件を整理する段階である。設計方針の決定は、回転電気機器の型式、駆動方式及び使用材料を決定する段階に位置する。電磁気設計は、与えられた形状寸法制約のもとで、暫定的に決定した膨大な設計パラメータ候補に対して電磁気特性計算を行い、要求仕様を満足する設計パラメータ候補を絞り込む段階である。詳細設計では、絞り込んだ設計パラメータ候補に対して、電力変換器駆動時の瞬時電流、瞬時トルク及び鉄損の計算、温度上昇計算、機械強度計算、振動及び騒音計算、生産技術設計及びコスト評価を行い、設計パラメータを決定する。試作検証は、詳細設計に

より決定した設計パラメータに基づき、試作機の製作、特性評価試験を行い、要求仕様を満足しているかどうかの検証を行う段階である。

本章では、まずこれらの各段階における実施内容について具体的に述べ、技術課題を示している。次に、開発期間短縮上大きな問題となっている要因は、与えられた形状寸法制約のもとで、暫定的に決定した膨大な設計パラメータ候補に対して、要求特性を満足しているかどうかの確認を行い、設計パラメータ候補を絞り込んでいく電磁気設計段階と、試作検証の段階にあることを示し、これらの段階に絞って技術課題に対する従来の取り組みの動向について述べている。そして、本研究で取り組む設計指針や設計手法の開発の位置付けを明確にすると共に、本研究で開発した設計指針や設計手法に加えて、従来の取り組みによる成果を組み合わせた用途指向型回転電気機器に適合する設計手順を示している。

2.2 用途指向型回転電気機器の開発手順と技術課題

標準の回転電気機器と用途指向型機器の大きな違いは、標準機が日本工業規格等の規格^[例えば 21, 22]に基づいて電源条件、形状寸法及び回転数－トルク特性をラインナップ化した機器群を実現しているのに対し、用途指向型機器は特定の用途から与えられる形状寸法制約及び電源条件のもとで、要求される回転数－トルク特性上の代表動作点及び特性を満足するように専用設計することにある。従来の一般的な用途指向型モータの開発手順の例を図示すると、図 2.1 のようになる。手順は、大きな流れとして、特定用途からモータに与えられる要求仕様の設定を出発点に、設計、試作検証の順で進められるが、これらの作業は要求仕様を満足する設計パラメータが得られるまで何度も繰り返すことが基本となっている。以下に開発手順について実施内容を具体的に説明する。

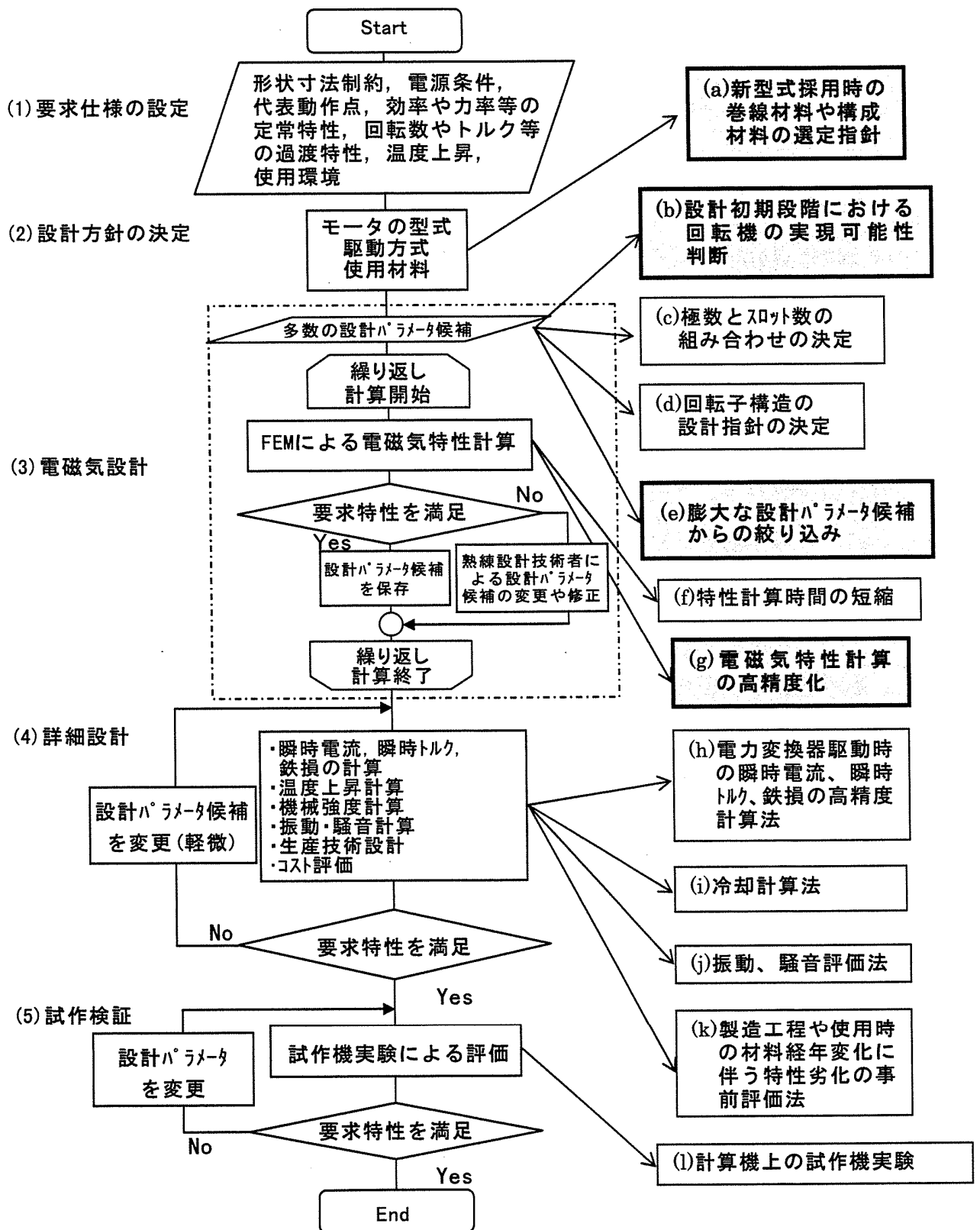


図 2.1 従来一般的な用途指向型モータの開発手順例と技術課題

(1) 要求仕様の設定

最初に、特定用途からモータに与えられる要求仕様を設定する。要求仕様には、形状寸法制約、電源条件、代表動作点、効率や力率等の定常特性、回転数やトルク等の過渡特性、温度上昇の上限値及び使用環境等がある。

(2) 設計方針の決定

与えられた要求仕様を満足すべく、モータの型式、駆動方式、使用材料を決定する。これらはメーカーにおける開発実績、設計データベース、開発費、製造の容易さ及び材料価格や入手性等、総合的見地から決定される。

(3) 電磁気設計

与えられた形状寸法制約のもとで、暫定的に決定した多数の形状寸法及び巻線仕様からなる設計パラメータ候補に対し、FEMによる磁場解析を適用して、モータに要求される電磁気特性を繰り返し計算する。電磁気特性には、回転数－トルク特性、効率、力率及びトルク定数等があり、用途に応じて異なる。これらの要求特性を評価の指標として、設計パラメータ候補の絞り込みを行う。要求仕様を満足する設計パラメータ候補が得られない場合の設計パラメータ候補の変更や修正は、熟練設計技術者の経験に基づいた方向付けに依るところが大きい。

(4) 詳細設計

詳細設計では、電磁気設計で絞り込んだ設計パラメータ候補をもとに電力変換器駆動時の瞬時電流、瞬時トルク及び鉄損の計算、温度上昇計算、機械強度計算、振動・騒音計算、生産技術設計及びコスト評価を行い、最終的に設計パラメータを決定する。

(5) 試作検証

試作検証では、詳細設計により決定した設計パラメータに基づき、試作機の製作、特性評価試験を行い、要求仕様を満足しているかどうかの確認を行う。満足すれば開発完了となるが、満足しない場合は設計パラメ

一タの変更を行い、満足するまで繰り返す。

本開発手順は、現状では、要求仕様から最適な設計パラメータを直接的に得る方法が存在しないため、与えられた形状寸法制約のもとで暫定的に多数の設計パラメータ候補を決定してモータに要求される特性の計算を行い、満足するまで設計パラメータ候補を変更して計算を繰り返し、絞り込んでゆく方法であり、各段階で様々な技術課題が存在する。各段階で発生する技術課題を図 2.1 に示す開発手順に対応させ、図の右側に示している。以下に技術課題について述べる。

まず、設計方針の決定の段階では、以下のような技術課題がある。

- (a) 極端な要求仕様の下で設計する ASEM においては、製作実績のある機器では要求仕様を満足できない場合も存在する。このような場合、製作実績はないが要求仕様を満たす可能性のある新型式の機器の開発を試みる場合がある。しかし、新型式の機器では、製作実績に基づいた使用材料の設計データベースがなく、選定指針が明確になっていない。このため、機器に使用する巻線、磁性、構成材料等の使用材料の選定から検討する必要がある。

次に、電磁気設計段階で発生する技術課題を列記すると、以下のようになる。

- (b) 特に極端な要求仕様の場合、仕様を満足する機器が成立しない場合もあり得るが、設計初期段階で機器性能の実現可能性の判断ができず、設計パラメータ候補をもとに膨大な特性計算を実施したあげく、要求仕様を満足する設計パラメータが得られない場合がある。このため、如何に設計初期段階で設計実現可能性の判断を行い、無駄な特性計算を不要とすることができるかが課題となっている。
- (c) 与えられた要求仕様に対する極数とスロット数の組み合わせの決定法が確立されるまでに至っていない。このため、多数の極数とスロット数の組み合わせに対して他の設計パラメータ候補を検討しなければならず、設計パラメータ候補の数が多くなり、繰り返しの特性計算に要する時間が膨大となる。従って、設計初期段階で如何なる手順で組み合わせを決

定するかが課題となる。

- (d) 与えられた要求仕様に対して、回転子構造の設計指針が一意的に定まるまでに至っていない。このため、多数の構造案に対して設計パラメータ候補を検討しなければならず、繰り返しの特性計算に要する時間が膨大となる。従って、設計初期段階で、如何に回転子構造を絞り込むことができるかが課題となる。
- (e) 膨大な設計パラメータ候補から、与えられた要求仕様を満足する最良な設計パラメータを如何に効率良く、短時間で絞り込むかが課題となる。
- (f) FEMによる磁束分布、電磁気特性の計算には、現状の計算機パワーでも、解析準備時間も含めると、1 ケース当たり時間オーダの期間を要する。設計期間の短縮のためには、特性計算時間の短縮化が課題である。
- (g) 要求される代表動作点や特性を満足する設計パラメータを短時間で得るためには、電磁気特性計算の高精度化が課題である。ただし、高精度化は計算時間を長くする傾向にあり、課題(f)とはトレードオフの関係になる。

また、詳細設計の段階においては、

- (h) 電力変換器と組合せて駆動した場合の瞬時電流、瞬時トルク、鉄損の計算の高精度化が課題である。
- (i) 機器の構造や形状寸法、使用材料、環境仕様及び発生損失に応じた温度上昇の計算と、巻線や永久磁石等を許容温度上昇以下に保持するための冷却設計法の確立が課題である。
- (j) 発生する振動や騒音の予測と要求値以下に低減が可能な設計手法の確立が課題である。
- (k) 製造工程や機器使用時の材料特性の経年変化に伴う特性劣化の事前評価法の確立が課題である。

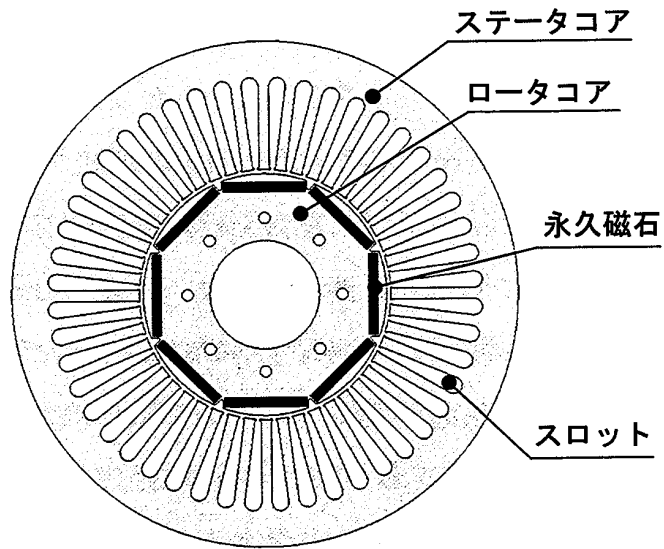
次に、試作検証段階での技術課題について述べる。

- (l) この段階で問題となっているのは試作検証回数である。1回の試作検証のためには、材料の調達から製作治具の作成、組み立て、組み立て後の

寸法検査、性能評価試験と順を追って実施する必要があり、月オーダの期間を要してしまう。開発期間が長くなることは開発時期の遅れを招き、他社との競争力低下にも繋がる。そのため、いかに試作検証を計算機上で置き換えて短期間で実施し、試作検証回数を低減するかが課題となる。

以上で述べたように、用途指向型回転電気機器の開発においては、様々な技術課題が存在する。本開発において重要なことは、与えられた要求仕様を満足する回転電気機器を、いかに短期間で開発するかと言う点にある。開発期間短縮を図ることができれば、結果的に開発コストの削減に繋がる。開発期間短縮上で大きな問題となっている要因は、開発手順の初期段階に位置する膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを得るための絞り込み作業と最終段階における試作検証作業である。前者について具体例を挙げ説明しよう。

第4章で設計事例とするバッテリーフォークリフト走行用のASEMは一層の平板永久磁石を回転子鉄心内部に埋め込んだ構造の埋込磁石同期モータ(IPMSM)で、図2.2はモータの断面形状と設計パラメータを示したものである。ASEMでは、形状寸法制約が設計条件として与えられるので、モータの外形寸法となるステータ外径、ロータ内径、鉄心軸方向積厚は固定もしくは制限値となる。しかし、その他の形状や巻線に関する設計パラメータは自由に取り得るので、設計パラメータ候補は膨大となる。具体的に言えば、極数、スロット数、每相直列巻回数、スロット形状、ロータ外径、永久磁石径方向厚さや周方向長さ、永久磁石の埋込み深さ、ギャップ長は全て自由に取り得ることができ、それぞれ3通り選択したとしても $3^9=19,683$ 通りとなり、膨大な数となる。また、FEMによる特性計算に必要な時間は、現状の計算機パワーでも時間オーダであり、膨大な設計パラメータ候補に対して繰り返しの特性計算を実施していたのでは、設計時間が現実的でない数値になってしまう。実際の設計現場では、熟練技術者の経験に基づいた方向付けにより設計パラメータの修正や変更による絞り込みが行われてきたが、最近では、熟練技術者の不足や、極端な要求仕様の場合、経験では対応できない等の問題がある。



(a) モータ断面形状

ステータ	外径
	鉄心軸方向積厚
	極数
	スロット数
	毎相直列巻回数
	スロット形状
ロータ	外径
	内径
	磁石径方向厚さ
	磁石周方向長さ
	磁石埋め込み深さ
ギャップ長	

(b) 設計パラメータ

図 2.2 設計パラメータの例

2.3 技術課題を克服するための従来の取り組み

開発期間短縮上で大きな問題となっている開発手順の初期段階に位置する膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを得るための絞り込みと試作検証の各工程において、技術課題を克服するために実施された従来の取り組みについて以下に述べる。

まず、技術課題の(a), (b)に関しては、熟練設計技術者の経験による方向付けや試行錯誤的な試作検証に頼っている状況にあり、技術課題を決定的に解決する手段は確立されていないように思われる。

次に技術課題(c)に関して述べる。従来、広く用いられてきた分布巻の場合は、回転電気機器設計に関する文献^[例えば 19]や製作実績に基づいて決定することが可能である。一方、小型軽量で大トルク特性が期待できるモータとして、近年、注目されている突極集中巻の永久磁石同期モータ^[23]は、採用実績が増加しつつある段階であり、決定法が確立されるまでには至っていないが、いくつかの試みがなされている。たとえば、大西は三相突極集中巻の永久磁石同期モータを対象に、永久磁石と鉄心間に発生するコギングトルクや径方向の不均衡磁気吸引力について検討し、それらが小さくなる極数とスロット数の組み合わせを示している^[24]。大西による検討結果を表 2.1 に示す。表中で、コギングトルクとは、永久磁石同期モータを外部から回転させた時に発生するトルクの変動のことで、永久磁石により発生した磁束が磁路のパーミアンス変動によって増減して磁場エネルギーが変化するために発生する。モータのトルクリプルの低減、低振動化や低騒音化のためには、コギングトルクの低減が必須である。また、径方向の不均衡磁気吸引力は、シャフト曲がりやベアリング荷重に対して悪影響を与え、特に大トルクモータにおいては影響が大きいため、これについても低減が必要である。表 2.1 において、コギングトルクの欄で○の付けられたものは電気角の6次または12次のコギングトルクが低減可能な組み合わせを示している。12次のコギングトルクの欄で、スロット数が24の場合の×、○は、極数

表 2.1 コギングトルクと径方向不平衡磁気吸引力を低減する極数とスロット数の組み合わせ

スロット数	極数	コギングトルク		不平衡 磁気吸引力
		6次	12次	
9	8, 10	○	○	×
12	10, 14	○	×	○
15	14, 16	○	○	×
18	16, 20	○	○	○
21	20, 22	○	○	×
24	20, 22, 26, 28	○	×, ○	○

が20と28の場合は×、22と26が○であることを示している。また、不平衡磁気吸引力の欄で○の付けられたものは、不平衡の磁気吸引力が低減できる組み合わせを示している。本報告は、三相突極集中巻の永久磁石同期モータの極数とスロット数の組み合わせ決定のための一指針として活用可能である。

次に技術課題(d)に関して述べる。文献[25]には、これまでに報告された永久磁石同期機の回転子構造が多数紹介されている。本文献では、回転子構造とモータの発生するマグネットトルクとリラクタンストルクの割合が図示されると共に、それぞれの構造における発生トルクや効率等の特性に関する特長が詳細に示されている。また、文献[26]には、固定子は同一形状で、回転子構造のみ異なる3種類の永久磁石同期モータについて、それぞれの特性を詳細に比較検討した報告がある。文献[27]には、一層の永久磁石を回転子鉄心に埋め込んだ埋込磁石同期モータの設計コンセプトとして、永久磁石径方向厚さを薄くできる高性能な希土類磁石を回転子鉄心内部に深く埋め込み、永久磁石の磁極軸と90°異なる q 軸の磁気通路面積を確保することがリラクタンストルク活用の基本的な考えであることが示されている。さらに、文献[28]には、埋め込む永久磁石の層数がマグネットトルクとリラクタンストルクに及ぼす影響について系統的な検討を行い、結論として永久磁石を回転子径方向に2分割して構成する2層埋

込磁石構造のモータがマグネットトルクとリラクタンストルクの両方を最大限利用できる回転子構造であることが示されている。[25]から[27]の報告は、回転子構造の設計指針の確立までには至っていないが、回転子構造を設計する上で、有用な指針となっている。

スイッチトリラクタンスマータを対象に、インバータにより PWM 制御下の電圧で駆動されるモータの瞬時電流、瞬時トルクを非線形磁化特性の数式モデルに基づいて短時間で計算し、自律的に最適な設計パラメータを絞り込むために遺伝的アルゴリズム(GA)を導入した設計手法が提案されている^[29]。本手法は、従来、詳細設計段階で実施されていたインバータ駆動時の瞬時電流や瞬時トルクの解析を概略設計段階に取り込み、GA を導入することで設計パラメータ候補の絞り込みを効率よく実施しようとする試みであり、前述した技術課題の(e), (f), (h)を解決する手段として提案されたものである。しかしながら、GA を導入した設計手法では、設計初期段階で最初に設定する設計パラメータ候補数を低減することはできない。また、得られた設計結果の物理的根拠が明確にならないといった欠点があり、技術課題(e)を解決するための決定的な手段となるまでには至っていないと思われる。

膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを得るための絞り込み作業の期間短縮を図る試みとして、特性計算に FEM による数値解析を用いずに、鉄心の非線形磁気挙動を捉えた簡易非線形磁気解析法を適用することにより、迅速な特性計算を可能とする手法が提案されている^[30]。本手法は前述した課題(f)を解決するために有効な手法となり得る。

他方、試作検証作業の短縮に対しては、電磁気設計段階における電磁気特性計算や詳細設計段階における電力変換器駆動時の瞬時電流や瞬時トルク及び鉄損の計算、温度上昇計算、機械強度計算、振動・騒音計算の各方面において計算の高精度化が進められ、試作検証作業を計算機上の計算に置き換えて実施し、試作回数を低減する試みが多数実施されている^[31~33]。

以上のように、用途指向型回転電気機器を短期間で効率よく開発する試みが、各段階において進められている。本研究では、上記背景のもと、用途指向型永

久磁石同期機の開発期間短縮を狙いとして、特に開発手順の初期段階に位置する設計方針決定、電磁気設計段階における膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを効率的かつ短期間で絞り込むための技術課題に着目し、特に図2.1の右側の網掛け部に示した課題(a), (b), (e), (g)の解決に取り組んでいる。なお、電磁気設計段階における技術課題の(c), (d), (f)については、前述したように実用的な報告があり、本研究では報告の対象外としている。なお、技術課題の(c), (d)に対しては、本研究に関連して実施した2つの事例として、突極集中巻埋込磁石同期モータの極数とスロット数の組み合わせの決定及び埋込磁石同期モータの回転子構造の設計指針導出を付録に紹介している。

2.4 本研究で取り扱う技術課題と対応策

本研究で取り扱う技術課題と対応策について図 2.1 と対応させて述べると以下のようなになる。

- (a) 新型式の回転電気機器を採用した場合の巻線材料や構成材料の選定指針に関しては、それぞれの材料が容易に変更可能な構造で、短期間の試作が可能なミニスケールの供試機を製作し、使用材料と要求される特性との関係を実験により明らかにした上で、使用材料の選定指針を導出することを試みている。(第3章)
- (b) 設計初期段階におけるモータの設計可能性の判断に関しては、与えられた電源条件下で要求される回転数-トルク特性上の代表動作点での運転を実現可能とするモータ定数の取り得る範囲に着目し、範囲の有無により設計しようとするモータの実現可能性を判断する手法を提案している。(第4章)
- (e) 膨大な設計パラメータ候補からの絞り込みに対しては、いきなり試行錯誤的なFEMによる繰り返し計算に突入せず、前述したモータ定数範囲を実現可能とする設計パラメータの取り得る範囲を求めることにより、設

計パラメータ候補を絞り込む手法を提案している。(第4章)

- (g) 用途指向型回転電気機器に要求される形状や構造は用途によって異なり、様々である。電磁気特性計算の高精度化に対しては、通常機で用いられている計算手法では精度が低く、設計に適用できない漏れ磁束の大きな機器として超高速表面磁石同期発電機を取り上げ、巻線に鎖交する磁束に着目し、FEMによる磁界解析を使用して誘起電圧、同期インダクタンスを求め、これらから精度良く出力電圧特性を計算する手法を構築している。(第5章)

2.5 本研究で開発した設計手法や指針を適用した場合の設計手順

図2.3は、本研究により開発した設計手法や設計指針を、用途指向型永久磁石同期モータの開発に適用する場合の設計手順を示したものである。手順は、本研究で対象としている設計初期段階に位置する設計方針の決定及び電磁気設計段階について示している。以下に設計手順について順を追って説明する。

(1) 要求仕様の設定

要求仕様の設定は、従来一般的な手順と同様である。要求仕様として、形状寸法制約、電源条件、代表動作点、効率や力率等の定常特性、回転数やトルク等の過渡特性、温度上昇の上限値及び使用環境等を設定する。

(2) 設計方針の決定

与えられた要求仕様を満足すべく、モータの型式、駆動方式、使用材料を決定する。使用材料選定のための設計データベースのない新型式の機器や大出力及び超高速等の用途で製作実績のない機器においては、短期間の試作が可能なミニスケールの供試機の試作検証結果を用いて、使用する材料の選定指針を決定する。ミニスケールの供試機は、使用材料と特性との関係が明確になるように、容易に材料を変更可能な構造とする。

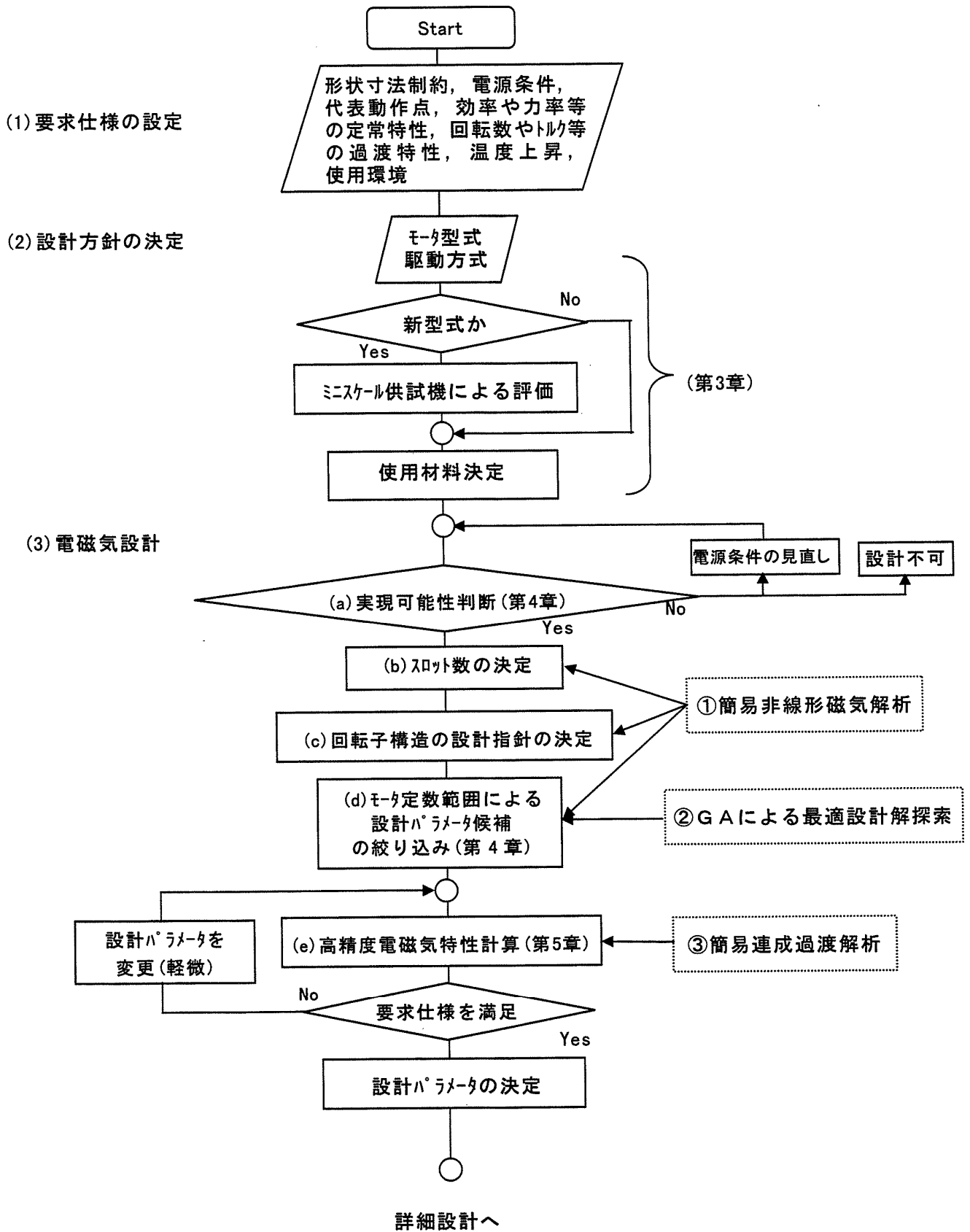


図 2.3 本研究により開発した設計手法及び設計指針を適用した場合の設計手順

なお、製作実績があり、設計データベースが構築されている機器においては、設計データベースを活用して材料選定を実施する。

(3) 電磁気設計

電磁気設計段階の手順を示すと下記のようになる。

- (a) 最初に設計しようとするモータの実現可能性の判断を行う。判断には、第4章で述べるモータ定数範囲を探索する手法を適用する。これにより実現可能性のある極数が抽出される。設計不可の場合、通常は電源条件の見直しを行う。
- (b) 抽出した実現可能性のある極数に対してスロット数を決定する。分布巻の場合は、回転電気機器設計に関する文献^[例えば 19]や製作実績に基づいて決定する。突極集中巻の場合は、決定法が確立するまでには至っていないが、例えば2.3節で示した大西による検討結果^[24]をもとに候補を選定し、特性計算を実施した上で決定する。決定事例として、大西による検討結果を突極集中巻埋込磁石モータに適用した事例を付録(A1)に紹介している。
- (c) 決定した極数とスロット数の組み合わせを前提として、回転子構造の設計指針を決定する。指針の導出に当たっては、2.3節で述べた従来の取り組みをもとに、用途から要求される特性に合わせて決定する。なお、指針の導出例として、1層平板埋込磁石モータを対象に導出した結果を付録(A2)に紹介している。
- (d) 第4章で示すモータ定数範囲による設計パラメータ候補（形状寸法、巻線仕様）の絞り込み手法を適用して設計パラメータ候補を絞り込む。
- (e) 絞り込んだ設計パラメータ候補に対し、高精度の電磁気特性計算を実施し、要求特性を満足しているかの確認を行なった上で最終的に設計パラメータを決定する。第5章に、通常機で用いられてきた計算法では精度が低く、要求特性を満足する機器を設計することのできなかつた大エアギャップ長で漏れ磁束の大きな機器に対して、高精度化を行った事例を示している。

本手順によれば、段階を追って設計パラメータ候補の絞り込みが可能であり、図 2.1 に示した従来手順に比較して、効率的かつ迅速な設計が実現できる。なお、用途指向型モータ設計の要素技術として開発された①簡易非線形磁気解析を適用した特性計算^[30]、②GA による最適設計解の探索^[29]及び③簡易連成過渡解析^[29]を本設計手順に組み込むことで、さらなる設計作業の効率化及び迅速化が期待できる。

2.6 結言

本章では、最初に従来の一般的な用途指向型回転電気機器の開発手順を示し、各手順における技術課題と必要な開発項目を明確にした。次に、開発の効率化及び短期間化を行う上で重要な工程は、開発手順の初期段階に位置する膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを効率良く、短期間で得るための絞り込み作業と試作検証の各工程であることを示し、これらの工程の技術課題に対する従来の取り組みと、本研究で開発する設計指針や設計手法の位置付けを示した。さらに、本研究で開発した設計指針や設計手法に加え、従来の取り組みを活用した用途指向型回転電気機器開発に適合した設計の考え方及び設計手順を示した。

第3章

ミニスケールモデルによる新形式用途指向型 高効率永久磁石同期機 of 材料選定 指針の導出

3.1 緒言

永久磁石同期機(PMSM)は、ラジアルギャップ構造でコアを有するものが一般的であり、製造面や価格面等で有利である理由から、広く用いられてきた。本形式の機器においては、製作実績が豊富であることから、使用材料を選定するための設計データベースは整備されている状況にある。

一方、極端な要求仕様の下で設計する用途指向型回転電気機器においては、開発実績はないが要求仕様を満たす可能性のある、新形式の機器の開発を試みる場合がある。このような新形式の機器においては、巻線材料や線径等の仕様、鉄心に用いる磁性材料やフレーム等の構成材料の設計データベースがなく、選定指針が明確になっていない。開発を試みる場合、いきなり実スケール機の開発に突入すると、膨大な期間と費用を要したあげく、要求仕様を満足することができず、再設計や再試作検証作業を必要とする場合がある。

近年、高効率、薄型形状及び高速回転を実現可能な新形式の回転電気機器として、アキシアルギャップ構造でステータにコアを用いない永久磁石同期機が種々提案されている^[34~38]。アキシアルギャップ型機はステータとロータを軸方向に対向させた構造のため、薄型でエアギャップ面積を大きくできる特徴を持

つ。この特徴を活かし、薄型形状のハイブリッド電気自動車用電動発電機の試作例が報告されている^[35]。また、永久磁石が埋め込まれた2段の非磁性円盤をもつロータを3段のステータが挟み込む構成のアキシヤルギャップモータの実用性が検討され、超高速回転電気機器への実現性が示されている^[36]。

コアレス機器は、コア部で発生する鉄損は存在しないので、高効率化が期待できる。しかしながら、界磁磁束がコアを介さずに巻線に直接鎖交することになり、磁氣的な等価エアギャップ長が大きくなる。そのため、コア付きに比べ漏れ磁束が多くなり、以下に示すようなコアレス機器特有の損失の存在が、通常の銅損や機械損の他に指摘されている^[39]。

- (1) 巻線導線1本内部の鎖交磁束の変化により発生する渦電流損失。
- (2) 並列巻線の各巻線の鎖交磁束の差から発生する各並列巻線間の循環電流による損失。
- (3) 永久磁石周辺の金属構造物に発生する渦電流損失。

本機器を高効率化するためには、これらの損失を低減する必要があり、このための使用材料の選定が課題となる。

上記背景のもと、本章では製作実績の少ない新形式のコアレス巻線アキシヤルギャップ型発電機を事例として、設計方針の決定段階で選定しなければならない巻線及び構成材料の選定指針の導出について述べている。選定指針の導出のため、まず、磁界解析を適用して従来材料を用いた場合の機器内部の磁束密度を求め、この結果から損失の発生する部位を予想している。次に、実スケール機開発の前段階で、予測した発生部位における損失を、分離して実測可能なミニスケールの供試機を試作している。供試機は、損失発生が予想される巻線や構成材料を容易に変更可能な構造とし、損失発生部位の損失を分離することを目的として、巻線の存在しないステータや、未着磁の永久磁石を組み込んだロータを製作している。次に、巻線や構成材料を変更させた複数の供試機に対し、無負荷試験や負荷試験を実施して損失分離を実施し、本型式機で発生する特有の渦電流損失の発生要因及び使用する巻線や構成材料との関係を実験的に明らかにしている。そして、損失の低減策とその効果を示すと共に巻線、構成

材料の選定指針を得ている。さらに、開発事例として電力貯蔵フライホイール用として開発した実スケールの電動発電機の試作機について、要求仕様、試験結果を紹介している。

3.2 コアレス巻線アキシシャルギャップ型回転電気機器

コアレス巻線アキシシャルギャップ型回転電気機器は、高効率、薄型形状及び高速回転を実現可能な新形式の機器として注目されている。図 3.1 は、本機器の基本構成を示している。ステータは、従来機器と異なったコアレス構造で、エポキシ樹脂でモールドされた巻線と、それを保持するためのフレーム等の機械構造材料より成っている。ロータは、中央のステータを挟む2つの円盤からなり、軸方向に磁化された永久磁石を、軸方向のコアレス巻線側に対抗させて配置し、その軸方向外側に磁路を確保するためのバックアイアンを備えている。ロータ永久磁石部の軸方向断面図を図 3.2 に示す。1極分の永久磁石は扇型形状で、周方向に異なる磁極を順次配置している。図は、8極の場合を示している。

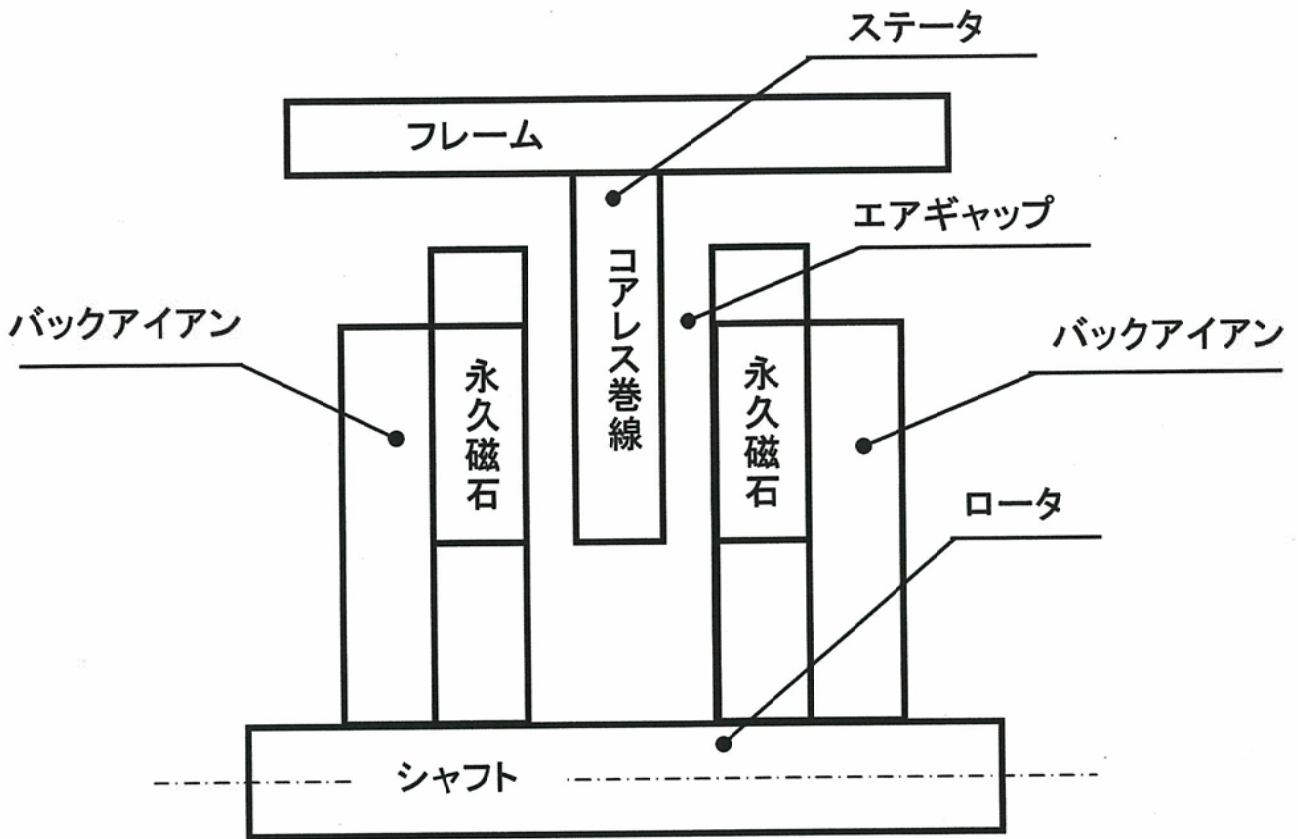


図3.1 コアレス巻線アキシヤルギャップ型回転電気機器の基本構成

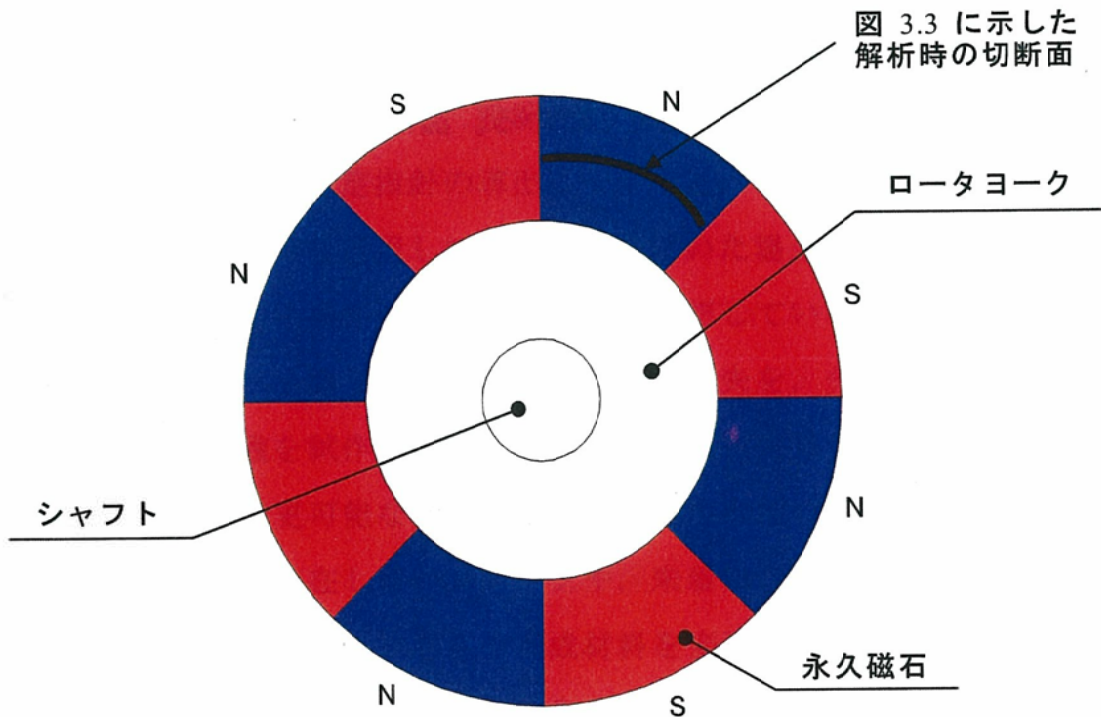


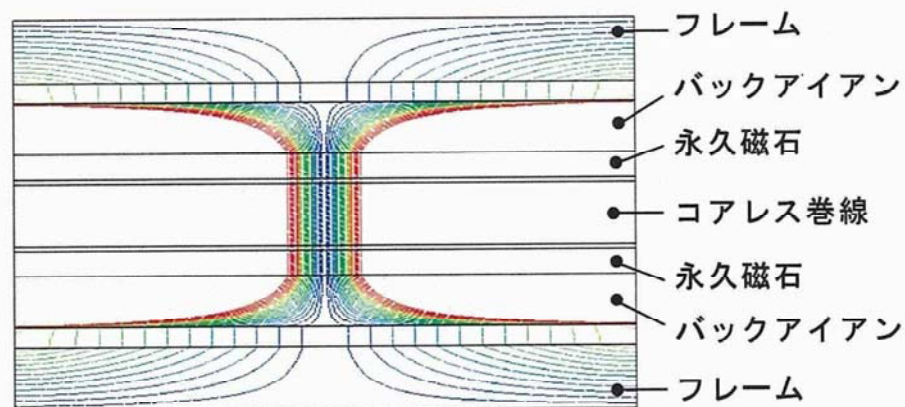
図3.2 永久磁石部軸方向断面図 (8極の場合)

3.3 損失の発生部位の予測

コアレス巻線アキシアルギャップ型回転電気機器に対して、従来材料を用いた場合の、永久磁石磁束による磁束分布を磁界解析により求めた結果を図 3.3(a) に示す。図は発電機を中心軸から永久磁石径方向中心の同一半径上にある周方向で切開いた断面（永久磁石 1 極分の断面であり、図 3.2 に図示している）の磁束線図を示している。図からわかるように、磁束線は永久磁石の極中央部に集中しており、この部分を除いたほとんどの部分でポテンシャルの差はない。これは、磁束が巻線部分に一様に分布していることを意味している。また、フレームは、磁性体である鉄を用いているため、ロータのバックアイアンからの磁束が、空気を貫通してフレームに漏れている。図 3.3(b)はフレーム材料を非磁性体であるステンレス、樹脂とした時の磁束線図である。(b)ではフレームが非磁性であるため、バックアイアン中から漏れる磁束はほとんど発生していない。

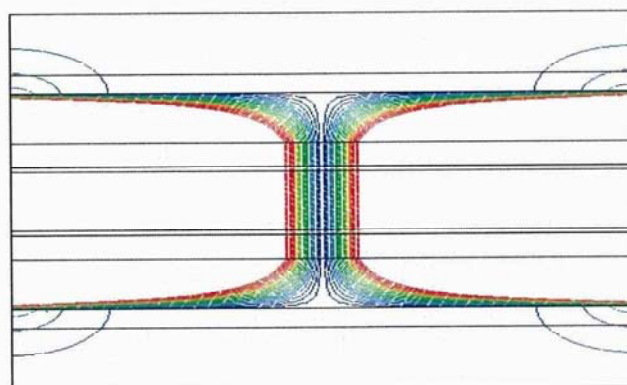
本機器の損失の発生部位を予測するにあたり、注意しなければならないのは、コアレス構造に伴う磁束分布の拡がりである。本機は磁束を集中させるためのコアがステータ巻線部分に存在しない。従って、磁束はフレーム材料や巻線部分にも分布するため、これらの部位で渦電流損失が発生することが予想される。

次に、巻線に磁束が直接鎖交する場合の、巻線内部で発生する渦電流について述べる。図 3.4 は、巻線中で発生する渦電流の概念図を示している。(a)は導線 1 本内部の位置による鎖交磁束の差に起因して発生する渦電流を示し、(b)は並列導線の各導線の鎖交磁束の大きさが、各導線の位置により異なることで発生する誘起電圧差のために流れる循環電流のイメージを示している。これらの電流は、コアレス巻線機特有の渦電流損失の要因となる。



フレーム中の平均磁束密度 : 0.068T

(a) 磁束線図 (フレーム : 鉄)



フレーム中の平均磁束密度 : 0.0073T

(b) 磁束線図 (フレーム : ステンレス, 樹脂)

周方向

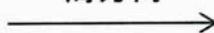
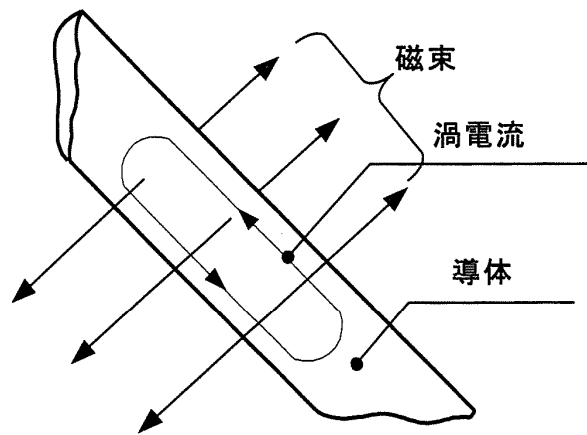
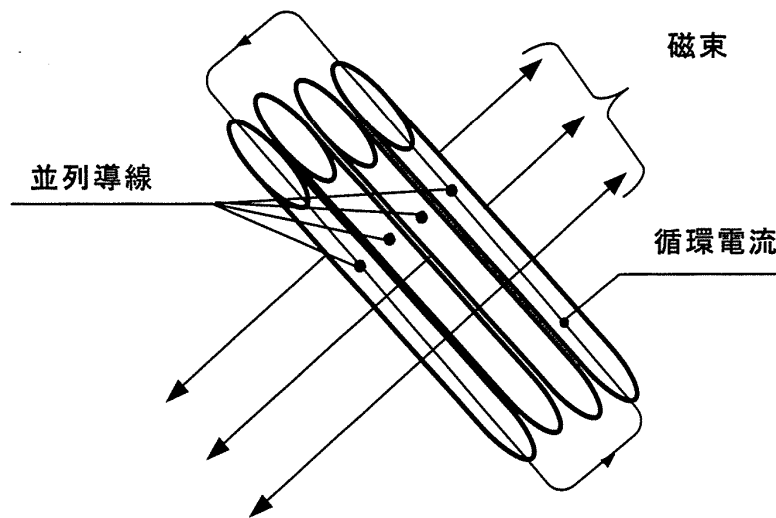


図3.3 コアレス巻線機内部の磁束分布



(a) 導線 1 本内部の渦電流



(b) 並列巻線間の循環電流

図3.4 コアレス巻線中の渦電流損失の要因

3.4 高効率化に根ざした材料選定指針導出用

供試発電機の構成

高効率化すなわち渦電流損失低減に密接な関係を持つ材料部位はフレーム、ステータ巻線保持用外周リング及び巻線である。そこで、フレーム材料、ステータ巻線保持用外周リング材料、巻線材料、モールド中の巻線の有無、永久磁石着磁の有無を容易に交換可能なミニスケールの供試発電機を試作した。供試発電機の構成材料の組み合わせを表3.1に示す。まず、フレーム中の漏れ磁束により発生する渦電流損失を評価するため、フレーム材料として非磁性でかつ非導電性材料である樹脂、非磁性で導電性のあるステンレス、磁性体で導電性のある鉄の3種類を用いている。ステータ巻線保持用外周リング材料は、非磁性でかつ非導電性材料である樹脂、非磁性で導電性のあるステンレスの2種類としている。巻線材料はモールド中に巻線のないもの、 $\phi 0.7 \times 6$ 並列の通常巻線、前記の通常巻線に対し並列導線を撚った $\phi 0.7 \times 6$ 並列のリッツ線、前記通常巻線に対し細線化して撚った $\phi 0.17 \times 102$ 並列のリッツ線の4種類とした。なお、3種類の巻線の総導体断面積は等しくしている。細線化したリッツ線の径を $\phi 0.17$ とした理由は、入手性と巻線強度の条件下で、より細い線を選んだ結果である。また、本構造特有の永久磁石によるスラスト方向の磁気吸引力による軸受損と、その他の機械損(軸受損、風損など)を分離するため、永久磁石には着磁していないものも用いた。

供試発電機の主要諸元を表3.2に示す。供試発電機の出力、回転数、電圧及び電流の定格値は、750W、3,600rpm、150V、2.89Aである。出力を750Wとしたのは、試作及び試験の実施しやすさと費用面からの理由である。相数は3で極数は8である。構造を図3.5に示す。ハウジング側はフレーム材料を交換可能なように、二重構造となっており、試験用フレーム材の外側を非磁性金属のケースで固定している。ステータはエポキシ樹脂でモールドしたコアレス巻線とそれを保持

表 3.1 供試発電機の構成材料

No.	フレーム材料	ステータ巻線保持用 外周リング材料	巻線材料およびモールド 中の巻線の有無	永久磁石 の着磁
1	樹脂	樹脂	無 (モールドのみ)	無
2	樹脂	樹脂	無 (モールドのみ)	有
3	樹脂	ステンレス	無 (モールドのみ)	有
4	樹脂	ステンレス	φ0.17×102 並列のリッツ線	有
5	樹脂	ステンレス	φ0.7×6 並列のリッツ線	有
6	樹脂	ステンレス	φ0.7×6 並列の通常巻線	有
7	ステンレス	樹脂	無 (モールドのみ)	有
8	鉄	樹脂	無 (モールドのみ)	有

表3.2 供試発電機の主要諸元

定格出力	750W
定格回転数	3,600rpm
定格電圧	150V
定格電流	2.89A
相数	3
極数	8
界磁	永久磁石 : ネオジウム鉄ボロン (Nd-Fe-B) 磁気エネルギー積 : 270~303kJm ⁻³
ステータ数/ロータ数	1/2
ロータ永久磁石外径/内径	200mm/120mm
ロータ永久磁石 軸方向長さ	5mm
ロータ軸方向長さ	15mm

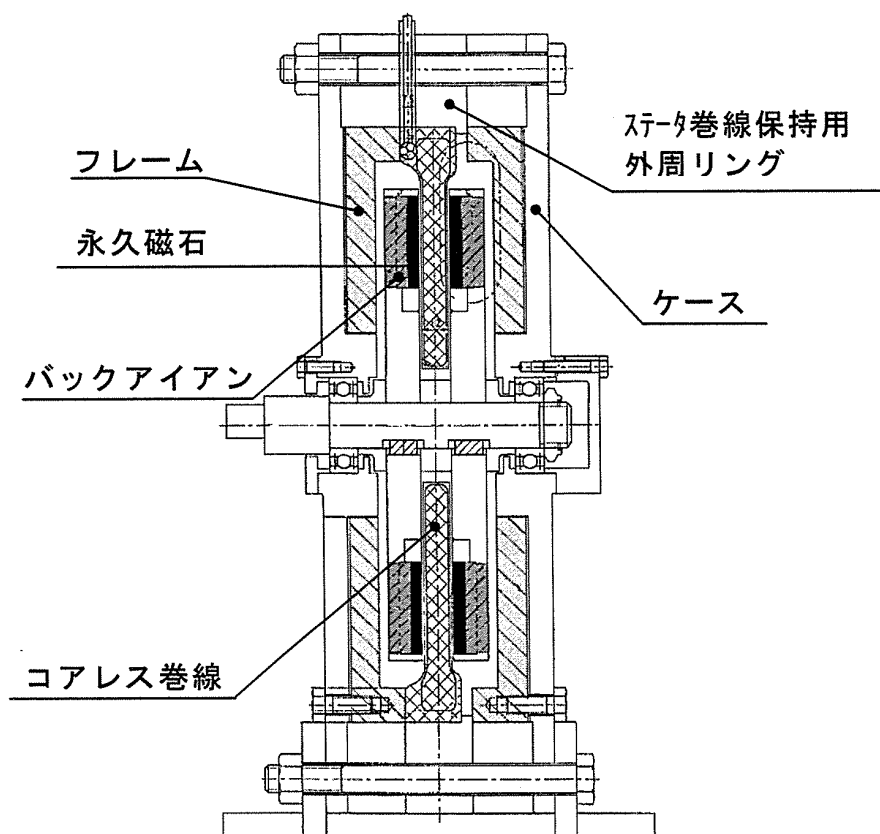


図3.5 供試発電機の構造

する外周リングからなる。供試発電機の巻線配置を図3.6に示す。巻線は、相当たり4個で3相分では12個を有し、これらを軸方向に2層で構成し、1層当たり6個を配置している。モールド実施後の巻線部分の軸方向長さは12mm、巻線部分とロータ円盤間の機械的なギャップ長さは1mmである。

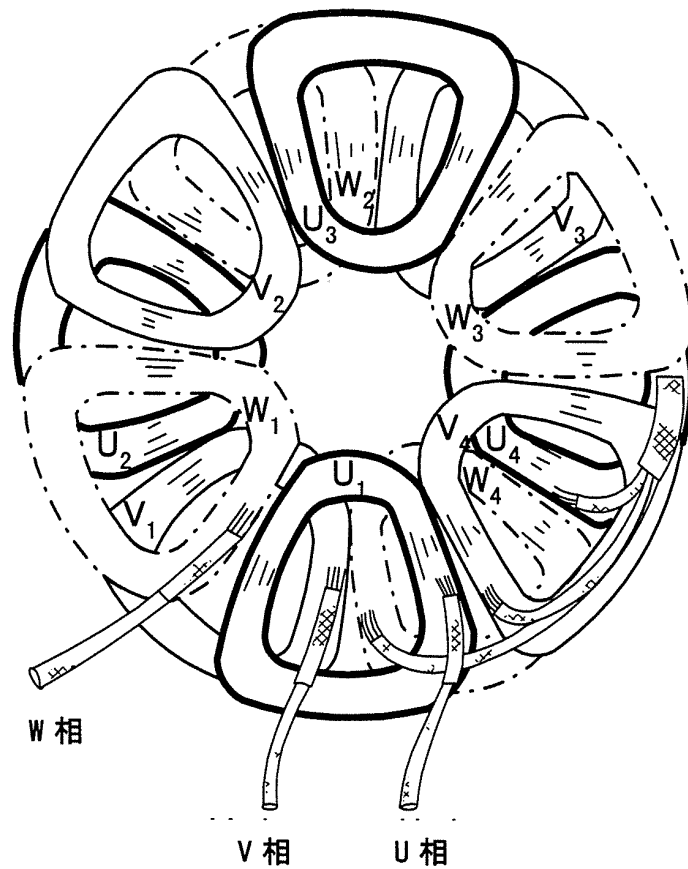


図3.6 供試発電機の巻線配置

3.5 損失の分析

3.5.1 無負荷時の損失

表 3.1 に示す 8 種類の構成材料の組み合わせで構成される各供試発電機に対して無負荷試験を実施し、無負荷損失を分離した。表 3.3 は各供試発電機で測定可能な無負荷損失の成分を示している。ここで、供試発電機 No.4, 及び 5 はリッツ線の撚り合わせ効果により各並列巻線間の鎖交磁束の差は平準化されるので、循環電流による損失は発生しないと考えている。

図 3.7 に示す各供試発電機の無負荷損失測定結果から、No.5, No.6 の損失が

表 3.3 供試体に含まれる無負荷損失の成分

No.	無負荷損失の成分
1	(a)
2	(a) + (b)
3	(a) + (b) + (c)
4	(a) + (b) + (c) + (d)
5	(a) + (b) + (c) + (e)
6	(a) + (b) + (c) + (e) + (f)
7	(a) + (b) + (g)
8	(a) + (b) + (h)

- (a) : 機械損 (軸受損 + 風損)
- (b) : ロータ永久磁石によるスラスト方向の磁気吸引力による軸受損
- (c) : ステンレス製ステータ巻線保持用外周リング内で発生する渦電流損失
- (d) : $\phi 0.17$ の導線 1 体の内部に発生する渦電流損失の総和
- (e) : $\phi 0.7$ の導線 1 本の内部に発生する渦電流損失の総和
- (f) : $\phi 0.7$ の並列巻線の各巻線の鎖交磁束の差から発生する各並列巻線間の循環電流による損失
- (g) : ステンレス製フレーム内に発生する渦電流損失
- (h) : 鉄製フレーム内に発生する渦電流損失

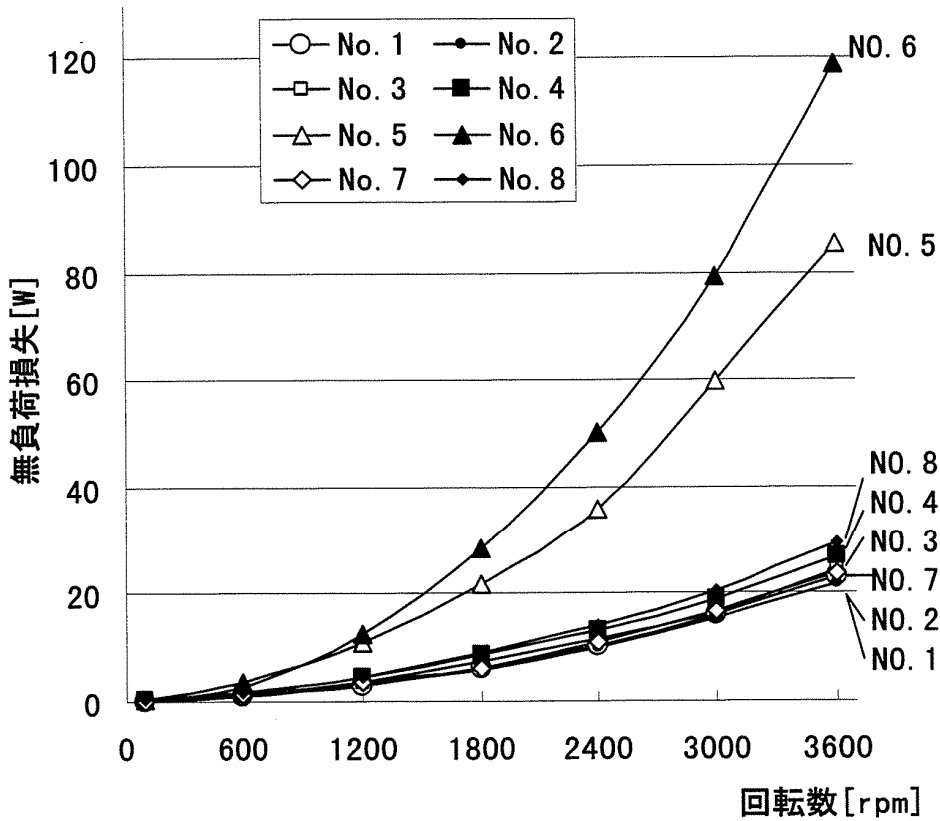


図 3.7 無負荷損失測定結果

他に比べ顕著に大きく、その他はほとんど変わらないことがわかる。No.5 の損失の要因は、 $\phi 0.7$ の導線 1 本内部に発生する渦電流損失のためと考えられる。No.6 の損失がさらに大きいのは、No.5 の損失に加えて、各並列導線の鎖交磁束の差から発生する循環電流による損失が発生しているためと理解できる。また、No.8 はモールド内に巻線がないにも係わらず No.6, No.5 の次に損失が大きくなっている。これは図 3.3 の磁束線図の解析結果で示すように、フレーム内の磁束密度が鉄の場合、ステンレス、樹脂に比べ約 10 倍になり、このため渦電流損失が発生しているためと考えられる。

表 3.3 に示す各供試発電機で測定できる無負荷損失の成分と、図 3.6 に示す各供試発電機の無負荷損失測定結果から、無負荷損失の分離が可能である。表 3.4 に無負荷損失分離のために使用した計算式と回転数 3,600rpm において分離した無負荷損失の成分を示す。なお計算式中の－（マイナス）は減算を意味している。

表 3.4 無負荷損失の分離

記号	計算式	無負荷損失の成分	損失[W] at 3, 600rpm
①	(No. 5) - (No. 3)	(e) $\phi 0.7$ の巻線導線 1 本の内部に発生する渦電流損失の総和	60.9
②	(No. 6) - (No. 5)	(f) $\phi 0.7$ の各並列巻線の鎖交磁束の差により流れる循環電流による損失	33.7
③	No. 1	(a) 機械損	23.0
④	(No. 8) - (No. 2)	(h) 鉄製フレーム内に発生する渦電流損失	7.6
⑤	(No. 3) - (No. 2)	(g) ステンレス製ステータ巻線保持用外周リング内に発生する渦電流損失	2.5
⑥	(No. 4) - (No. 3)	(d) $\phi 0.17$ の導線 1 本の内部に発生する渦電流損失の総和	2.5
⑦	(No. 7) - (No. 2)	(g) ステンレス製フレーム内に発生する渦電流損失	1.9
⑧	(No. 2) - (No. 1)	(b) ロータ永久磁石によるスラスト方向の磁気吸引力による軸受損	0.0

表 3.4 で示す無負荷損失分離結果から、損失の発生要因ごとに損失低減対策とその効果をまとめると、以下のようになる。

- (1) 巻線導線 1 本内部の鎖交磁束の変化により発生する渦電流損失の総和は、①、⑥の比較から巻線を $\phi 0.7$ から $\phi 0.17$ と細くすることで、58.4W 低減することができる。これはコアレス巻線では導線径が導線内部に発生する渦電流損失に非常に大きな影響を与え、この損失を低減するためには細い導線を採用する必要があることを示している。
- (2) 並列巻線の各巻線の鎖交磁束の差から発生する各並列巻線間の循環電流による損失は、②の結果より撚り線とすることで 33.7W 低減することができる。これは撚り線により、各並列導線間の鎖交磁束の差がなくなった効果を示している。
- (3) フレームに発生する渦電流損失は、④、⑦の比較から、フレーム材料を鉄からステンレスに変えることで 5.7W 低減することができる。この要因は鉄が磁性体でかつ導電体であるため、ステンレスに比べて漏れ磁束が増加して、渦電流損失が大きくなっているためと考えられる。したがって、フレームを非磁性非導電性材料である樹脂とすれば、この損失はなくすることができる。また、ステータ巻線保持用外周リングに発生する渦電流損失は、⑤の結果よりステンレスから樹脂に変えることで 2.5W 低減可能である。

なお、アキシヤル構造特有のロータ永久磁石によるスラスト方向の磁気吸引力による軸受損は、⑧の結果よりほぼゼロとなった。

3.5.2 負荷時の損失

供試発電機の負荷運転時の損失分離を行うため、発電機として機能する No.4,5,6 の各供試機に対して負荷抵抗器を接続し、外部駆動装置により回転させた時の回転数とトルクの測定値から入力を求め、パワーメータにより負荷抵抗の出力を測定して、入力から減ずることで損失を求めた。電気出力 750W、回転数 3,600rpm 時の損失分離結果を表 3.5 に示す。表において機械損は 3.5.1

表3.5 負荷時の損失分離

No.	4	5	6
フレーム材質	樹脂	樹脂	樹脂
巻線	φ0.17×102 並列のリッツ線	φ0.7×6 並列 のリッツ線	φ0.7×6 並列 の通常巻線
保持リング	ステンレス	ステンレス	ステンレス
全損失[W]	31.5	98.5	129.1
機械損[W]	23.0	23.0	23.0
銅損[W]	5.6	5.7	5.7
コアレス巻線特有の 渦電流損失[W]	2.9	69.8	100.4
効率(機械損を 含む)[%]	96.0	88.4	85.3
効率(機械損を 除く)[%]	98.9	90.9	87.6

コアレス巻線特有の渦電流損失：全損失－機械損－銅損

効率（機械損を含む）：出力÷入力

効率（機械損を除く）：出力÷（入力－機械損）

項の無負荷試験における実測値を用い、銅損は直流抵抗により算出している。

図 3.8 は表 3.5 中のコアレス巻線機特有の損失を図示したもので、これらから以下のことがわかる。

- (1) コアレス巻線特有の損失を低減するためには、単に撚り線とするだけでなく、撚り線でかつ導線径を細くした巻線を採用する必要がある。φ0.7の通常巻線を撚ることで30.6W、φ0.17に細くして撚ることで97.5Wの損失低減効果が得られている。
- (2) 負荷時のコアレス巻線機特有の渦電流損失（表 No.6：100.4W）は、無負荷時の渦電流損失（表 2.4 ①+②+⑤：97.1W）とほぼ等しくなっている。この理由としては、コアレス巻線機では同期インダクタンスが小さく、電流により発生する磁束が、永久磁石磁束に与える影響が少なく、結果として、負荷時の発電機内部の磁束密度分布が、無負荷時と大きく変わって

ないためと考えられる。

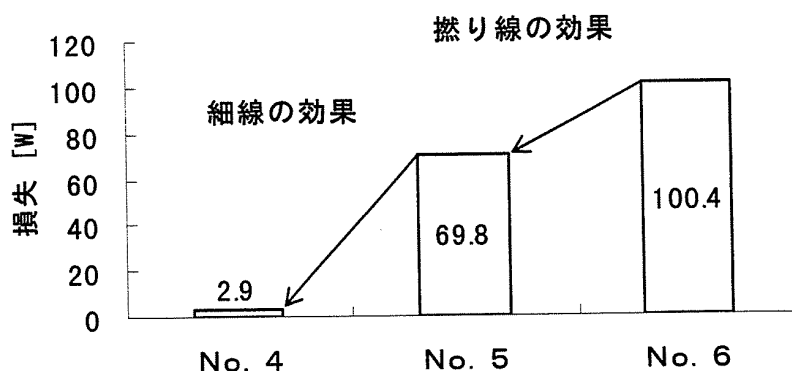


図3.8 コアレス巻線機特有の渦電流損失

3.6 高効率化のための巻線及び構成材料選定指針

3.5節で示した損失の分析結果からコアレス巻線アキシシャルギャップ型発電機の巻線及び構成材料の選定指針を導出する。コアレス巻線機ではコア付き巻線と磁束分布が異なるため、これに起因する特有の渦電流損失が巻線、フレーム材料等の構成材料に発生する。渦電流損失の大きさは、使用する巻線や構成材料により大きく異なるため、材料選定に当たって下記に示すような特別な配慮が必要である。

- (1) 巻線に発生する渦電流損失低減のためには、並列導線を撚るだけでは充分ではなく、撚り線（リッツ線）でかつ細い導線を採用する必要がある。
- (2) フレーム等の機械構成材料にも渦電流損失が発生する。機械構成材料中の渦電流損失を低減させるためには非磁性で非電導材が望ましい。非磁性で電導材の場合は、ステータ巻線による磁束の影響を受けないように、ステータ巻線から離す必要がある。

3.7 実スケール機への適用

3.6節で得られた材料選定指針を適用し、実スケールの電力貯蔵フライホイール用電動発電機を試作した^[12]。電力貯蔵フライホイールは、停電時のバックアップ電源や、風車等の出力変動の大きな発電装置の出力平準化の用途向けに開発を進めている。本装置は、フライホイールを高速回転させ、運動エネルギーを貯蔵可能とし、フライホイールと共通の回転軸に電動発電機を配置させて外部と電気エネルギーの授受を行う。このため、電動発電機には、形状は薄型で、特性面においては高効率であることが要求される。

図3.9に製作した12.5kWhの超電導磁気軸受フライホイールの全体構造図を示す。フライホイールの外径は $\phi 1,200\text{mm}$ 、定格回転数は10,000rpmである。本フライホイールは、出力電力に対する軸受損失を小さくするため、スラストおよびラジアル軸受に超電導磁気軸受を採用している。電動発電機は、1ステータ、1ロータのアキシシャルギャップ型であり、図中の色塗りの部分に位置している。

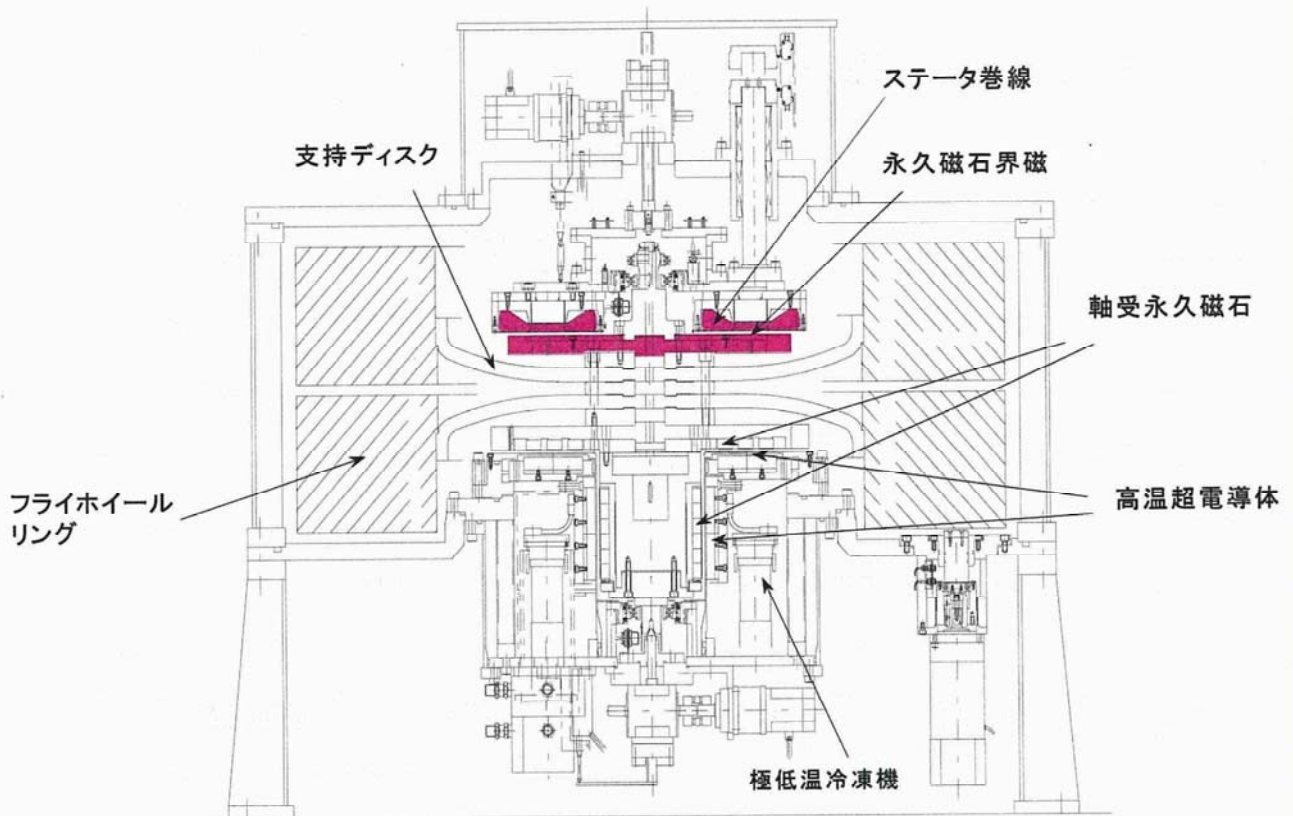


図 3.9 超電導磁気軸受フライホイール

本電動発電機に要求される仕様は、以下のとおりである。

(1) 形状寸法制約

外径 $\leq \phi 510\text{mm}$

内径 $\geq \phi 180\text{mm}$

(2) 出力

出力電力：17kW

電力量：12.5kWh

(3) 最高回転数

10,000rpm

(4) 目標効率

発電機時，電動機時共に95%以上（機械損を除く。）

電動発電機 of 設計結果を表3.6に、断面図を図3.10に示している。3.6節で得られた材料選定指針より、使用巻線にはφ0.17×140並列×4並列のリッツ線を採用している。使用巻線は、細線でかつ撚り線のため、導体断面積に対する絶縁断面積は通常巻線より大きくなる。このため、本機 of 巻線占積率は通常巻線より低下するが、モールド化したコアレス巻線を採用しているため影響はない。また、ステータ巻線は、非磁性導電体 of 機械構造材を極力離す設計としている。本機では、導電体となるアルミニウム合金製 of 支持ディスクと48mm以上離し、ステータ巻線による磁束の影響を受けない設計としている。

試作した電動発電機単体 of 効率を評価するため、駆動装置、トルク計及び回転数計を備えた専用 of 試験装置により、発電機として負荷運転した。この結果、回転数が3,000rpm、出力電力が4.2kW時において、効率は95.7% of 良好な結果が得られた。

表 3.6 電動発電機 of 設計結果

ロータ	外径	[mm]	400	
	内径	[mm]	290	
	磁石厚さ	[mm]	8	
	継鉄厚さ	[mm]	20	
ステータ	継鉄幅	[mm]	32	
	コイル数		12	
	コイル部高さ	[mm]	11	
	ギャップ長	[mm]	5 ~ 24(可変)	
巻線	1コイル当たり of ターン数		14	
	パラ本数		560 (140 並列 × 4)	
	コイルエンド外径	[mm]	φ518	
	コイルエンド内径	[mm]	φ172	
	巻線径	皮膜無	[mm]	0.17
		皮膜込	[mm]	0.232
材質	ステータバックヨーク		NKK スーパーE コア 05EX2500	
	ロータコア		ニッケルクロム鋼	
	磁石		日立金属製 希土類 HS-39CV	

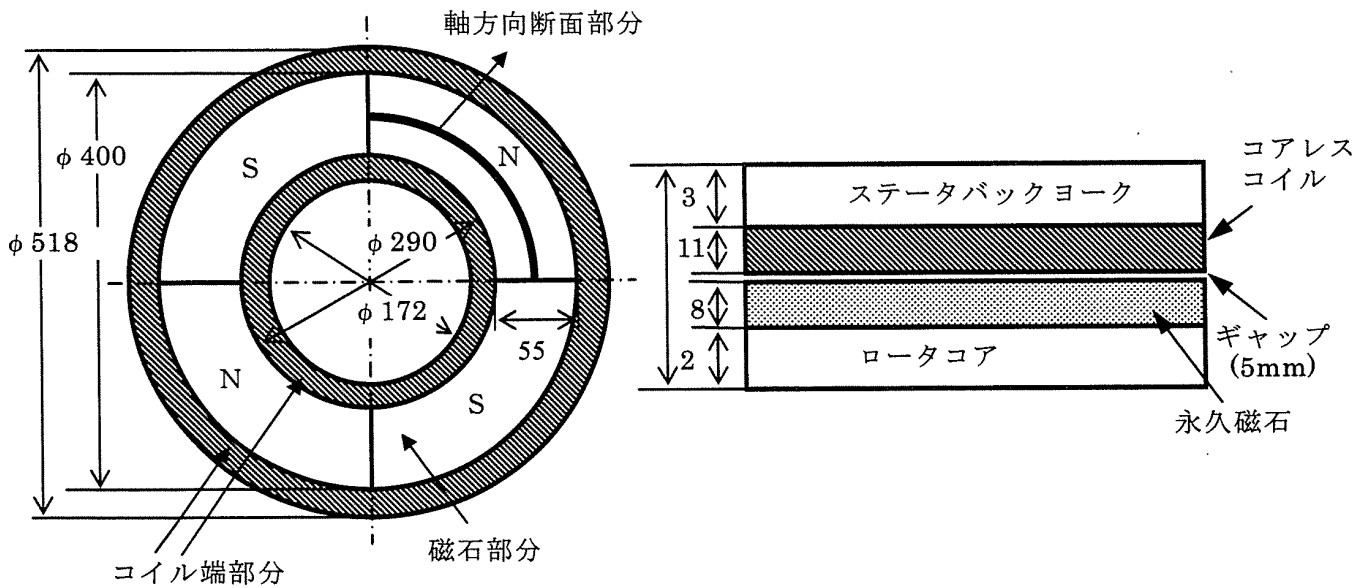


図 3.10 電動発電機の断面図

3.8 結言

本章では、新形式機器開発時の開発期間短縮を目的として、実スケール機開発の前段階で短期間の試作が可能なミニスケールの供試機を試作し、その試験結果から使用する巻線、構成材料の選定指針を得た。選定指針の導出にあたり、最初に磁界解析を適用して、従来材料を使用した場合の機器内部の磁束密度を求め、この結果から損失の発生する部位を予想した。次に、予測した発生部位における損失を、分離して実測可能なミニスケールの供試機を試作した。供試機は、損失発生が予想される巻線や構成材料を容易に変更可能な構造とし、損失発生部位の損失を分離することを目的として、非磁性体で非導電体、非磁性体で導電体、磁性体で導電体等、特性の異なるものや、巻線の存在しないステータ、着磁が実施されていない永久磁石を組み込んだロータ等を用意した。

高効率化と形状寸法の薄型扁平化に有利なコアレス巻線アキシヤルギャップ型発電機を事例として、ミニスケールの供試機による実験により、本機器特有の損失の発生要因及び構成材料と損失との関係を明らかにすると共に、高効率化のための使用巻線、構成材料の選定指針を得た。

本機では、コア付き巻線と磁束分布が異なるため、これに起因する特有の渦電流損失が巻線、フレーム材料等の構成材料に発生する。材料選定に当たっては、下記に示すような特別な配慮が必要である。

- (1)巻線に発生する渦電流損失低減のためには、並列導線を撚るだけでは充分ではなく、撚り線（リッツ線）でかつ細い導線を採用する必要がある。
- (2)フレーム等の機械構成材料にも渦電流損失が発生する。機械構成材料中の渦電流損失を低減させるためには非磁性で非電導材が望ましい。非磁性で電導材の場合は、ステータ巻線による磁束の影響を受けないように、ステータ巻線から離す必要がある。

得られた指針を電力貯蔵フライホイール用電動発電機の実スケール機に適用し、良好な効率特性を確認した。本章で述べたミニスケールの供試機を適用した手法は、コアレス巻線アキシヤルギャップ型機器に限らず、他の新形式機器の開発にも適用可能である。本手法適用時の課題として、得られた材料選定指針を実スケール機に適用した場合の特性予測がある。対策としては、ミニスケール機に対して特性解析を実施し、実測値との検証を行い、計算精度を確認した上で実スケール機の特性解析を行うことが必要と考えている。

第4章

用途指向型永久磁石同期モータの設計

パラメータ候補の絞り込み手法の提案

4.1 緒言

従来の用途指向型モータ(ASEM)の電磁気設計においては、与えられた形状寸法制約、電源条件及び回転数－トルク曲線上で要求される複数の特定の代表動作点（以下、代表動作点と略記）に対して、形状パラメータや巻線電流密度、スロット内巻線占積率及び鉄心磁束密度等の電磁氣的パラメータの許容範囲内で設計パラメータ候補の決定が行われる。この場合、モータの外形寸法は制約として与えられるが、その他の形状パラメータや巻線仕様は自由に取り得ることができ、設計パラメータ候補は膨大な数になる。従来の電磁気設計では、膨大な設計パラメータ候補に対して特性計算を実施し、代表動作点での運転と要求特性を満足するかどうかの判断を実施することで設計パラメータ候補の絞り込みを実施するため、絞り込みに要する時間が膨大となる。また、設計の初期段階において設計しようとするモータの実現可能性の判断ができないため、特に従来の設計例から大きくはずれた要求仕様の場合、膨大な設計パラメータ候補に対して特性計算を実施したあげく、要求特性を満足する設計結果が得られない場合がある等の問題点がある。熟練の設計技術者は、設計パラメータ候補の絞り込みの過程で、豊富な設計経験に基づいて、実現可能性の判断や

絞り込みの方向付けを行って設計期間の短縮を図っているが、能力に個人差があり、経験のない極端な要求仕様では対応できない、あるいは技術者が高齢となり設計現場からいなくなるといった問題が顕在化している。

本章では、用途指向型永久磁石モータの電磁気設計における設計パラメータ候補の絞り込み手法を提案する。提案手法は、与えられた電源条件のもと、要求される代表動作点を満足するモータ定数の取り得る範囲を最初に求めることを特徴とする。ここで、モータ定数とは、相巻線抵抗 R 、相誘起電圧定数 K_E 、 d 軸インダクタンス L_d 、突極比 ρ を指し、これらの定数を用いることで、モータの電磁気特性計算が実施可能である。他方、モータ定数は、モータの形状寸法や巻線仕様、使用材料により計算することができる。従って、最初にモータ定数の取り得る範囲を求めることにより、モータの形状寸法や巻線仕様及び使用材料等からなる設計パラメータ候補を絞り込むことが可能となる。また、この範囲が得られない場合は、設計しようとしているモータは成立しないことになり、モータの設計可能性の判断が可能となる。この範囲を求める手順は、機械的な作業であり、設計経験に左右されず若手技術者でも実施可能である。また、プログラム化して自動で行うことができる。

提案する絞り込み手法を適用した事例として、48V の低電圧のバッテリー電源で、低速大トルクと高速運転の両立が要求されるバッテリーフォークリフト走行用車軸一体組込型の IPMSM の設計を行い、実機によりデータ検証した例について述べている。さらに、本手法による設計パラメータ候補の探索範囲低減効果を評価し、有用性を示している。

4.2 提案する絞り込み手法の詳細手順

提案する設計パラメータ候補の絞り込み手法では、最初に電源条件と要求される代表動作点からモータ定数の取り得る範囲を求め、この範囲の有無により

設計しようとするモータの実現可能性の判断を行う。ここで、電源条件とは、インバータで出力可能な最大出力電圧及び最大出力電流から決定される最大モータ入力電圧及び最大モータ入力電流を示している。次に、得られたモータ定数範囲から、モータ定数の目標値を設定し、形状パラメータ及び電磁氣的パラメータの許容範囲内でモータ定数の目標値を実現する設計パラメータを導出して、候補の絞り込みを行う。

提案手法では、連続的なモータ定数範囲として得られた数値範囲に対し、形状パラメータや電磁氣的パラメータの制約から、実際にその数値範囲内に存在させることができる設計パラメータ候補は離散的に限定されることから、結果的にモータ定数範囲を先に求めておくことで設計パラメータ候補を絞り込むことができる。

提案手法について、設計方針決定後の電磁氣設計部分の詳細手順をフローチャートで表すと、図4.1のようになる。以下、フローチャートに従い説明する。

(1) 電源条件と要求される複数の代表動作点の入力

電源条件と要求される複数の代表動作点を入力する。電源条件及び要求される複数の代表動作点は、モータに対する要求仕様として与えられる。電源条件としては、最大モータ入力端子電圧及び最大モータ入力電流があり、インバータが出力可能な最大出力電圧及びパワー素子の電流容量からそれぞれが決定される。

(2) 極数候補の選定

モータの極数を多くすると磁石当たりの減磁耐量が低減でき、磁石厚を薄くできるので、使用磁石重量を低減できる^[40]。これらの理由から、モータの極数は多いほど有利となる。他方、モータの最高回転数とインバータの最高出力周波数が決定すると、以下に示すモータ回転数 N 、極数 P 及びインバータ周波数 f との関係式から、取り得る極数の上限値が得られる^[41]。

$$P = 120 \frac{f}{N} \dots\dots\dots (4.1)$$

従って、極数候補は、(4.1)式より得られる上限値より小さい範囲で大きな

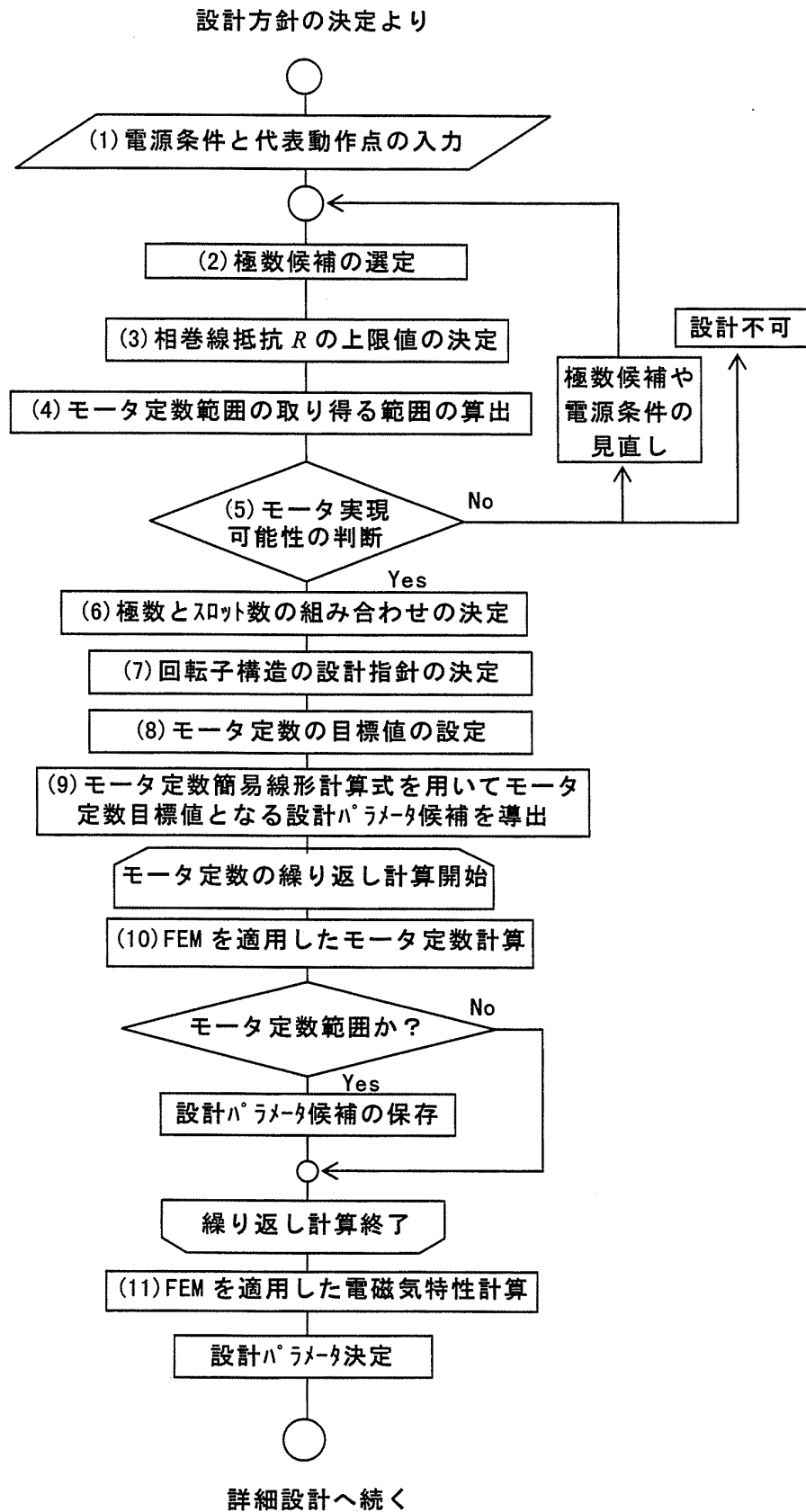


図 4.1 提案手法の電磁気設計部分のフローチャート

ものを選定する。

(3) 相巻線抵抗 R の上限値の決定

巻線の温度上昇やモータに要求される効率から、銅損の目標値を定める。巻線抵抗 $R[\Omega]$ は、要求される代表動作点での電流と銅損の目標値から逆算して求め、この値を上限値として仮決定する。

(4) モータ定数の取り得る範囲の算出

選定した極数候補に対し、最大モータ入力端子電圧と最大モータ入力電流の許容制限値内で、要求される複数の代表動作点を満足するモータ定数の取り得る範囲を算出する。この範囲の算出方法の詳細は 4.3 節で述べる。ここで、範囲を算出するモータ定数は以下の 3 つであり、後述する図 4.7 のグラフのように横軸を相誘起電圧定数 K_E 、縦軸を d 軸インダクタンス L_d 、突極比 ρ をパラメータとして、平面領域として得られる。

(a) 相誘起電圧定数 K_E [Vrms/rpm]

(b) d 軸インダクタンス L_d [mH]

(c) 突極比 $\rho (= L_q/L_d)$

(5) モータ実現可能性の判断

(2) で選定した極数候補に対して、(4) で算出したモータ定数の取り得る範囲の存在の有無を確認して、モータの実現可能性を判断する。範囲が存在する場合は可能性あり、存在しない場合は不可と判断する。不可の場合、極数候補や電源条件である最大モータ入力端子電圧または最大モータ入力電流の見直しを図る。

(6) 極数候補に対するスロット数の決定

極数候補に対するスロット数の組み合わせを決定する。組み合わせの決定は、分布巻を採用する場合は、例えば竹内による電気機器設計の文献^[19]や製作実績をもとに経験的に決定する。しかし、突極集中巻の場合は、製作実績が少なく、経験的に決定することが困難である。例えば、2.3 節で示した大西による極数とスロット数の組み合わせの検討結果^[24]等を適用し、候補を選定した上で電磁気特性計算と特性評価の指標により絞り

込む手法を用いる。

(7) 回転子構造の設計指針の決定

決定した極数とスロット数の組み合わせを前提として、回転子構造の設計指針を決定する。設計指針は、2.3節で示した従来の取り組みから得られた指針をもとに決定する。製作実績により設計指針が決定されている場合は、これを採用する。

(8) モータ定数目標値の設定

モータ定数目標値は、以下に示す観点から設定する。

(a) 突極比 ρ

突極比 ρ は、リラクタンストルクを有効利用するという観点からは大きいことが望ましい。しかし、取り得る範囲の広さは、突極比が大きくなると狭くなる傾向にある。これらの関係から、突極比は取り得る範囲が狭くならない範囲で大きなものを選ぶ。

(b) 取り得る範囲の中央部

磁気回路の飽和、永久磁石の温度条件等でモータ定数は変化する。モータ定数が変化しても、取り得る範囲に収まるように、範囲の中央部を選ぶ。

(9) 設計パラメータ候補の導出

まず、許容される設計パラメータと電磁気的パラメータの範囲を決定する。設計パラメータには、主要形状パラメータと局所的形状パラメータがある。主要形状パラメータには、モータ外径、モータ内径、モータ軸方向長さ及びギャップ長があり、局所的形状パラメータには、スロット形状、磁石形状及び磁石径方向厚さがある。設計パラメータの範囲は、形状寸法制約及び製造上可能な範囲で決定する。電磁気的パラメータには、巻線最大電流密度、固定子歯部最大磁束密度及び固定子けい鉄部最大磁束密度がある。巻線最大電流密度は、巻線の温度上昇の実績値から経験的に決定する。固定子歯部最大磁束密度及び固定子けい鉄部最大磁束密度は、鉄心材料の飽和磁束密度及び発生鉄損の実績値から決定す

る。次に、モータ定数簡易線形計算式を用いて、モータ定数目標値となるような設計パラメータ候補を導出する。モータ定数簡易線形計算式にはパーミアンス法による近似計算式を適用する。

(10) モータ定数の繰り返し計算

(9)で求めた設計パラメータ候補に対して、FEMによる磁界解析を利用してモータ定数である相誘起電圧定数 K_E 、 d 軸インダクタンス L_d 、突極比 ρ の計算を実施する。次に(4)で求めたモータ定数範囲に収まる設計パラメータ候補を保存する。以後同様に繰り返す。相誘起電圧定数 K_E 、 d 軸インダクタンス L_d 、突極比 ρ の計算は、以下の手順に従う^[42]。

(a) 相誘起電圧係数 K_E

相誘起電圧は、相巻線の鎖交磁束の時間微分により次式で求められる。

$$e = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\phi}{d\theta} \cdot \omega \quad [\text{V}] \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

ここで、 e ：誘起電圧、 ϕ ：相巻線の鎖交磁束、 θ ：電気角、
 ω ：電気角速度、 t ：時間である。

そこでFEMモデルにおいて回転子を回転させ、各回転子の位置での相巻線の鎖交磁束を求め、(4.2)式を用いて相誘起電圧を求める。相誘起電圧の実効値を回転数 N [rpm]で除することで相誘起電圧係数 K_E が得られる。

(b) d 軸インダクタンス L_d 及び突極比 ρ

FEMによる磁界解析を利用して d 軸インダクタンス L_d 、 q 軸インダクタンス L_q を以下のように求める。

- ① 無負荷（巻線電流=0）時に回転子を回転させ、相巻線に鎖交する磁束波形を計算する。
- ② 得られた鎖交磁束波形をフーリエ変換し、基本波成分の実効値 ϕ_{ua} を計算する。
- ③ 負荷(電流を流した状態)時に回転子を回転させ、相巻線に鎖交する磁束波形を計算する。得られた鎖交磁束数波形をフーリエ変換し、基本波

成分の実効値 ϕ_{uo} を計算する。回転子の初期位置は①項と同じとする。

④ ②, ③項で求めた ϕ_{ua} と ϕ_{uo} の位相差 α を求める。

⑤ 以下の計算式により d, q 軸のインダクタンス L_d, L_q を計算する。

$$\phi_a = \sqrt{3}\phi_{ua} \dots\dots\dots (4.3)$$

$$\phi_o = \sqrt{3}\phi_{uo} \dots\dots\dots (4.4)$$

$$L_d = \frac{\phi_o \cos \gamma - \phi_a}{i_d} \dots\dots\dots (4.5)$$

$$L_q = \frac{\phi_o \sin \gamma}{i_q} \dots\dots\dots (4.6)$$

ここで, ϕ_a : d, q 座標軸上の永久磁石による電機子鎖交磁束,

ϕ_o : 電機子反作用を考慮した負荷時の総合電機子鎖交磁束である。

⑥ 突極比 ρ は (4.7)式で求めることができる。

$$\rho = L_q / L_d \dots\dots\dots (4.7)$$

(11) FEM による高精度の電磁気特性計算

絞り込んだ設計パラメータ候補に対し, 高精度の電磁気特性計算を実施し, 要求特性を満足しているかの確認を行い, 最終的に設計パラメータを決定する。

4.3 モータ定数範囲の算出方法

4.2節(4)で述べたモータ定数範囲の算出方法について説明する。フローチャートを図4.2に示す。最初にモータの要求仕様である代表動作点 (回転数 N_l , トルク T_l) と電源条件である最大モータ入力端子電圧 V_{inmax} , 最大モータ入力電流 I_{inmax} を定める。次に, モータ定数を適当な初期値に仮決定する。モータ入力電流実効値 I_e および q 軸 (相誘起電圧位相) に対するモータ入力電流の位相 α をパラメータとして, モータトルク T , モータ入力端子電圧実効値 v_o を(4.10), (4.11)式により計算し, (4.8), (4.9)式を満足しているかどうかを確認する。

$$T \geq T_l \text{ [Nm]} \dots\dots\dots (4.8)$$

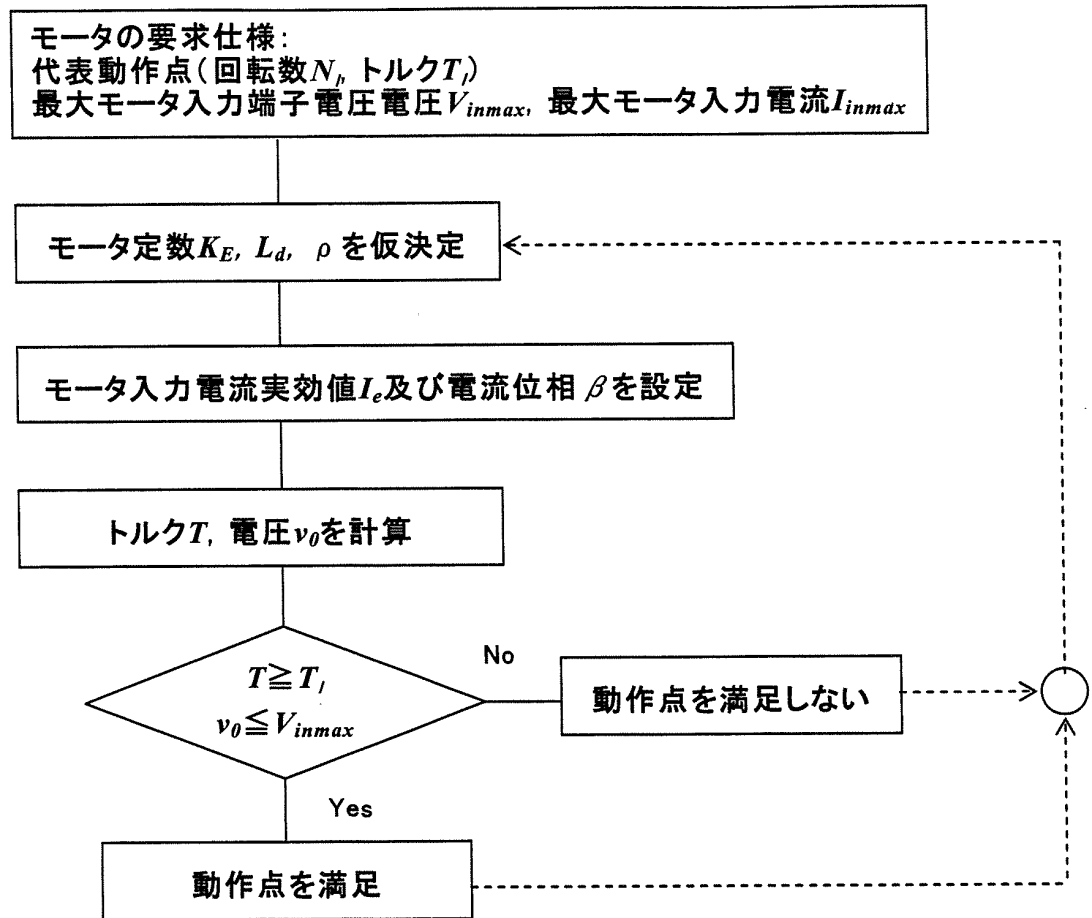


図4.2 モータ定数範囲算出フローチャート

$$v_o \leq V_{inmax} \text{ [V]} \dots\dots\dots (4.9)$$

$$T = P_n \{ \phi_a i_q + L_d (1 - \rho) i_d i_q \} \text{ [Nm]} \dots\dots\dots (4.10)$$

$$v_o = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \text{ [V]} \dots\dots\dots (4.11)$$

ただし、 T ：トルク計算値、 T_l ：要求トルク、 v_o ：モータ入力端子電圧実効値の計算値、 V_{inmax} ：最大モータ入力端子電圧実効値、 P_n ：極対数、 ϕ_a ： d 、 q 軸上の永久磁石による電機子鎖交磁束、 v_d ： d 軸電圧、 v_q ： q 軸電圧、 i_d ： d 軸電流、 i_q ： q 軸電流、 L_d ： d 軸インダクタンス、 L_q ： q 軸インダクタンス、 ρ ：突極比である。

ここで、 d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q は(4.12)、(4.13)式により得られる。

$$i_d = -\sqrt{3} I_e \sin \beta \text{ [A]} \dots\dots\dots (4.12)$$

$$i_q = \sqrt{3}I_e \cos \beta \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots (4.13)$$

また、 d 軸電圧 v_d 及び q 軸電圧 v_q は(4.14)、(4.15)式から得られる。 d 、 q 軸上の永久磁石による電機子鎖交磁束 ϕ_a と相誘起電圧定数 K_E 、電気角周波数 ω との関係は(4.16)、(4.17)式で与えられる。

$$v_d = Ri_d - \omega L_q i_q \quad [\text{V}] \quad \dots\dots\dots (4.14)$$

$$v_q = Ri_q + \omega L_d i_d + \omega \phi_a \quad [\text{V}] \quad \dots\dots\dots (4.15)$$

$$\phi_a = \sqrt{3}K_E \frac{60}{2\pi P_n} \quad [\text{Wb}] \quad \dots\dots\dots (4.16)$$

$$\omega = 2\pi P_n \frac{N}{60} \quad [\text{rad/sec}] \quad \dots\dots\dots (4.17)$$

(4.8)、(4.9)式を満足する場合、初期値として設定したモータ定数により最大モータ入力端子電圧条件下で要求される代表動作点の実現可能であり、満足しない場合は実現不可となる。モータ定数の値を初期値から変更し、繰り返し計算することにより、代表動作点を実現可能なモータ定数範囲を求める。この段階でモータ定数範囲が存在しない場合は、与えられた電源条件のもと、所望の代表動作点を満足する3つのモータ定数 K_E 、 L_d 、 ρ の組み合わせは、存在しないことになる。

次に、モータ入力電流実効値 I_e と q 軸に対する電流位相 β の設定方法について述べる。文献[42]にIPMSMの電流ベクトル制御法としていくつかの方法が詳細に述べられている。後述する設計事例においては、入力端子電圧制限に達するまでは最大トルク／電流制御、制限に達した後は運転領域を広くすることを第一に考え、弱め界磁制御により I_e と β を設定している。

効率よくモータ定数範囲を求めるため、定数範囲探索プログラムをVisual Basic言語で作成した。例えば、3つのモータ定数(K_E 、 L_d 、 ρ)の組み合わせが90,000通りで、代表動作点が3点の場合のプログラム実行時間は約45min(使用計算機：Xeon (2.2GHz×2) 搭載PC)であり、短時間で求めることができる。

4.4 設計事例

4.4.1 設計対象

設計対象はバッテリーフォークリフトの走行用駆動機構に搭載する ASEM である。バッテリーフォークリフトは、社会的ニーズである地球環境保護、将来の化石燃料枯渇対策の立場から、従来のエンジン駆動の代替として、市場が拡大傾向にある製品のひとつとなっている。本製品に対する要求項目を挙げると、下記のようになる。

- (1) 車両の小型軽量化、車両長、車両旋回半径の低減。
- (2) 人体に対する安全性確保のため、低電圧のバッテリーによる駆動。
- (3) バッテリー充電当たりの走行距離増加のためのバッテリー消費の低減。これを実現するための駆動機構の高効率化。
- (4) 荷物運搬周期の短縮化から加速性能向上、高速運転の実現。

これらの製品に対する要求を満足すべく、下記コンセプトの駆動機構および ASEM を搭載した新しい車両開発を企画した。

- (1) 従来、個別に配置されていた走行用モータ、ギア、デファレンシャル、車軸を一体化設計したモータ車軸一体型駆動機構。
- (2) 車軸への組み込みが可能な小型軽量かつ薄型形状、低電圧バッテリー駆動、高効率の永久磁石同期モータ。

新しい車両および ASEM を搭載した駆動機構を従来と比較して図示すると図 4.3 のようになる。従来車両では、駆動機構を構成する走行用モータ、ギア、デファレンシャル、車軸は個別配置されており、それらの占有スペースのため、車両内のコンポーネントの配置の自由度が少なく、走行用モータは車両の前方に、荷役用モータは後方に配置されていた。これに対し新しい車両では、走行用モータ、ギア、デファレンシャル、車軸を一体化させ、駆動機構の小型モジュール化を図ることにより、走行用、荷役用の両方のモータを前方に配置し、車両の小型軽量化、車両長、車両旋回半径の低減を図っている。

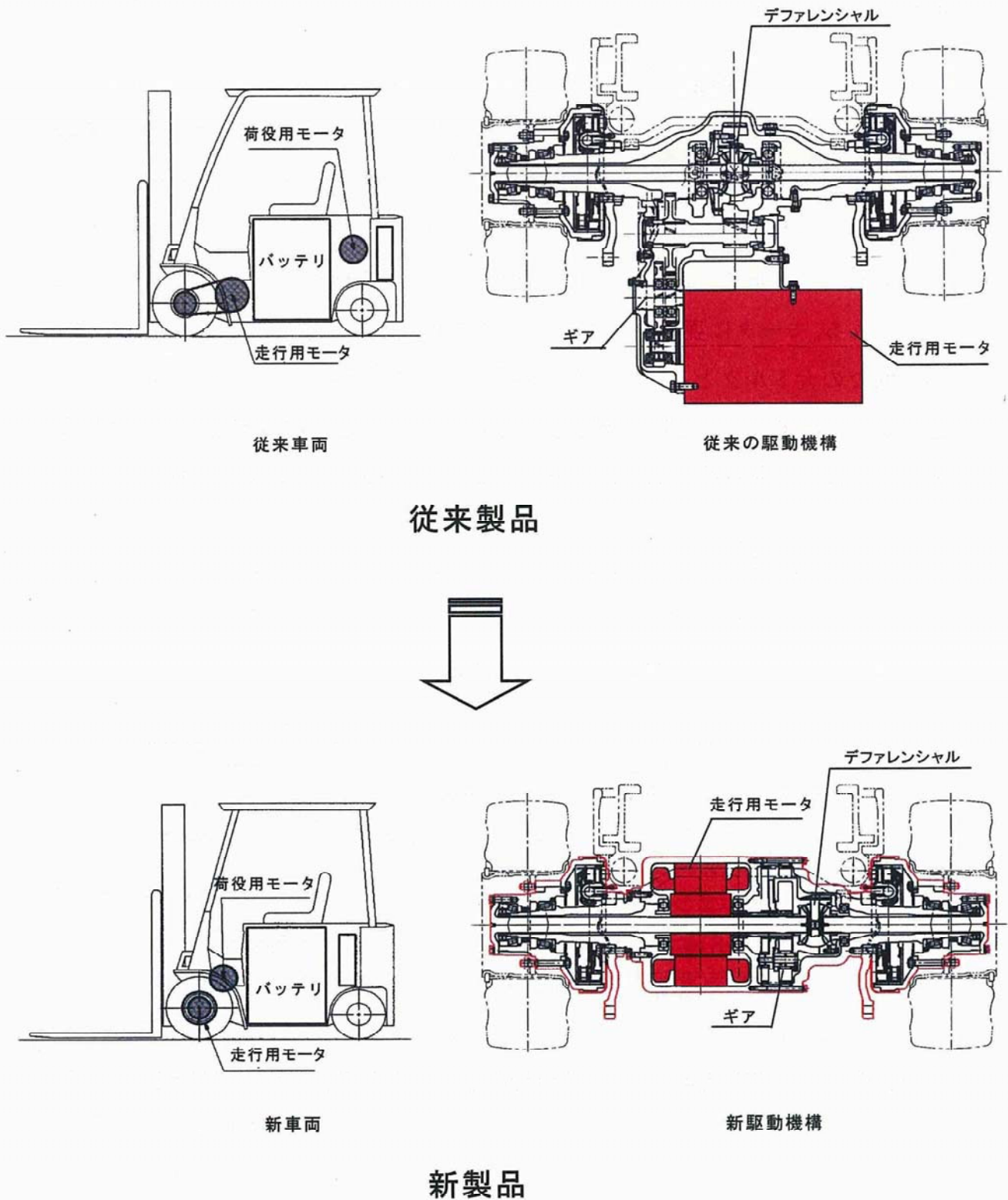


図 4.3 新しい車両および駆動機構と従来との比較

4.4.2 要求仕様

表4.1はモータに要求される形状寸法の制約と電源条件である。モータはビルトイン型のため、モータ外径、内径、およびコイルエンドを含めた軸方向長さに形状寸法制約がある。インバータの電源は直流48Vのバッテリーである。モータの電源条件である最大モータ入力端子電圧及び最大モータ入力電流は、インバータの最大出力電圧、パワー素子の電流容量からそれぞれ33Vrms, 226Armsに制限される。モータに要求される代表動作点を図4.4に示す。代表動作点は3点で、低速域での大トルクと高速域までの運転が必要である。図で、動作点 L_1 , L_2 , L_3 はそれぞれ車両の加速時、最多使用頻度時、最高速時の運転動作点に対応している。また、最多使用頻度時のモータ効率は、80%以上が要求される。

表4.1 形状寸法制約と電源条件

モータ外径	$\leq \phi 280\text{mm}$
モータ内径	$\geq \phi 42\text{mm}$
軸方向長さ (コイルエンドを含む)	$\leq 220\text{mm}$
入力端子電圧	$\leq 33\text{Vrms}$
入力相電流	$\leq 226\text{Arms}$
電流位相角	$0^\circ \sim 85^\circ$

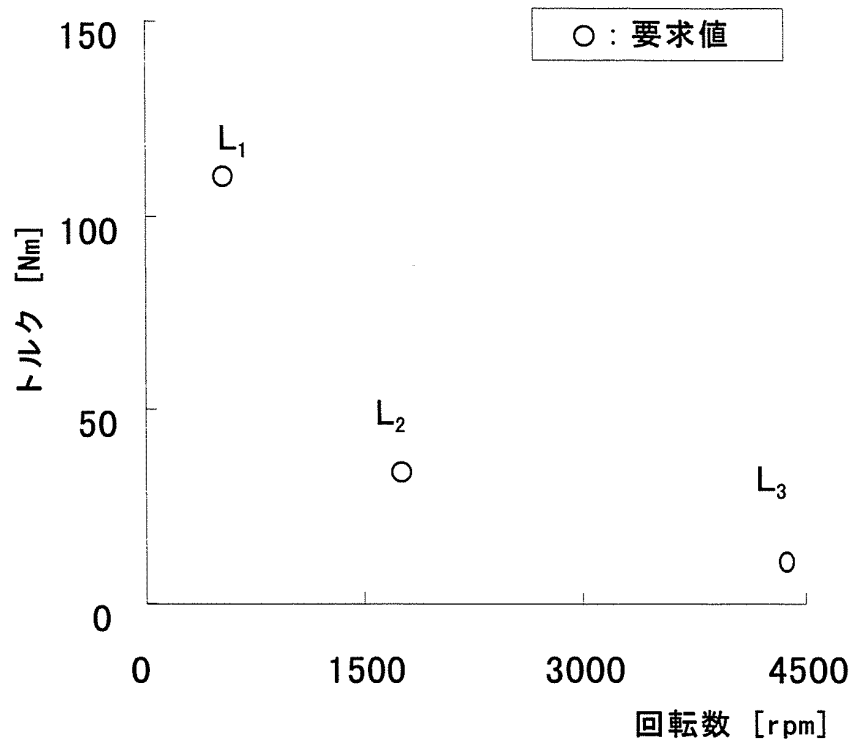


図4.4 代表動作点

4.4.3 設計方針

本ASEMの設計方針は、下記のように決定した。

(1) モータ種類及び型式

小型軽量化及び高効率化の観点から、希土類永久磁石を用いた回転子永久磁石型同期モータとする。また、低速大トルク及び高速運転での運転が要求されるため、弱め界磁制御が容易でリラクタンストルクを利用可能な埋込磁石型を採用する。永久磁石は、低コスト化の観点から一層平板形状の磁石を採用する。

(2) 駆動方式

本モータは、車両走行駆動用として用いるため、トルク制御が必要である。このため、モータの駆動方式としては、電流ベクトル (d 軸電流と q 軸電流) を制御可能な瞬時電流制御機能付きの電圧型インバータを採用する。

また、正弦波 PWM 制御方式を採用し、電流を正弦波状に制御する。

(3) 使用材料は、使用実績、入手性及び低コストに加え、下記のような観点から決定する。

(a) 永久磁石材料：減磁耐力向上の観点から、保磁力の大きなものを選定する。

(b) 鉄心材料：高効率化の観点から、低鉄損特性の薄板の電磁鋼板を採用する。

(c) 軸受材料：軸受に加わる荷重と要求される寿命から選定する。

4.4.4 電磁気設計結果

4.2 節で述べた絞り込み手順に従って設計した ASEM の電磁気設計結果について述べる。表 4.2 にはモータの主要諸元を、図 4.5 にはモータの形状寸法を示している。ステータ外径は $\phi 280\text{mm}$ 、ロータ内径は $\phi 60\text{mm}$ 、モータ軸方向長さ（コイルエンド長さを含む）は 210mm であり、表 4.1 で示した形状寸法制約を満足したものとなっている。巻線仕様は 3 相 Y 結線の分布巻で、極数は 8 極である。回転子永久磁石は 1 層で、平板形状のものを用いている。ロータ磁極間には隣り合う極で短絡する磁束を低減するため、切りかきを設けている。使用材料は、4.4.3 項の設計方針に従って、表 4.2 に示す型式（メーカー）を選定している。図 4.6 には、参考までに製作後のモータを搭載した新しい駆動機構の外観を示している。図に示すように、新しい駆動機構では、モータ、ギア、デファレンシャル及び車軸が一体化されており、大幅な小型化が実現できている。

以下に、絞り込み手順に従い、設計過程について説明する。

(1) 電源条件と要求される複数の代表動作点の入力

電源条件である最大モータ入力端子電圧実効値及び最大モータ入力電流実効値を決定する。モータ最大入力端子電圧実効値は、インバータ入力電源が直流 48V のバッテリーであることから、この電圧を入力とする電圧型イ

表4.2 モータ主要諸元

ステータ外径	280 mm
ステータ内径	138 mm
ステータ鉄心積厚	120 mm
ロータ外径	134 mm
ロータ内径	60 mm
ロータ鉄心積厚	120 mm
モータ軸方向長さ (コイルエンドを含む)	210 mm
巻線仕様	3相Y結線分布巻
極数	8
スロット数	48
永久磁石材料	NEOMAX-31EH (NEOMAX社製)
コア材料	35H300 (新日鐵社製)

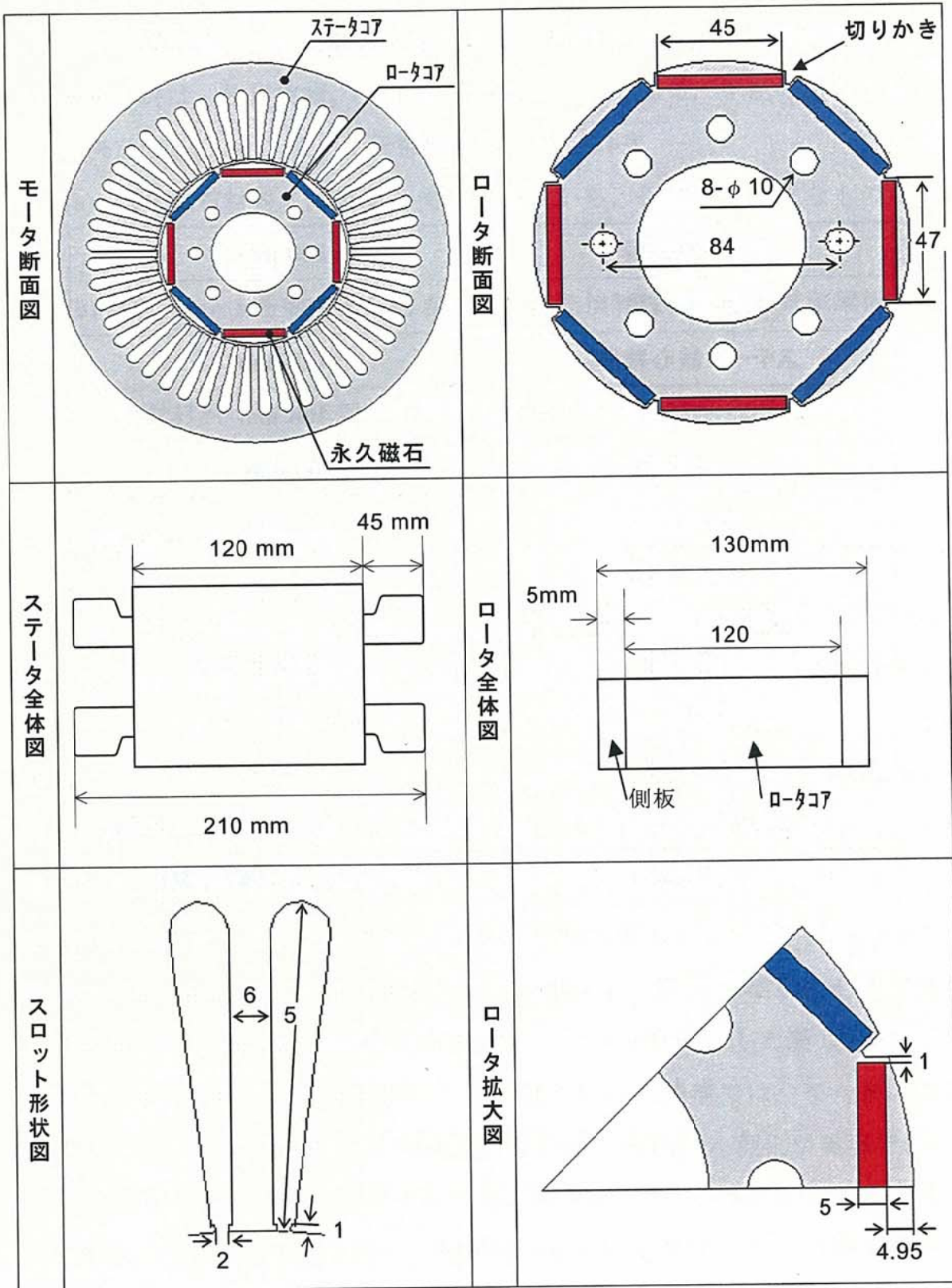


図4.5 モータ形状寸法



図4.6 駆動機構の外観

ンバータで出力可能な最大電圧である 33Vrms とする。最大モータ入力電流実効値は、電圧型インバータに使用するパワー素子の電流容量が 400A であり、安全率を考慮して電流の最大値を 320A 、実効値で 226Arms と決定した。要求される代表動作点は、車両性能から要求されるモータの回転数-トルク特性上の運転動作点が示された図4.4より得た。

(2) 極数候補の選定

モータの最高回転数を $5,000\text{rpm}$ 、インバータの最高出力周波数を 400Hz として(4.1)式により極数を計算すると 9.6 となる。この結果から、実現可能な極数の上限値は 8 となるため、 8 極を選定した。

(3) 相巻線抵抗 R の上限値の決定

まず、要求される代表動作点での効率目標値から損失を求める。損失の $1/2$ を銅損として、銅損の目標値を決定する。次に、銅損の目標値とモータ電流から相巻線抵抗 R を逆算して求めている。

(4) モータ定数範囲の算出

(1)で示した電源条件及び要求される複数の代表動作点を満足するモータ定数範囲の算出結果を図4.7に示す。図は突極比 ρ をパラメータに 1.0 、

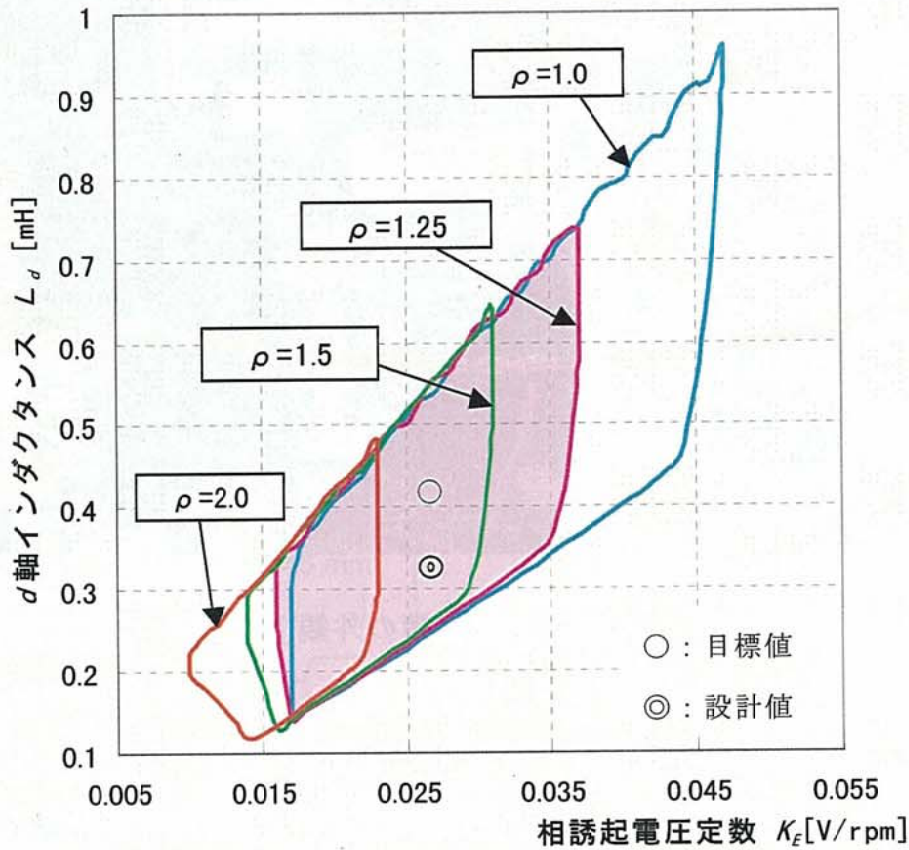


図4.7 モータ定数の取り得る範囲

1.25, 1.5, 2.0 とした場合の横軸の相誘起電圧定数軸と縦軸の d 軸インダクタンス軸で表されるモータ定数の取りうる範囲を平面領域として示している。算出方法は、4.3節に従っている。

(5) モータ設計可能性の判断

図4.7に示すように、横軸の相誘起電圧定数軸と縦軸の d 軸インダクタンス軸に平面領域としてモータ定数範囲は存在するので、実現可能性ありと判断した。

(6) 極数とスロット数の組み合わせの決定

極数 8 は、分布巻で 48 スロットの製作実績がある。本モータにおいては製作実績に従い、8 極 48 スロットと決定した。

(7) 回転子構造の設計指針の決定

本モータにおいては、製作実績のある設計指針に従い、一層平板永久磁

石を機械強度上、可能な範囲で回転子鉄心径方向表面近くに埋め込んだ構造とした。極間には、前述のように短絡磁束を低減する目的の切りかきを設けている。

(8) モータ定数目標値の設定

4.2節(8)に示した理由から、まず、モータ定数の取り得る範囲が広がる突極比として、 $\rho = 1$ 及び 1.25 を選定した。次に、リラクタンストルクが利用可能であるとの観点から、結果的に $\rho = 1.25$ を選定した。モータ定数目標値は、図 4.7 に示すように $\rho = 1.25$ における取り得る範囲のほぼ中心に位置する $K_E = 0.026\text{V/rpm}$, $L_d = 0.42\text{mH}$ とした。

(9) 設計パラメータ候補の導出

まず、設計パラメータの範囲を、形状寸法制約及び製造上可能な範囲で、下記のように決定した。

(a) 主要形状パラメータ

モータ外径：280mm以下。

モータ内径：42mm以上。

モータ軸方向長さ：220mm以下。

ギャップ長：0.5～2.0mm。

(b) 局所的形状パラメータ

スロット形状：口部は台形つば付き，低部は半円。

磁石形状：平板。

磁石径方向厚さ：5mm。

巻線最大電流密度は、巻線の温度上昇の実績値から 8A/mm^2 以下、冷却方式は自然空冷としている。固定子歯部最大磁束密度及び固定子けい鉄分最大磁束密度は、鉄心材料の飽和磁束密度及び発生鉄損の実績値からそれぞれ 1.8T 以下と 1.7T 以下とした。次に、(4.18)から(4.20)式に示すパーミアンス法によるモータ定数簡易線形計算式を用いて、モータ定数目標値となるような設計パラメータ候補を導出した。本設計例では、導出した設計パラメータ候補は 30 通りとなった。

$$K_E = \frac{\pi \cdot p \cdot k_\omega \cdot N_{ph} \cdot \phi_g}{60\sqrt{2}} \text{ [V/rpm]} \dots\dots\dots (4.18)$$

$$L_d = \left(\frac{N_{ph}}{2}\right)^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{A_r + A_m}{2 \cdot (l_m + l_g)} \text{ [H]} \dots\dots\dots (4.19)$$

$$L_q = \left(\frac{N_{ph}}{2}\right)^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{A_c}{l_g} \text{ [H]} \dots\dots\dots (4.20)$$

ここで、 p ：極対数、 k_ω ：巻線係数、 N_{ph} ：毎相直列導線数、
 ϕ_g ：毎極エアギャップ部有効磁束 [Wb]、 μ_0 ：空気の透磁率 [H/m]、
 A_r ：ステータ極弧断面積 [m²]、 A_m ：毎極永久磁石断面積 [m²]、
 l_m ：永久磁石径方向厚さ [m]、 l_g ：エアギャップ長 [m]、
 A_c ：毎極 q 軸磁路コア断面積 [m] である。

(10) モータ定数の繰り返し計算

(9)で求めた30通りの設計パラメータ候補に対して、4.2節(10)に示したFEMによるモータ定数の計算を繰り返し実施し、(4)で求めたモータ定数範囲に収まる設計パラメータ候補を保存した。この段階で設計パラメータ候補は10通りに絞り込んでいる。

(11) FEMによる高精度電磁気特性計算

絞り込んだ設計パラメータ候補に対し、FEMによる高精度電磁気特性計算を実施し、設計パラメータを決定した。設計パラメータは、4.2節(8)で示した理由から、モータ定数がモータ定数範囲の中心に近くなるようなものを最終的に選定した。決定した設計パラメータは表4.2に、モータ形状寸法を図4.5に示してある。また、磁界解析により得られた各代表動作点のモータ定数を表4.3に示している。計算したモータ定数は図4.7の設計値に示すようにモータ定数の取り得る範囲内に収まっている。

表4.3 モータ定数計算結果

代表動作点	L_1	L_2	L_3
R [Ω]	0.00967	←	←
K_E [Vrms/rpm]	0.0265	←	←
L_d [mH]	0.329	0.331	0.331
L_q [mH]	0.416	0.439	0.443
ρ	1.264	1.326	1.338

4.4.5 実験結果

図4.8には、試作したモータの運転特性を実測した結果を要求値と併記して示している。図より、実測結果は要求運転特性をほぼ満足し、また、代表動作点 L_1 , L_2 , L_3 の入力電流実測値は、226Armsの制約に対して218Arms, 183Arms, 159Armsであり条件を満足している。動作点 L_1 において、トルク実測値が要求値より大きくなっているのは、この動作点が低速で、入力電圧に余裕があり、トルク/電流が大きくなる電流ベクトルで運転できていることによる。また、最多使用頻度時のモータ効率は81.3%であり、要求仕様値を満足している。

4.4.6 探索範囲低減効果

設計パラメータ候補の探索範囲の低減効果について述べる。表4.4は、本設計事例における設計パラメータと設計パラメータ候補の数を、提案手法と熟練の設計技術者の経験や勘に頼らない従来手法で比較したものである。設計パラメータにおいて、ステータ外径、ステータ鉄心軸方向積厚及びロータ内径は、形状寸法制約から固定として扱っている。また、極数は4.5.3項で述べたように8極、スロット数は製造実績面の制約から48として固定している。提案手法では、モータ定数範囲に収まるように設計パラメータを決定しており、設計パラメータ

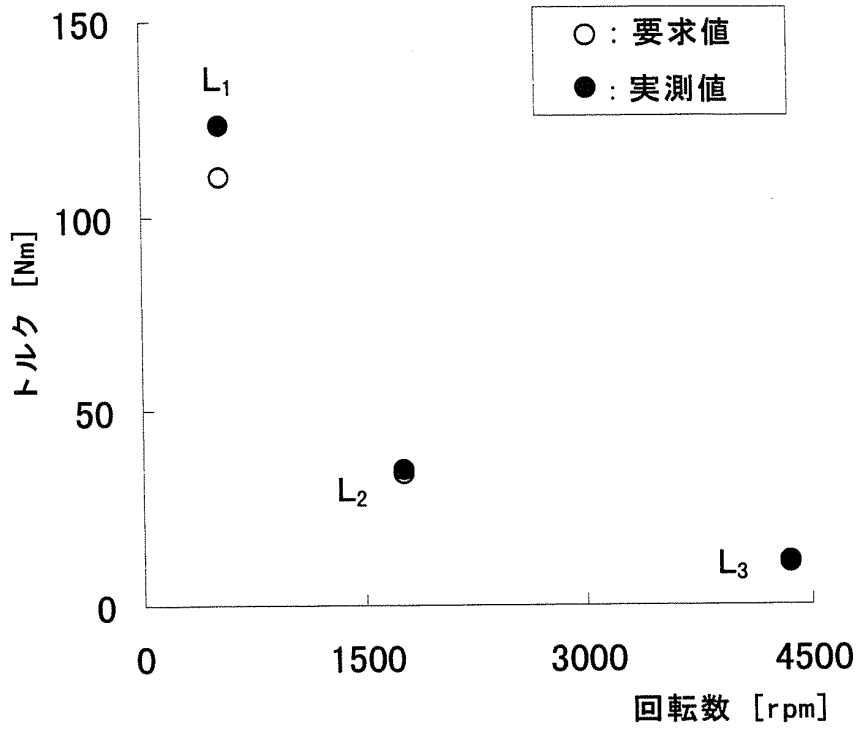


図4.8 実験結果

表4.4 探索範囲低減効果

設計パラメータ		設計パラメータ候補数	
		従来手法	提案手法
ステータ	外径	1	1
	鉄心軸方向積厚	1	1
	極数	1	1
	スロット数	1	1
	スロット形状	10	10
	每相直列巻回数	3	3
ロータ	外径	3	
	内径	1	
	磁石径方向厚さ	1	
	磁石周方向長さ	3	
	磁石埋込深さ	3	
ギャップ長		3	
設計パラメータ候補の数		2,430	30

タの組合せは限定される。表に示したように、従来手法と設計パラメータ候補の数を比較すると、従来手法が2,430に対し提案手法では30に低減できている。従来手法では、要求仕様を満足しているかどうか不明な設計パラメータも含まれているため、設計パラメータ候補数が膨大な数となっているが、提案手法では、モータ定数範囲を利用することにより、実現可能性のあるものが絞り込まれており、低減できている。本設計事例の場合、例えば一つの設計パラメータ候補に対して、FEMによる性能計算に要する時間が概略3hであることを考えると、繰り返しの計算時間を7,290hから90hに低減でき、7,200hの計算時間の短縮が可能となる。

4.5 結言

本章では、極端な要求仕様のもとで設計する用途指向型の永久磁石モータを、効率的かつ迅速に設計可能な設計パラメータ候補の絞り込み手法を提案した。提案手法によれば、経験の浅い設計技術者でも設計の初期段階でモータの設計可能性が判断できるので、無駄な設計作業を省くことができる。また、設計パラメータ候補の絞り込みが効率よくできるので、特性計算に要する時間が大幅に削減可能である。

本提案手法は、従来手法のようにモータ設計パラメータからモータ定数、特性を計算するのではなく、発想を変えて要求される特性からモータ定数を求め、モータ定数から設計パラメータを導出するもので、従来法と逆の手順で実施する新しい概念の絞り込み手法であると言える。

第5章

大エアギャップ長の永久磁石同期発電機の実出力電圧計算の高精度化

5.1 緒言

用途指向型回転電気機器の開発においては、大エアギャップ長や薄型形状、軸長形状あるいはコアレス構造等、通常機器とは異なった特殊な形状や構造を要求されることが多い。これらの特殊形状機器のなかで、エアギャップやコイルエンド等で発生する漏れ磁束の大きな機器では、通常機に対して用いられている電磁気特性計算式では、十分な計算精度が得られない傾向にある。表面磁石同期機の電磁気特性計算で一般的に用いられている計算式として、パーミアンス法に基づいた大川の計算式^[43]がある。本計算式は、エアギャップ部の有効磁束を求め、これを適用して誘起電圧や同期インダクタンスの計算を行うものであり、大エアギャップ長やコアレス構造を有する機器のようなエアギャップ中の漏れ磁束の大きな機器では、漏れ磁束の大きさに応じて計算精度が低くなる。開発期間の短縮のためには、試作検証後の要求性能未達に伴う再設計及び再試作回数を低減する必要があり、そのためには高精度の計算手法が要求されている。

本章では、高速回転仕様により、非磁性の保持リングを回転子永久磁石表面に被せることで、等価的に大エアギャップ長機となる超高速表面磁石同期発電

機を事例として、出力電圧計算の高精度化を図っている。本機では、エアギャップ中の漏れ磁束が大きくなるため、従来の計算式を用いて発電機的设计を行っても、要求される出力電圧範囲を満足する発電機は設計することができないことを示すと共に、FEMを適用した巻線鎖交磁束の解析結果に基づき、誘起電圧及び同期インダクタンスを求め、これらから出力電圧を計算することにより、高精度な計算結果が得られることを示している。また、同期インダクタンスの計算では、通常のエアギャップ長機では無視されていたエアギャップの漏れインダクタンスを求めることができ、発生要因ごとに分離して求めることのできる計算法を提案している。分離したインダクタンスは発電機的设计仕様である形状寸法、極数、巻線仕様によって決まるものであり、これらを決定するための有用な指針となる。さらに、本章で示す計算手法を適用して設計した2例の発電機について、出力電圧実測値との検証を行い、計算手法の妥当性を確認している。

5.2 超高速表面磁石同期発電機における従来計算式の問題点

回転電気機器の高速化は小型軽量化、ギアレスによる高効率化、システムの保守性の向上及び低騒音化への効果が大きく、今後の大きな方向と考えられる^[8, 9, 44]。また、高速化と高効率化を両立するためには、回転子に永久磁石を用いた同期機が有望である。このうち、非磁性で高強度の保持リングを永久磁石に被せた構造の表面磁石型は、構造が簡単で、エアギャップの高調波磁束が小さく、高い機械強度が確保できるので、高速発電機に適した一構造と考えられ、製作例がいくつかある^[9, 45, 46]。図5.1に従来計算式の精度を評価するための供試機とした超高速表面磁石同期発電機の断面構造を示す。ロータは、永久磁石の外側に厚さ4[mm]の非磁性保持リングを被せた表面磁石型で、リング状のサマリウムコバルト磁石を用いている。高速のガスタービンとギアレスで直接接続す

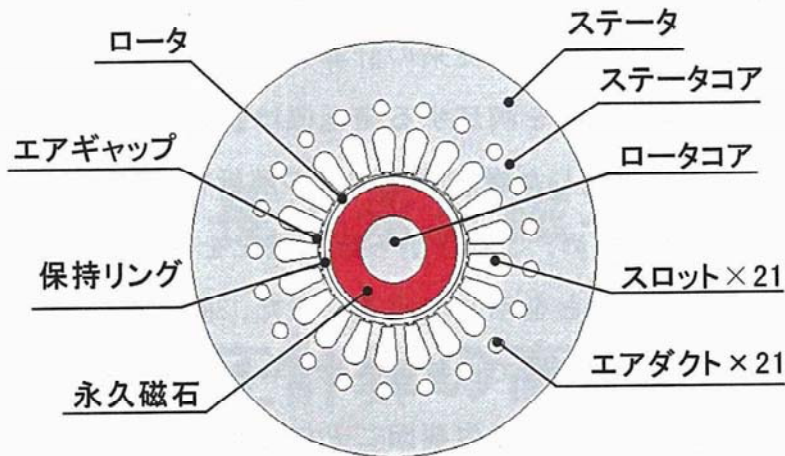


図5.1 超高速表面磁石同期発電機の断面構造

るため、定格回転数は43,500[rpm]、回転子外径は $\phi 70$ [mm]、ステータ、ロータ間の機械的なギャップ長は1[mm]であるが、磁気的には5[mm]の大エアギャップ長機となる。なお、永久磁石の磁化方向は磁極軸に平行とし、ギャップ高調波磁束を低減させている。出力電圧の周波数が通常機の10倍以上となる本機の発電電力は、ダイオード整流器及びインバータで構成される周波数変換器により一旦直流に変換した後、商用周波数に変換される。この場合、発電機出力電圧は周波数変換器に用いられるパワー素子の耐圧からその最大値が制限され、周波数変換器の出力電圧から最小値が制限される。結果として、最大値と最小値間の範囲（以下、許容電圧範囲と略記。）に収める必要がある。しかし、本機は永久磁石機のため界磁制御ができず、合わせてダイオード整流回路を用いているため弱め界磁制御ができない。このため、定格回転数における出力電圧は負荷条件により変動する。そこで、電磁気設計段階で誘起電圧や同期インダクタンスによる電圧降下を厳密に計算し、出力電圧を精度よく計算して、上記の許容電圧範囲を満たす発電機を設計する必要がある。

従来計算式の計算精度を確認するため、大川及び竹内の計算式^[43, 19]により誘起電圧及び同期インダクタンスの計算を行い、出力電圧の実測値との比較を行った。表5.1は従来式による誘起電圧及び同期インダクタンスの計算結果を実測

表 5.1 従来式による誘起電圧と同期インダクタンスの計算結果

	計算値	実測値	計算値/実測値 × 100 [%]
誘起電圧 [V]	438	504	87
同期インダクタンス [mH]	0.204	0.223	91

値と比較して示している。誘起電圧の計算は大川の計算式に拠っている。永久磁石温度は直接測定できないため、巻線温度と同じと仮定しているが、サマリウムコバルト磁石を用いているため、温度による磁束密度変化の影響は、 $-0.03[\%/^{\circ}\text{C}]$ と小さく、影響はほとんどない。大川の計算式ではスロット部、コイルエンド部の漏れ磁束は考慮していないため、スロット漏れインダクタンス、コイルエンド漏れインダクタンスは無視している。そこで、電機子反作用インダクタンスは大川の計算式から、スロットとコイルエンドの漏れインダクタンスは竹内の計算式で求め、それらの和を同期インダクタンスとして求めた。表より、誘起電圧、同期インダクタンスの計算結果は、実測値と10%程度異なっていることがわかる。また、図5.2は出力電圧特性であるが、計算結果の誤差は大きく、従来式では出力電圧の正確な予測は難しい。通常、本発電機に許容される電圧の最大値と最小値の差が100[V]程度であると考えれば、一回の試作検証で要求通りの発電機は製作することはできず、この誤差は許容できない。

計算結果の誤差が大きい理由としては、以下のように考えられる。本機は通常機と比べて磁気的には大エアギャップ長であり、エアギャップにおける漏れ磁束が大きくなる。このため、エアギャップの磁束密度に基づいて誘起電圧を計算しても、電機子巻線に鎖交する磁束を正確に捉えていないため計算精度が得られていない。従って、精度向上のためには、電機子巻線の鎖交磁束に基づいた計算が必要と考えられる。

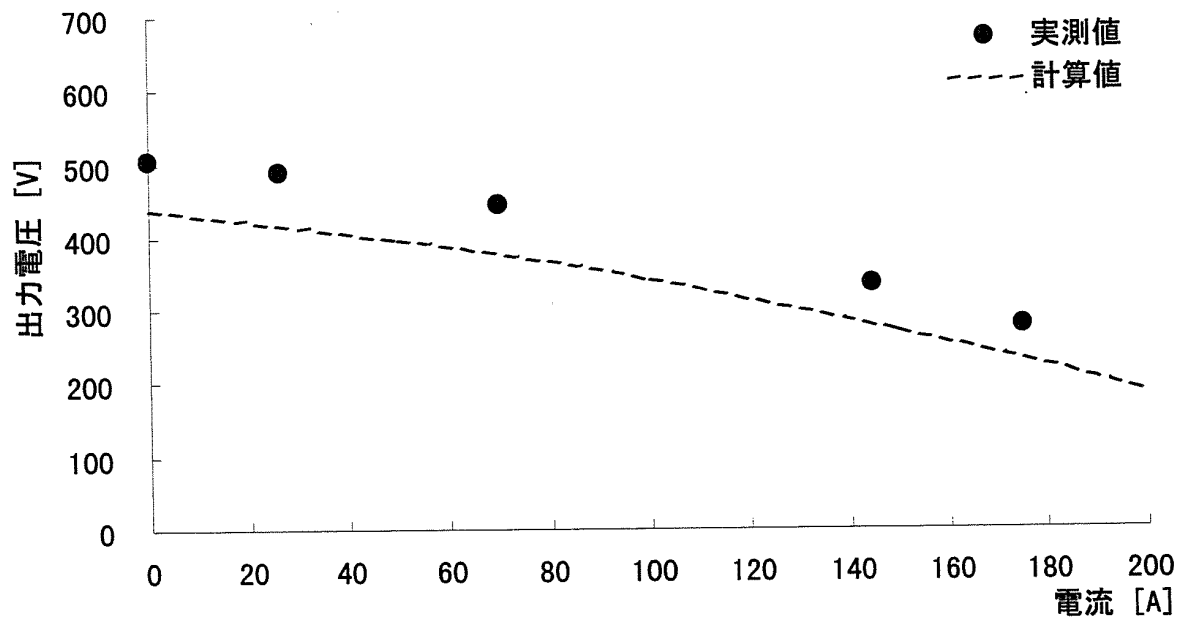


図5.2 従来計算式による出力電圧の計算結果

5.3 特性計算法

5.3.1 誘起電圧

従来式では、電機子巻線に鎖交する磁束を正確に捉えていないため、十分な計算精度が得られない。そこで、電機子巻線に鎖交する磁束をFEMによる磁界解析を用いて求め、これより誘起電圧を計算する。以下に計算手順を示す。

- (1) 発電機の軸方向断面に対して回転子位置を $\Delta\theta$ ごとに変え、無負荷時の2次元非線形磁界解析を実施する。
- (2) 各回転子位置ごとに電機子巻線が挿入されている各スロット内部のベクトルポテンシャル平均値を得る。
- (3) 各回転子位置に対して、各電機子巻線に鎖交する磁束 λ_n を(2)で求めたベクトルポテンシャル平均値を使って計算する。例えば、図5.3に示すように巻線がスロット o とスロット p に往復して巻いてあるとすれば、巻線の鎖交磁束 λ_{nop} は(5.1)式で求められる。

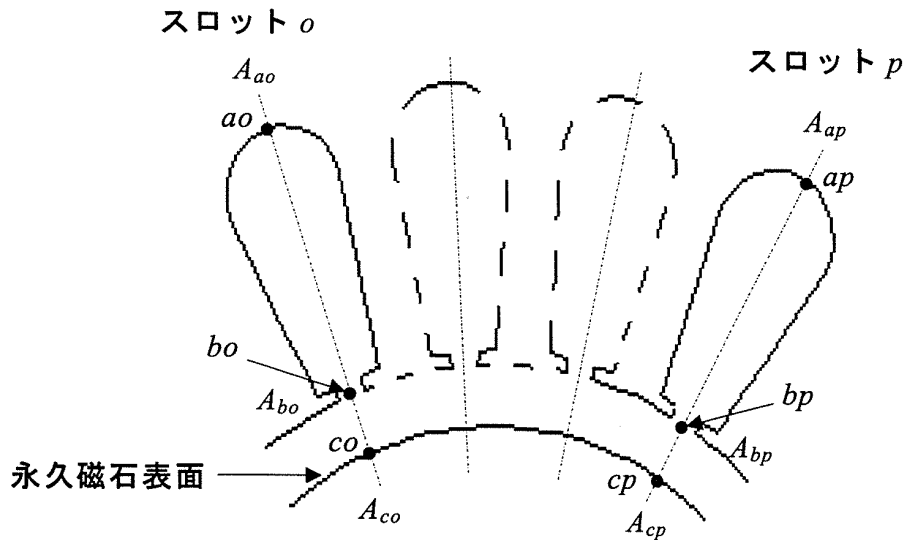


図5.3 ベクトルポテンシャルの位置

$$\lambda_{nop} = (A_{oave} - A_{pave}) \cdot L \cdot k_i \cdot T \quad [\text{Wb}] \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

ここで、 A_{oave} : スロットo内部のベクトルポテンシャル平均値、 A_{pave} : スロットp内部のベクトルポテンシャル平均値、 L : 固定子鉄心軸方向積厚、 T : 巻線巻回数、 k_i : 固定子鉄心占積率である。

(4) 誘起電圧 e_{op} を、回転子位置を $\Delta\theta$ 変化した時の鎖交磁束の差 λ_{nop} を利用して(5.2)式により求める。

$$e_{op} = \frac{d\lambda_{nop}}{dt} = \frac{d\lambda_{nop}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{\Delta\lambda_{nop}}{\Delta\theta} \cdot \omega \quad [\text{V}] \quad \dots\dots\dots (5.2)$$

ここで、 A_{oave} : スロットo内部のベクトルポテンシャル平均値、 ω : 電気角速度である。

5.3.2 磁束線とインダクタンス

従来計算式では、エアギャップ漏れインダクタンスは無視されており、漏れインダクタンスを厳密に求めていない。そこで、本章では、通常機では無視さ

れていたエアギャップ漏れインダクタンスを求めることができ、同期インダクタンスを発生要因ごとに分離できる計算法を提案する。図5.4は発電機軸方向断面の磁束線の概念図で、スロット o とスロット p に巻かれている巻線の電流によって発生する磁束線を示している。鎖交磁束には、スロット底部とスロット口部間を鎖交するスロット漏れ磁束、スロット口部と永久磁石表面部間を鎖交するエアギャップ漏れ磁束、永久磁石に鎖交する主磁束がある。従って、それぞれの鎖交磁束を分離して求めることにより、それぞれの磁束に対応するインダクタンスを発生要因ごとに求めることができる。ここで、スロット漏れ磁束はスロット漏れインダクタンス、エアギャップ漏れ磁束はエアギャップ漏れインダクタンス、主磁束は電機子反作用インダクタンスにそれぞれ対応する。本計算法の新規性は、各部分の鎖交磁束を用いて、それぞれのインダクタンスを分離して求める点にある。分離したインダクタンスは、発電機設計時に決定する形状寸法、極数、巻線仕様によって決まるもので、これらの設計パラメータを決定する上で有用な指針となる。それぞれのインダクタンスとその大きさに影響を与える設計パラメータとの関係をまとめると表5.2のようになる。表に示すコイルエンド漏れインダクタンスは、図5.5に示すコイルエンド漏れ磁束に対応するインダクタンスを示している。本表によれば、設計パラメータを変更した

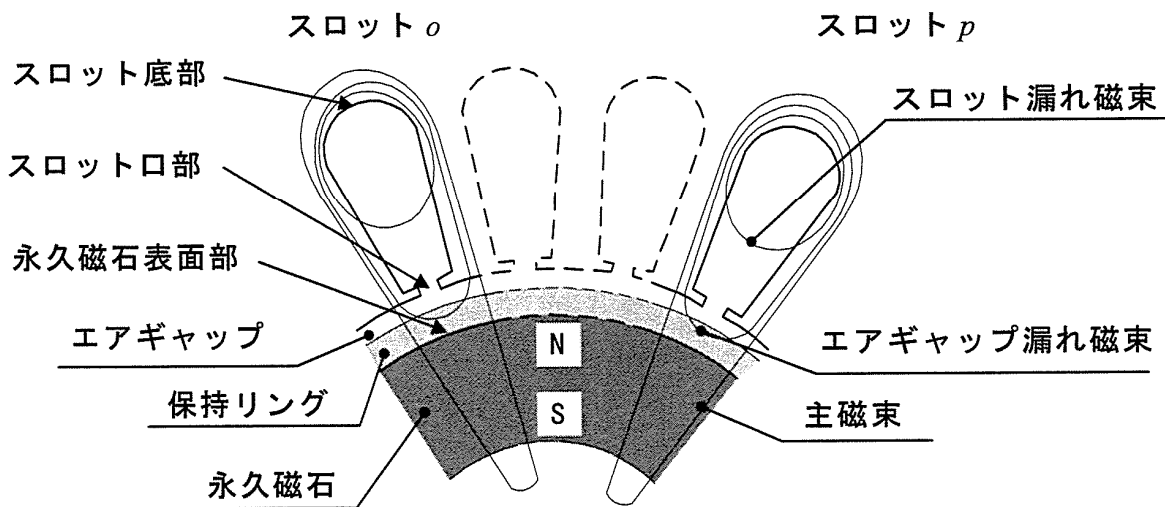


図5.4 巻線電流による磁束線

表5.2 分離したインダクタンスと発電機設計パラメータとの関係

(1) スロット漏れインダクタンス	<ul style="list-style-type: none"> ・ 固定子スロット形状寸法 ・ 固定子鉄心軸方向積厚長さ ・ 極数 ・ 巻数 ・ 巻線係数
(2) エアギャップ漏れインダクタンス	<ul style="list-style-type: none"> ・ 磁氣的ギャップ長 ・ 固定子鉄心軸方向積厚長さ ・ 極数 ・ 巻数 ・ 巻線係数
(3) コイルエンド漏れ インダクタンス	<ul style="list-style-type: none"> ・ 固定子巻線コイルエンド形状寸法 ・ 極数 ・ 巻数 ・ 巻線係数（短節）
(4) 電機子反作用インダクタンス	<ul style="list-style-type: none"> ・ 固定子鉄心内径 ・ 固定子鉄心軸方向積厚長さ ・ 極数 ・ 巻数 ・ 巻線係数

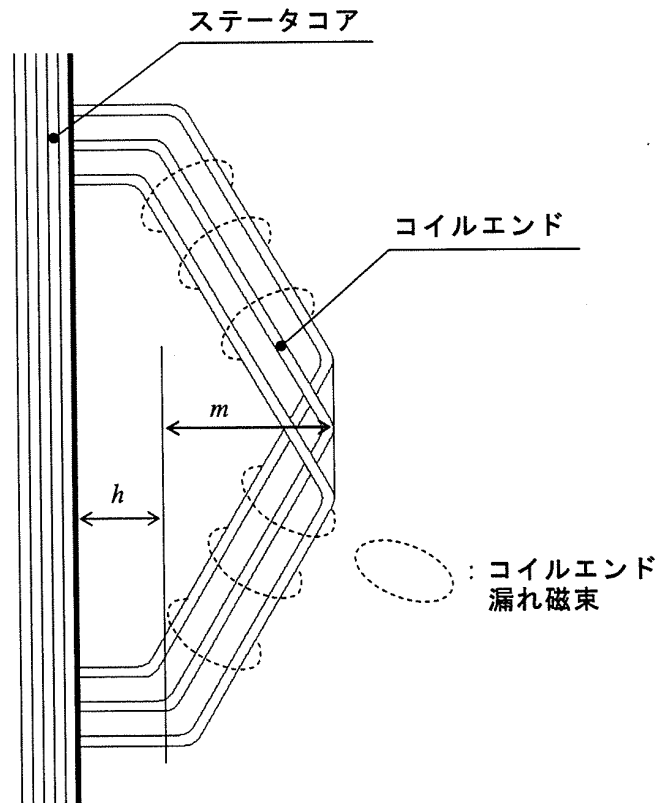


図5.5 コイルエンド漏れ磁束

時の各インダクタンスへの影響（例えば、スロット口部幅に対するスロット漏れインダクタンスやエアギャップ長に対するエアギャップ漏れインダクタンスの関係）が把握可能となり，設計パラメータの決定に活用できる。

5.3.3 同期インダクタンス

FEMによる磁界解析を用いて，電機子電流によるスロット底部，スロット口部及び永久磁石部に鎖交する磁束を解析する。鎖交磁束を電機子電流で除することにより，それぞれの鎖交磁束に対応するインダクタンスを求める。ここで，それぞれの位置に鎖交する磁束と求まるインダクタンスとの関係を整理すると以下のようなになる。

(1) スロット底部を鎖交する磁束

スロット漏れインダクタンス l_s ，エアギャップ漏れインダクタンス l_g ，電機子反作用インダクタンス L_a の総和 $l_s + l_g + L_a$ としてインダクタンスが求まる。

(2) スロット口部を鎖交する磁束

エアギャップ漏れインダクタンス l_g と電機子反作用インダクタンス L_a の和 $l_g + L_a$ としてインダクタンスが求まる。

(3) 永久磁石表面を鎖交する磁束

電機子反作用インダクタンス L_a が求まる。

これらの関係を用いて、同期インダクタンスを発生要因ごとに求める。以下にそれぞれのインダクタンスの計算手順を示す。

(a) エアギャップ漏れインダクタンス l_g

エアギャップ漏れインダクタンスを求める計算手順を図5.6に示す。鉄心の非線形性を考慮するため、非線形の2次元静磁界解析を適用する。なお、無負荷時と負荷時では永久磁石の発生磁束は変化しないものとする。

- ① 発電機の軸方向断面に対して無負荷時の2次元非線形静磁界解析を回転子位置 $\Delta\theta$ ごとに実施する。
- ② 同相のそれぞれの巻線に対してスロット口部鎖交磁束を求め、相巻線に対応するスロット口部鎖交磁束波形を回転子位置に対して得る。この波形のフーリエ級数展開によって、スロット口部鎖交磁束波形の基本波成分の実効値 $\lambda_{no-load1}$ を求める。
- ③ 各相の電機子巻線に、負荷条件に応じた大きさと位相を持つ電流を流した状態で、①と同様に磁界解析を実施する。
- ④ 負荷時において②と同様にベクトルポテンシャル、スロット口部鎖交磁束及びスロット口部鎖交磁束波形からスロット口部鎖交磁束の基本波成分の実効値 λ_{load1} を求める。
- ⑤ 無負荷時のスロット口部鎖交磁束基本波をフェーズ上に表した $\lambda_{no-load1}$ と、負荷時のスロット口部鎖交磁束基本波 λ_{load1} の位相差角 ε を得る。これらの関係を図5.7に示す。図で E_0 は無負荷誘起電圧、 i_1 は電機子電流、 δ はそれらの位相差角を示している。

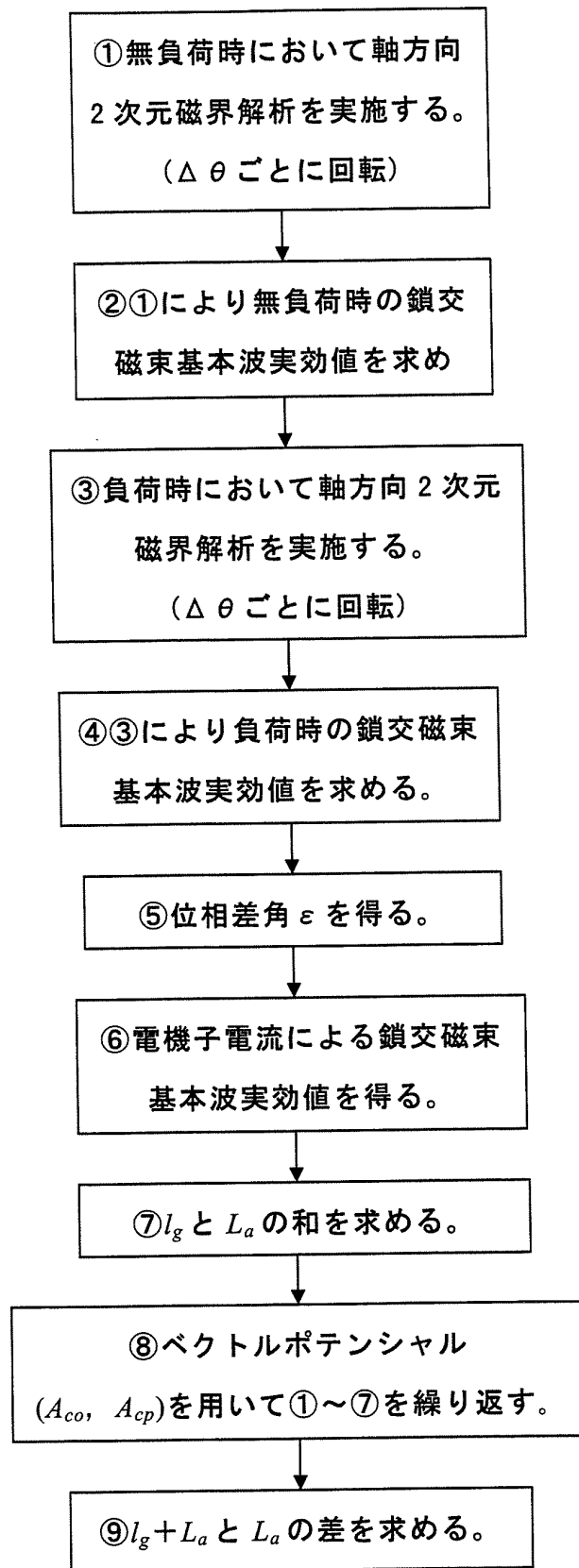


図5.6 スロット漏れインダクタンスを導出する方法の計算手順

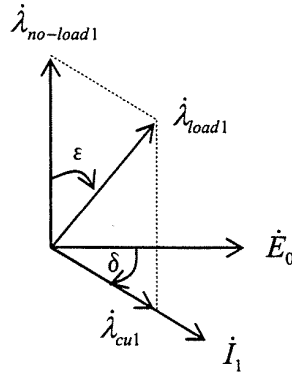


図5.7 鎖交磁束フェーザ図

- ⑥ 電機子巻線電流によって作られるスロット口部鎖交磁束の基本波成分の実効値 λ_{cur1} は図5.7のフェーザ図より, (5.3)式で与えられる。

$$\lambda_{cur1} = \sqrt{\lambda_{no-load1}^2 + \lambda_{load1}^2 - 2 \cdot \lambda_{no-load1} \cdot \lambda_{load1} \cdot \cos \varepsilon} \quad [\text{Wb}] \quad \dots\dots\dots (5.3)$$

これにより, 与えられた負荷条件における電流の振幅, 位相に対応したスロット口部鎖交磁束の基本波成分の実効値 λ_{cur1} を得る。

- ⑦ エアギャップ漏れインダクタンス l_g と電機子反作用インダクタンス L_a の和 $l_g + L_a$ は電機子電流によるスロット口部鎖交磁束の基本波成分の実効値 λ_{cur1} を用いて(5.4)式で求める。

$$l_g + L_a = \frac{\lambda_{cur1}}{I_1} \quad [\text{H}] \quad \dots\dots\dots (5.4)$$

- ⑧ スロット口部で求めたベクトルポテンシャル (A_{bo}, A_{bp}) に代えて, 永久磁石表面での値 (A_{co}, A_{cp}) を用いて①～⑦ を同様に実施する。これにより電機子反作用インダクタンス L_a を求める。
- ⑨ 上記⑦で求めたインダクタンス $l_g + L_a$ と⑧で求めたインダクタンス L_a の差からエアギャップ漏れインダクタンス l_g を求める。

(b) スロット漏れインダクタンス l_s

スロット漏れインダクタンス l_s は、エアギャップ漏れインダクタンス l_g を導出する方法と同様に、スロット底部 (a_o, a_p 点) でのベクトルポテンシャルによるインダクタンスからスロット口部 (b_o, b_p 点) でのベクトルポテンシャルを用いて求めたインダクタンスの差として得られる。

(c) コイルエンド漏れインダクタンス l_c

コイルコイルエンド漏れインダクタンス l_c は、大エアギャップ長機でも通常機と同じと考えられるので、竹内^[19]による(5.5)式で求める。

$$l_c = \mu_0 \frac{N_{ph}^2}{2p} \cdot k_p^2 \cdot 0.113 \cdot (h + 0.5m) \times 10^{-2} \quad [\text{H}] \quad \dots\dots\dots (5.5)$$

ここで、 N_{ph} : 電機子巻線毎相直列巻回数、 p : 極対数

μ_0 : 真空中の透磁率 [H/m]、 k_p : 電機子巻線の短節係数

h, m : 図5.5に示すコイルエンド部の形状によって決まる値 [mm] である。

(d) 同期インダクタンス L_s

同期インダクタンス L_s は電機子反作用インダクタンス L_a と漏れインダクタンス l との和で表される。即ち、

$$L_s = L_a + l \quad [\text{H}] \quad \dots\dots\dots (5.6)$$

$$l = l_s + l_g + l \quad [\text{H}] \quad \dots\dots\dots (5.7)$$

ここで、 l_s : スロット漏れインダクタンス、 l_g : エアギャップ漏れインダクタンスである。

これらの結果より、同期インダクタンス L_s は(a), (b), (c)で得た各インダクタンスの和として計算できる。

5.3.4 出力電圧

発電機の実出力相電圧 V は、(5.8)式をもとにしたフェーザ図より、(5.9)式で求められる。

$$\dot{V} = \dot{E}_a - \dot{I}(R_a + jX_s) \quad \dots\dots\dots (5.8)$$

$$V = -(R_a \cos \phi + X_s \sin \phi)I + \sqrt{(R_a \cos \phi + X_s \sin \phi)^2 I^2 - (R_a^2 + X_s^2) - E_a^2} \quad \dots (5.9)$$

ここで、 \dot{v} : 出力相電圧[V], \dot{E}_a : 無負荷相誘起電圧[V], i : 出力電流[A], R_a : 巻線抵抗[Ω/相], X_s : 同期リアクタンス[Ω/相], ϕ : 力率角[deg]である。

5.4 計算結果の検証

5.4.1 発電機の要求特性

5.3節で述べた出力電圧計算法を用いて設計を行った発電機の要求特性について述べる。定格出力は100 [kW], 定格回転数は43,500[rpm]である。周波数変換器に用いるパワー素子耐圧から直流中間電圧の上限値が決定され、発電機無負荷時の誘起電圧波高値がこの電圧以下となるように、出力電圧の最大値を設定する。本例では530[V]以下としている。また、インバータの出力電圧を維持するために必要な電圧が最小値であり、本例では440[V]以上に設定している。発電機の出力電圧は、最大値である530[V]と最小値である440[V]の間の許容電圧範囲に収める必要がある。

5.4.2 発電機の設計結果

設計過程は省略し、設計結果のみ紹介する。設計諸元を表5.3に示す。構造は、図5.1と同様である。発電機は旧発電機と同型式で固定子鉄心の外径/内径、積厚はφ 200[mm]/φ 72[mm], 300[mm]である。回転子外径はφ 70[mm], 非磁性保持リング厚さ4[mm]を含めた磁気的エアギャップ長は5[mm]と、大エアギャップ長機となっている。

表5.3 発電機の実設計諸元

固定子	鉄心外径	$\phi 200$ [mm]
	鉄心内径	$\phi 72$ [mm]
	鉄心軸方向積厚長さ	300 [mm]
巻線	結線	3 phase Y connection
	極数	2
	スロット数	21
回転子	外径	$\phi 70$ [mm]
	永久磁石軸方向長さ	300 [mm]
	保持リング径方向厚さ	4 [mm]
	永久磁石材料	Sm-Co
	極数	2
ギャップ	機械的ギャップ長	1 [mm]

5.4.3 計算結果の検証

(1) 誘起電圧

試作した発電機の実格回転数時の誘起電圧(端子間)の計算結果と実測値との比較を表5.4に示す。参考までに従来式での計算結果も合わせて示す。従来式では誤差が大きく、許容電圧範囲が90[V]の発電機を設計するのは困難である。一方、本章で示した計算手法では、誤差が4[%](21[V])であり、設計の最終段階に適用可能なレベルに収まっている。

表5.4 誘起電圧の計算値と実測値との比較

実測値	496 [V]
本方式による計算結果	517 [V] (104[%])
従来式による計算結果	402 [V] (81[%])

(2) 同期インダクタンス

5.3節で示した計算手法により求めた同期インダクタンスの計算値をインピーダンス法による実測値により検証した。図5.8に計算値と実測値を比較した結果を示す。実験装置の制約により100[A]までしか実測できなかったが、計算値の誤差は1[%]以内であり良い一致をみている。図5.9は5.3.3で示した計算手法に従い、電機子電流100[A]における同期インダクタンスの成分を発生要因ごとに分離して求めた結果を示している。結果より、エアギャップ漏れインダクタンスは同期インダクタンスの10[%]と無視できない値となっており、本構造のような大エアギャップ長機では、エアギャップ漏れインダクタンスが電圧降下に影響を与えることを示している。

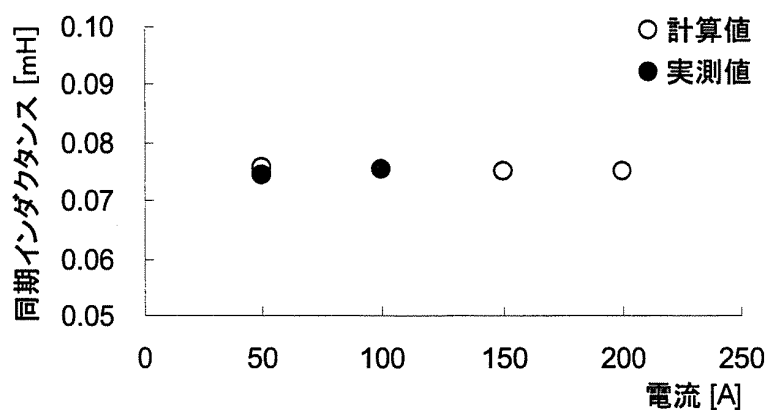


図 5.8 計算値と実測値との比較

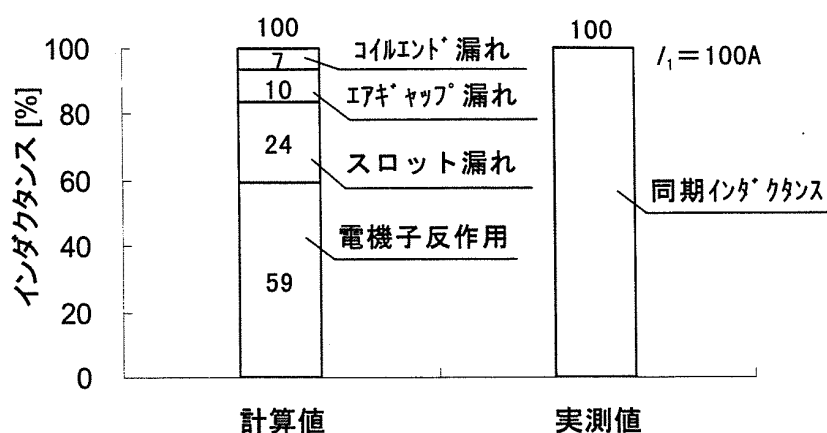


図 5.9 同期インダクタンスの成分

(3) 出力電圧

誘起電圧，同期インダクタンスの計算値を用いて，定格回転数時の出力電圧の計算を行い，実測値との比較を行った。結果を図5.10に示す。計算値と実測値は，良い一致をみていると共に，定格出力における出力電圧が許容範囲内に収まっている。これより，本章で述べた出力電圧計算手法が，設計の最終段階に適用可能であることが検証できた。参考までに従来手法による計算結果も載せている。

5.4.4 他機種への適用例

5.3節で述べた出力電圧計算手法を他機種の設計に適用した例について紹介する。発電機の定格出力は80 [kW]，定格回転数は65,000[rpm]である。出力電圧の最大値は560[V]，最小値は480[V]である。発電機のステータ鉄心外径／内径，積厚はφ180mm／φ61mm，230mmで，回転子外径はφ55mm，非磁性保持リング厚さ4mmを含めた磁気的エアギャップ長は7mmと，大エアギャップ長機となっている。図5.11に本発電機の定格回転数時の出力電圧計算値と実測値を比較した結果を示す。本例においても計算値と実測値は良い一致をみていると共に，定格出力における出力電圧は許容電圧範囲に収まっており，計算手法の妥当性が確認できた。また，定格出力時の同期インダクタンス計算値が0.0646[mH](100[%])に対して，電機子反作用インダクタンス，スロット

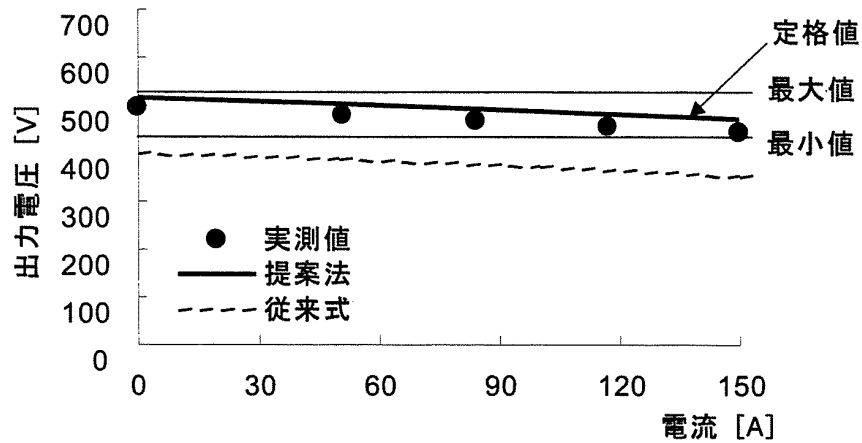


図 5.10 出力電圧の計算値と実測値との比較

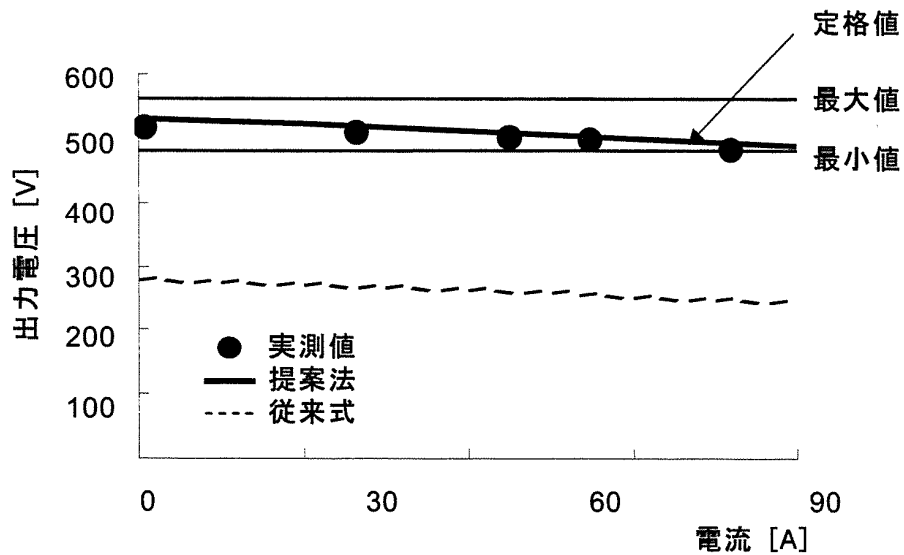


図5.11 他機種発電機における出力電圧の計算値と実測値との比較

漏れインダクタンス, エアギャップ漏れインダクタンス, コイルエンド漏れインダクタンス計算値はそれぞれ0.0259[mH](40[%]), 0.0227[mH](35[%]), 0.0097[mH](15[%]), 0.0063[mH](10[%])であり, 本発電機においても, エアギャップ漏れインダクタンスは同期インダクタンスの15[%]と, 無視できない値となっている。

5.5 結言

本章では、試作検証による再設計作業および試作回数の低減を目的に、漏れ磁束の大きな機器として、大エアギャップ長の超高速表面磁石同期発電機を事例に、出力電圧計算の高精度化を図った。2例の発電機の定格出力時の出力電圧を例に計算値/実測値×100[%]を示すと、従来手法が78%、51%に対して、提案手法は103%、102%であり、高精度化が実現できた。

本機のような大エアギャップ長を有する機器においては、エアギャップ漏れ磁束が大きくなり、従来のエアギャップの有効磁束に基づいた計算手法では精度が得られないことを示した。さらに、高精度化した計算手法を適用して設計した二例の発電機の実出力電圧実測値が、許容電圧範囲に収まっていることを確認し、計算手法の妥当性を検証した。

第6章

結論

6.1 本研究で得られた成果

本論文は、対象製品から与えられる極端な要求仕様のもとに開発する用途指向型永久磁石同期機の開発期間短縮を目的に、設計作業工程の初期段階に位置する設計方針決定及び電磁気設計段階において、膨大な設計パラメータ候補の中から要求仕様を満足する設計パラメータを効率的かつ迅速に絞り込むための設計指針や設計手法の開発を狙いとして、下記に示した各研究項目に関する成果をまとめたものである。

- (1) 用途指向型回転電気機器開発に適合した設計手順
- (2) ミニスケールモデルを適用した新形式の用途指向型永久磁石同期機の使用材料選定指針の導出
- (3) 用途指向型永久磁石同期モータの電磁気設計初期段階における設計可能性の判断と、電磁気設計時の迅速な設計パラメータ候補の絞り込みが可能な設計手法の提案
- (4) 漏れ磁束の大きな永久磁石同期発電機の電磁気特性計算の高精度化

第1章では、近年の回転電気機器の代表的な用途と技術動向、用途指向型回転電気機器の開発動向及び設計上の問題点など、本研究の背景について説明すると共に、掲げた研究目的と本論文の概要を述べた。

第2章では、まず、従来の一般的な用途指向型回転電気機器の開発手順を示し、各手順における技術課題を明らかにした。次に、開発の効率化及び短期間化を行う上で重要な工程は、開発手順の初期段階に位置する膨大な設計パラメータ候補から要求仕様を満足する最良な設計パラメータを効率良く、短期間で得るための絞込み作業と試作検証であることを示し、これらの工程の技術課題に対する従来の取り組みと、本研究で開発する設計指針や設計手法の位置付けを明らかにした。さらに、本研究で開発した設計指針や設計手法に加え、従来の取り組みによって得られた設計手法を活用した、用途指向型回転電気機器開発に適合した設計手順を示した。

第3章では、製作実績の少ない新形式の回転電気機器の設計方針決定段階において、短期間の試作が容易なミニスケールの供試機による試験評価を実スケール機の試作の前段階に適用し、使用する巻線及び構成材料と特性との関係を明確にした上で、これらの材料の選定指針を得る手法を提案した。本章で得られた成果を要約すると下記のようなになる。

- (1) 提案手法では、最初に磁界解析を適用して機器内部の磁束密度を求め、この結果から損失の発生する部位を予想する。次に、予測した発生部位における損失を分離して実測可能なミニスケールの供試機を製作する。供試機は、損失発生が予想される巻線や構成材料を容易に変更可能な構造とし、損失発生部位の損失を分離することを目的として、非磁性体で非導電体、非磁性体で導電体、磁性体で導電体等、特性の異なるものや、巻線の存在しないステータ、無着磁のロータ等を製作する。そして、使用材料を変更させた複数の供試機に対し、損失分離試験を行い、使用材料と発生損失との関係を明確にした上で材料選定指針を得る。
- (2) 新形式のコアレス巻線アキシシャルギャップ型発電機を事例として、8通りの材料構成のミニスケール供試機に対して実施した無負荷試験や負荷試験結果から損失の分離を行い、本型式機で発生する特有の渦電流損失の

発生要因及び使用する巻線や構成材料との関係を実験的に明らかにした。

- (3) 巻線に発生する渦電流損失については、通常巻線に対し、並列導線を撚ることと、細い導線を用いることに対するそれぞれの損失低減効果を示し、並列導線を撚るだけでは充分ではなく、撚り線でかつ細い導線を採用する必要があることを示した。
- (4) フレーム等の機械構成材料中で発生する渦電流損失を低減させるためには非磁性体を用いる。非磁性電導材を用いる場合には、ステータ巻線による磁束の影響を受けないようにステータ巻線から離す必要があることを示した。
- (5) 本指針を実スケールの電力貯蔵フライホイール用電動発電機に適用し、発電機運転時において、回転数が 3,000rpm、出力電力が 4.2kW の条件で、試作機の実測効率値が 95.7%となる良好な結果が得られた。

第4章では、極端な要求仕様の下で開発する用途指向型永久磁石モータの電磁気設計において、従来の設計手法では不可能であった設計初期段階での要求性能の実現可能性の判断と、膨大な設計パラメータ候補の絞り込みが可能な新手法を提案した。本章で得られた成果を要約すると下記のようなになる。

- (1) 電磁気設計の初期段階において、与えられた電源条件のもとで、回転数—トルク特性上で要求される複数の代表動作点で運転可能なモータ定数の取り得る範囲を最初に求め、範囲の有無により設計しようとしているモータの実現可能性を判断する手法を提案した。モータ定数範囲は、電源条件と要求される代表動作点から機械的に求めることができるので、プログラム化することで、自動的に判断可能である。また、本手法により、無駄な設計作業を省くことができる。
- (2) 従来問題となっていた膨大な設計パラメータ候補からの絞り込み作業に対し、いきなり試行錯誤的な FEM による繰り返し計算に突入せず、前述のモータ定数範囲を実現可能とする設計パラメータの取り得る範囲を利

用して設計パラメータ候補を探索することで、繰り返しの特性計算量を軽減可能な絞り込み手法を提案した。本手法によれば、設計パラメータ候補の絞り込みが効率よくできるので、特性計算に要する時間が大幅に削減できる。設計事例では、設計パラメータ候補の数を従来手法の2,430に対し30に低減し、繰り返しの特性計算時間を7,290hから90hに短縮できた。

- (3) 提案手法を用いて、48Vの低電圧直流電源下で、最大トルク時の回転数と最高回転数の比が1:8となる低速大トルクと高速駆動を両立した回転数-トルク特性が要求されるバッテリーフォークリフト走行用車軸一体組込型モータの設計、実機試験を行い、要求される回転数-トルク特性を満足することを検証し、設計手法の妥当性を検証した。

第5章では、試作検証による再設計作業及び再試作を低減することを目的に、大エアギャップ長のためエアギャップ中の漏れ磁束が大きくなり、通常機で用いられてきた計算式では精度が得られない超高速表面磁石同期発電機を事例として、出力電圧計算の高精度化を行った。本章で得られた成果を要約すると次の通りである。

- (1) エアギャップの漏れ磁束が大きい大エアギャップ長の超高速表面磁石同期発電機に適用できる高精度の出力電圧計算法を示した。出力電圧は、FEMを適用し、鎖交磁束に基づいて誘起電圧、同期インダクタンスを求め、これらから計算する。本計算手法によれば、出力電圧が精度良く計算できるため、試作検証による再設計作業および再試作が不要となり、開発期間の短縮と費用削減に貢献できる。
- (2) 従来手法では無視されていたエアギャップの漏れインダクタンスを求めることができ、発生要因ごとに分離できる同期インダクタンスの計算法を提案した。分離したインダクタンスは、発電機の設計仕様である形状寸法、極数、巻線仕様により決まるので、これらを設計する上で有用な指針となる。さらに、本構造のような大エアギャップ長機においては、エアギ

トップの漏れインダクタンスが無視できない値になり、電圧降下に影響を与えることを示した。

- (3) 本計算手法を適用して設計した二例の発電機の実出力電圧実測値が、許容範囲内に収まっていることを確認し、計算手法の妥当性を検証した。

第6章では、本研究で得られた成果を概説し、残された課題と今後の展望について述べている。

6.2 残された課題と今後の展望

最後に、本研究の残された課題と今後の展望について述べる。

本研究では、用途指向型永久磁石同期機の開発期間短縮を目的に、設計方針決定段階および電磁気設計段階において、モータでは回転数－トルク特性を、発電機では出力電圧特性や効率を主とした電磁気的特性を扱った。しかしながら、用途指向型永久磁石回転機の要求項目は電磁気特性に留まらず、温度上昇、構造強度、振動、騒音、寿命等様々である。これらの要求を満たす回転電気機器を効率よく開発するためには、下記に示すような技術課題が残されている。

まず、計算機能力、解析アルゴリズム上で解決可能と思われる課題としては、

- (1) 回転電気機器の飽和特性や、電力変換器のスイッチング特性を模擬した状態での瞬時電流、瞬時トルク、鉄損等の迅速な計算が可能な、電磁気・回路・制御の連成過渡解析コードの電磁気設計段階への組み込み。
- (2) 温度上昇、構造強度、振動及び騒音評価の電磁気設計段階への取り込み。

これらの技術課題に関しては、研究開発が活発に実施されており、近い将来、解決可能と考える。次に、現在では現象メカニズムの把握ができておらず、この解明から必要な課題として、製造工程および経年変化による材料特性変化に伴う信頼性特性劣化の事前評価法の確立がある。

用途指向型永久磁石同期機の開発のニーズは産業用にとどまらず、自動車、

鉄道、航空機等の輸送機器への適用を代表例として益々増加の傾向にあり、小型軽量化、高性能化及び耐環境性の要求はさらに厳しくなると予想される。これらのニーズに応えるべく、計算精度向上と開発期間短縮化を目指した回転電気機器設計ツールの研究開発は、継続され続けると期待できる。

謝辞

本研究の遂行と本論文の作成にあたり、研究、精神両面に幾多のご指導、ご教授を賜りました名古屋工業大学 松井信行学長に深く感謝の意を表します。また、学位論文の主査を務めて頂き、多大なご助言を賜りました名古屋工業大学大学院工学研究科 平井洋武教授に心より御礼申し上げます。

ご多忙のなか、学位審査に携わって頂き、数々のご討論、ご助言を賜りました名古屋工業大学大学院工学研究科 神藤久教授、鵜飼裕之教授、竹下隆晴教授及び小坂卓助教授に深く御礼申し上げます。

学位取得の機会を与えてくださった当時の三菱重工業株式会社の上司である南山大学高見教授に深く感謝致します。東海大学森本教授には、上司であったころより、ひとかたならぬご指導、ご助言を頂きました。心より御礼申し上げます。

また、幾多のご協力を頂いた三菱重工業株式会社の方々にも心より御礼申し上げますと共に、同大学の研究室の皆様にご敬意を表し、感謝致します。

最後に、滞りなく研究を進めるために常に心の支えになって頂いた方々に御礼申し上げますと共に、励まし協力してくれた妻みづほと子供たちに深く感謝致します。

平成18年12月

参考文献

- [1] 電気学会技術報告 第 675 号 「AC ドライブの高度化による品質・生産性向上効果」(1998-4)
- [2] 電気学会技術報告 第 749 号 「超高速ドライブ技術」(1999-11)
- [3] 電気学会技術報告 第 849 号 「交流電動機可変速駆動システムの最新技術とその応用」(2001-10)
- [4] 電気学会技術報告 第 861 号 「産業用 AC ドライブにおける新応用分野と新技術」(2001-10)
- [5] 株式会社 NEOMAX : 「永久磁石カタログ」(2003)
- [6] 松岡孝一, 近藤稔, 清水康弘 : 「永久磁石同期電動機を用いた鉄道車両駆動用全閉式電動機」電学論D, 124, 2, pp.175-182(2004-2)
- [7] 電気学会交流電動機の技術分類・用語整理調査専門委員会編 : 「交流電動機可変速駆動の基礎と応用」コロナ社 (2003)
- [8] 深尾正, 千葉明 : 「超高速回転機と駆動技術」電学論 D, 118, 2, pp.145-149(1998-2)
- [9] 奥山吉彦 : 「世界最大容量の高速永久磁石同期発電機の開発」動力, 42 巻, NO.211, 1-10(1992)
- [10] 電気学会・電気自動車駆動システム 調査専門委員会編 : 「電気自動車の最新技術」オーム社(1999)
- [11] 水野貴司, 黒丸廣志, 前川明寛, 松村憲明, 大沼均 : 「高速・高応答ベルトレス電動射出成形機」三菱重工技報, Vol.40, NO.5, pp.294-297(2003-9)
- [12] S.Nagaya,N.Kashima,H.Kawashima,Y.kakiuchi,A.Hoshino,S.Isobe :
“Development of the Axial Gap Type Motor/Generator for the Flywheel with

- Superconducting Magnetic Bearing”, ISS’2002, Poster Session(2002-11)
- [13] 電気学会技術報告 第 749 号 : 「超高速ドライブ技術」 (1999)
- [14] 松井信行 : 「用途志向形電動機 概論」, 電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, S1-1, pp.S1-S2(1995)
- [15] T.A.Lipo and Y. Li : “The CFM – A New Family of Electrical Machines”, Proc. of IPEC YOKOHAMA’95, Vol.1, pp.1-6(1995)
- [16] 布川道夫 : 「電動機一体形ピストンポンプ」, 日本油圧学会誌第 26 巻, 第 2 号, pp.81-83(1995-3)
- [17] 岡本孝一, 近藤圭一郎, 小林芳隆, 白石茂智 : 「鉄道車輪駆動用車輪一体形主電動機の開発」, 電学論 D, 117, 11, pp.1311-1318(2001-11)
- [18] H.Yamai, M.Kaneda, K.Ohyama, Y.Takeda, N.Matsui : “Optimal Switched Reluctance Motor Drive for Hydraulic Pump Unit”, 2000 IAS Ann. Meeting, pp.1555-1562(2000)
- [19] 竹内寿太郎 : 「電機設計学」 (改訂 2 版) オーム社(1997)
- [20] 大戸基道・石川浩二・野瀬由喜夫・平野孝一 : 「IPM モータ・ドライブのための電磁シミュレーション技術」 技報 安川電機, 第 63 巻, No.2(1999)
- [21] 日本工業規格 JIS C 4004 「回転電気機械通則」
- [22] 日本工業規格 JIS C 4210 「一般用低圧三相かご誘導電動機」
- [23] 水谷良治・松井信行 : 「永久磁石型低速大トルクモータとその解析法の提案」 電学論 D, 119, 6, pp.796-801(1999-6)
- [24] 大西和夫 : 「永久磁石ブラシレスモータのコギングトルク低減」 電学論 D, 122, 4, pp.338-345(2002-4)
- [25] 電気学会技術報告第 833 号, 「応用面から見たリラクタンストルク応用電動機の開発動向」 (2001-5)
- [26] 武田洋次, 森本茂雄, 大山和伸, 山際照雄 : 「PM モータの制御法と回転子構造による特性比較」 電学論 D, 114, 6, pp.662-667(1994-6)
- [27] 武田洋次, 大山和伸, 筒井幸雄, 安林幹雄 : 「永久磁石シンクロナスモータの最適設計」 平成 10 年電気学会産業応用部門全国大会, S.9-2,

pp.S55-S60(1998)

- [28] 本田幸夫, 村上浩, 植崎和成, 桧垣俊郎, 森本茂雄, 武田洋次:「リラクタンストルクの有効利用をめざした多層埋込磁石構造PMモータ」, 電学論 D, 117, 7, pp.898-904(1997-7)
- [29] 加納善明, 小坂卓, 松井信行:「SRMのコンピュータ援用設計用簡易運転特性評価法」, 電学論 D, 123, 12, pp.1422-1429(2003-12)
- [30] 加納善明, 小坂卓, 松井信行:「簡易非線形磁気解析に基づく多極永久磁石機の構造最適化に一考察」, 電学論 D, 123, 3, pp.196-203(2003-3)
- [31] 電気学会技術報告 第 776 号 「回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術」(2000-3)
- [32] 電気学会技術報告 第 855 号 「回転機の三次元 CAE のための電磁界解析技術」(2001-9)
- [33] 電気学会技術報告 第942号 「回転機の電磁界解析高度化技術」(2004-1)
- [34] 田中祐弥, 高橋勲, 長田雅裕, 武藤修, 劉小紅:「アキシシャルギャップ型超高速高効率モータ」電学回転研, RM-98-143, pp.139-144(1998)
- [35] 久保武春, 野坂克典, 中島明:「ハイブリッドEV用アキシシャル形偏平電動・発電機の開発」明電時報, 通巻259号, No.2, pp.29-32(1998)
- [36] 堺和人, 鷲頭照雄:「2段の円盤ロータをもつ超高速アキシシャルギャップモータの構成と特性検討」電学論 D, 113, 8, pp.970-978(1993-8)
- [37] F.Caricchi,F.Crescimbin,F.Mezzetti, E.Santini:”Multistage Axial-Flux PM Machine for Wheel Direct Drive”,IEEE Trans. on I.A.,32,4,pp.882-888(1996)
- [38] F.Caricchi,F.Crescimbin,O.Honorati,G.Lo Bianco, E.Santini:”Performance of Coreless-Windig Axial-Flux Permanent-Magnet Generator With Power Output at 400Hz,3000r/min”,IEEE Trans. on I.A.,34,6,pp.1263-1269(1998)
- [39] 三浦司:「1 kW フライホイール発電電動機の試作」富士時報, Vol.72, No.5, pp.296-299(1999)
- [40] H.Yamamura, et al.:“AC Drive System fot Electric Vehicles”, EVS-13, Osaka,

Japan(1996)

- [41] 正木良三：「電気自動車用永久磁石電動機とその制御技術」，電学誌，199，
8/9， pp.519-522(1999-8/9)
- [42] 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)
- [43] 大川光吉：「フェライト磁石回転機の設計」(第2版) TDK株式会社
(1992)
- [44] 高橋勲：「超高速モータの開発事例」電学全大，S.18-3(1996-3)
- [45] 藤田泰雄・羽田野量久：「携帯用小型ガスタービン発電機 MGT」神鋼電機
技報，Vol.41，No.1(1996)
- [46] Hiroshi Ogita, Shizuo Inaba and Takaaki Yoshizawa:” Development of High
Speed Generator for the Ceramic Gas Turbine”, Proceedings of the International
Gas Turbine Congress 1999 Kobe, November, pp.14-19(1999)

発表論文リスト

学術雑誌論文

- [1] 星野 昭広, 磯部 真一, 森本 雅之, 真田 雅之, 武田 洋次, 松井 信行:
「コアレス巻線アキシアルギャップ型発電機の損失分析と高効率化」電気
学会論文誌D Vol.121-D, No.9, pp.971-977(2001-9)【第3章】
- [2] 星野 昭広, 磯部 真一, 森本 雅之, 小坂 卓, 松井 信行:「特定用途指向
型モータの一設計法」電気学会論文誌D Vol.123-D, No.11,
pp.1262-1268(2003-11)【第4章】
- [3] 星野 昭広, 森本 雅之, 松井 信行:「大エアギャップ長の表面磁石型高速
発電機設計のための出力電圧予測法」電気学会論文誌D Vol.124-D, No.10,
pp.1036-1042(2004-10)【第5章】
- [4] 星野 昭広, 大沼 均, 篠田 尚信, 磯部 真一, 森本 雅之, 黒丸 廣志:「電
動射出成形機用ダイレクト駆動ASEMの開発」電気学会論文誌D
Vol.124-D, No.11, pp.1170-1171(2004-11)【付録】

国際会議

- [5] S.Nagaya,N.Kashima,H.Kawashima,Y.kakiuchi,A.Hoshino,S.Isobe:“Development
of the Axial Gap Type Motor/Generator for the Flywheel with Superconducting
Magnetic Bearing”, ISS'2002, Poster Session(2002-11)【第3章】

国内会議

- [6] 星野 昭広, 磯部 真一, 外山 浩司, 森本 雅之, 松井 信行: 「埋込磁石構造 PM モータの回転子の設計」 電気学会回転機研究会資料 RM-99-119, pp.7-12(1999)
- [7] 星野 昭広, 森本 雅之, 松井 信行: 「大ギャップを有する回転子永久磁石型同期発電機の同期インダクタンスの解析」 電気学会回転機研究会資料 RM-00-22, pp.25-30(2000)
- [8] 磯部 真一, 星野 昭広, 森本 雅之: 「低電圧用埋込磁石型モータの設計手法」 電気学会回転機研究会資料 RM-00-26, pp.49-52(2000)
- [9] 星野 昭広, 磯部 真一, 森本 雅之: 「永久磁石高速発電機の回転子渦電流損失の低減」 電気学会回転機研究会資料 RM-01-111pp.29-31(2001)

付録

A1 突極集中巻埋込磁石同期モータの 極数とスロット数の組み合わせの決定

ここでは、大西の研究成果^[19]を利用した三相突極集中巻永久磁石同期モータの極数とスロット数の組み合わせの決定手順及び決定事例を紹介する。

A1.1 極数とスロット数の組み合わせの決定手順

決定手順は、第2章の図2.3に示した設計手順で、実現可能性の判断後に実施するものとする。図A1.1に組み合わせの決定手順のフローを示す。以下、フローに従い説明する。

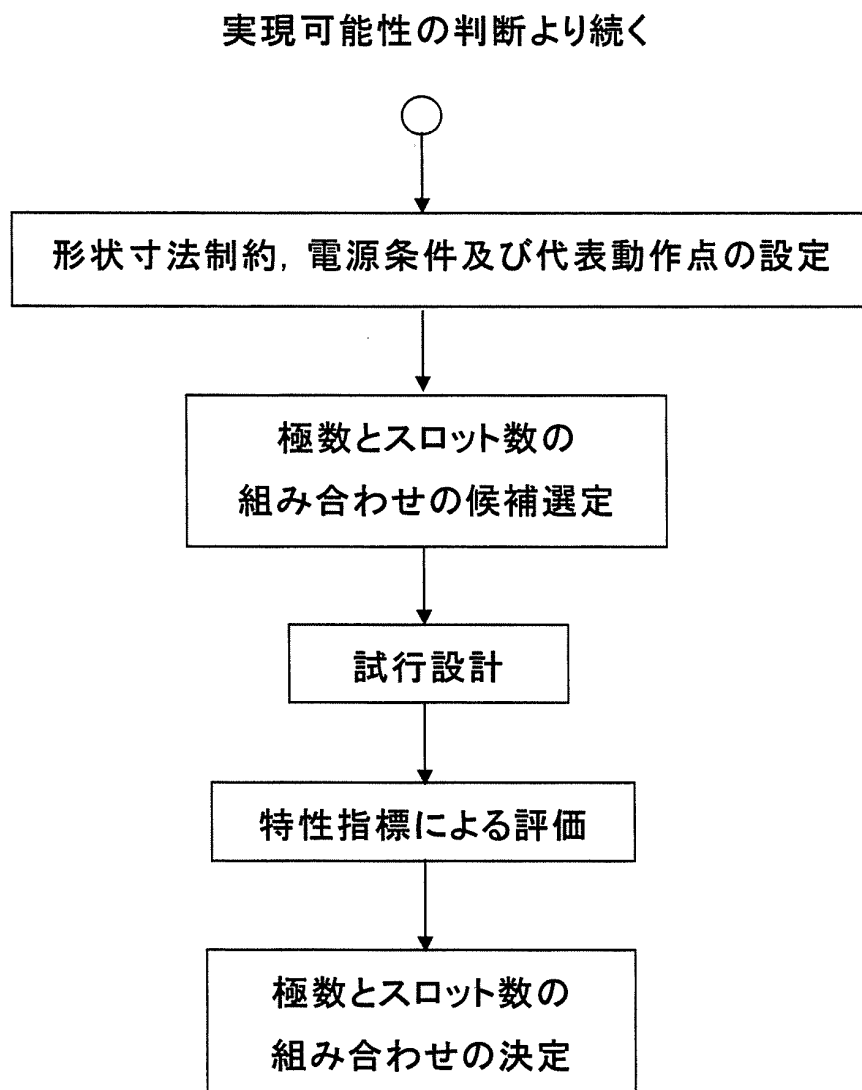
(1) 形状寸法制約，電源条件及び代表動作点の設定

最初に、モータに要求される形状寸法制約，電源条件である最大入力端子間電圧と最大入力線電流及び回転数－トルク特性上の代表動作点を設定する。

(2) 極数とスロット数の組み合わせの候補選定

次に、極数とスロット数の組み合わせの候補を選定する。大西の研究によれば、電気角基本波に対する6次及び12次のコギングトルクを低減し、かつ径方向の不均衡磁気吸引力を抑えることのできる極数とスロット数の組み合わせは表2.1の検討結果から得ることができ、結果は、表A1.1に示した4通りとなる。そこで、本決定手順においては、この4つの組み合

わせを候補として選定する。



図A1.1 極数とスロット数の組み合わせの決定手順

表 A1.1 極数とスロット数の組み合わせ候補

極数	スロット数
16	18
20	18
22	24
26	24

(3) 試行設計

表 A1.1 に示した 4 つの極数とスロット数の組み合わせの候補に対してモータの試行設計を行う。設計条件として、モータに与えられる形状寸法制約を下に、以下の設計パラメータを固定する。

(a) 主要形状寸法

- ① 固定子外径
- ② 固定子内径
- ③ 固定子鉄心軸方向積厚
- ④ 回転子外径
- ⑤ 回転子内径

(b) 固定子鉄心重量

(c) 永久磁石重量

(d) 固定子鉄心歯幅とスロットピッチの比

(e) スロット内の巻線占積率

(f) 鉄心材料

(g) 永久磁石材料

(4) 特性指標による評価

モータに要求される特性の予測計算を各候補に対して行い、優劣の評価を行う。特性指標は、トルク定数、効率及び力率とする。

(5) 極数とスロット数の組み合わせの決定

特性指標が最良となる極数とスロット数の組み合わせを決定する。

A1.2 突極集中巻埋込磁石同期モータの概要

A1.2.1 モータの構造

対象とする突極集中巻埋込磁石同期モータの構造を、16極18スロット機を例に説明する。モータの断面図を図A1.2に示す。図のように、平板型磁石が1極毎に1層埋め込まれた回転子構造を持ち、8極の永久磁石を基本単位に、全周で2単位分配置されている。固定子巻線は、一つの歯に集中的に巻く集中巻で、磁石1単位分に対して9スロットで構成される三相巻線が図示のように配置されている。1相分3スロットに巻かれる同相の巻線は直列に接続され、各相巻線はY結線されている。以下の説明で用いる電気角 θ は、N極永久磁石中心がU相巻線軸と一致する点を原点に、回転子の2極ピッチ変位を1周期(機械角 45°)と定義する。巻線には、次式の三相對称正弦波電流をインバータにより給電する。

$$\left. \begin{aligned} i_u &= -\sqrt{2}I \sin(\theta + \beta) \\ i_v &= -\sqrt{2}I \sin(\theta - 2\pi/3 + \beta) \\ i_w &= -\sqrt{2}I \sin(\theta + 2\pi/3 + \beta) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (A1.1)$$

ここで、 I は巻線電流実効値、 β は電流位相角である。

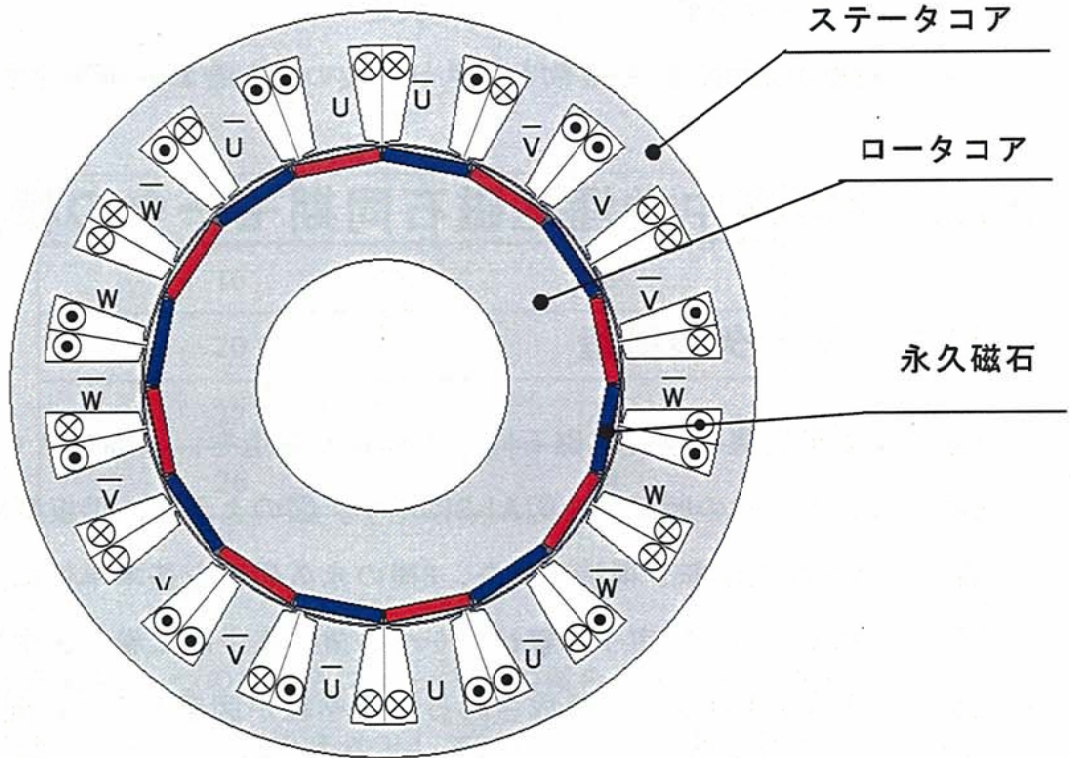


図 A1.2 突極集中巻埋込磁石同期モータの構造

A1.2.2 モータの動作原理

16極18スロット機の動作原理を理解するため、図A1.3に示す三相交流電流1周期分に対する回転子位置の移動を見てみる。三相交流電流の代表点 θ_u 、 θ_v 、 θ_w 、 θ_u' の各時点を考え、回転子をフリーにした状態から、巻線U、V、Wにそれぞれ θ_u 、 θ_v 、 θ_w 、 θ_u' に相当する直流電流通電時の回転子停止位置（磁気的な安定点）を示したのが、図A1.4の(1)、(2)、(3)、(4)で、この図では理解を容易にするためにギャップの径方向中心を基準に固定子-回転子間を直線状に展開している。

図A1.4の(1)の状態は、図A1.3の θ_u に相当して、U相からV、W相へ通電しており、突極内に発生する巻線起磁力は図示のようにU相が最大、V、W相はU相の1/2になる。この時に回転子が安定停止する位置は、U相突極($n=2$)の正面にN極のある状態である。 θ_u に対応する通電状態から θ_v の通電状態へ変えると、突極内

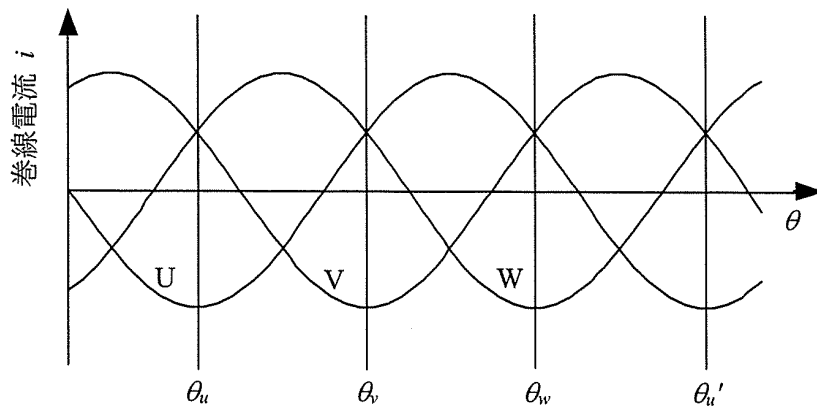


図 A1.3 三相交流電流波形

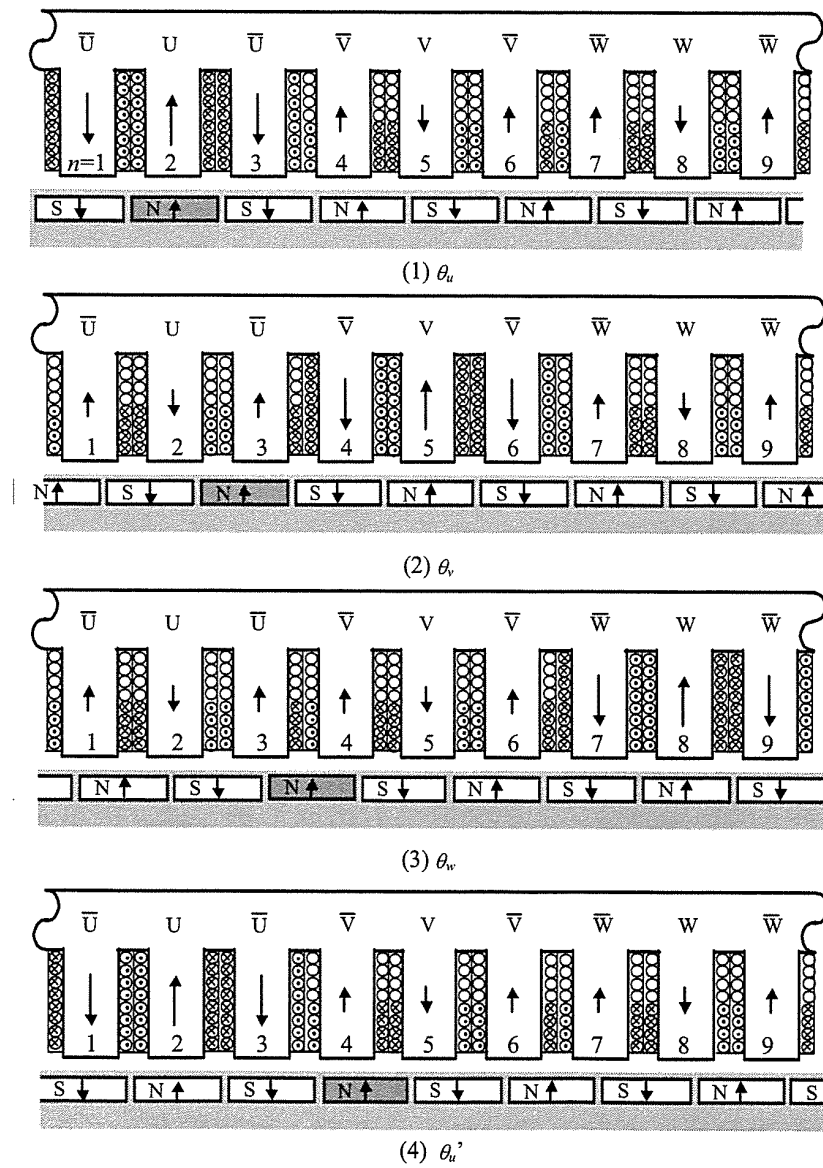


図 A1.4 16極 18 スロット機の回転子の動き

の起磁力ベクトルが最大となる位置はU相突極からV相突極へ移り、回転子は(1)の状態でのV相突極付近にあるN極磁石がV相突極($n=5$)の正面に引き寄せられ、(2)の状態になる。同様に、 θ_w に対応する通電状態ではW相突極($n=8$)の正面にN極磁石が引き寄せられ、 θ_u' で(1)の状態に戻りU相突極($n=2$)の正面にN極磁石が引き寄せられる。このように、電流を連続的に θ_u 、 θ_v 、 θ_w 、 θ_u' に対応して順次位相をずらしていくと、U相突極正面のN極磁石は2極ピッチ分移動することとなる。

この結果、固定子巻線の作る磁界は三相巻線分の固定子9突極分移動するのに対し、回転子磁石はその1/4に相当する磁石2極ピッチ分に減速されて移動する。このことから、16極18スロットモータは、電気的な減速機構を持つモータと捉えることができ、16極を有する供試機は8極対モータと定義できる。

本例では、16極18スロットを例に動作原理を示したが、他の組み合わせの突極機も動作原理は同様である。固定子巻線により作られる突極と回転子永久磁石の吸引力によりトルクを発生し、モータとして動作する。

A1.3 決定事例

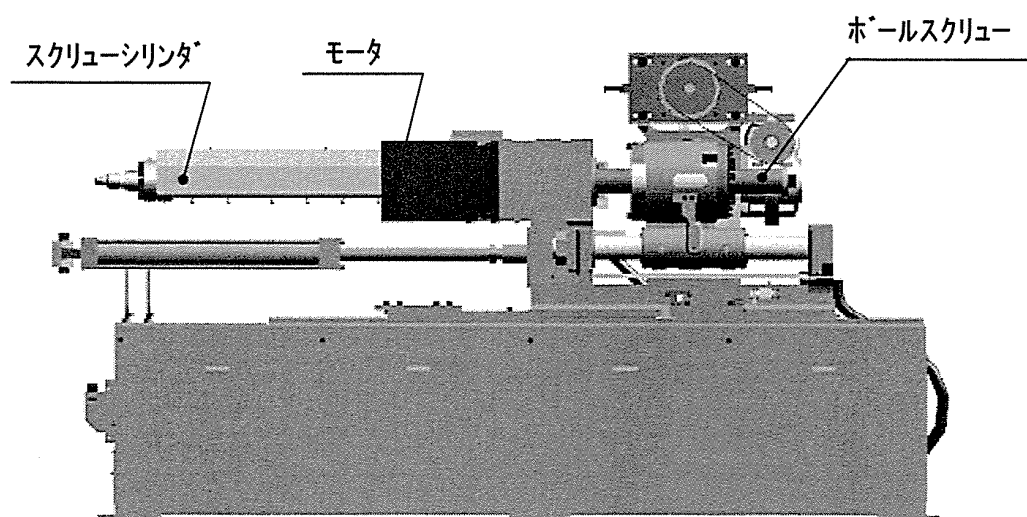
A1.3.1 事例とするモータ

事例とするモータについて説明する。モータは、電動射出成形機の射出軸ボールネジ駆動用のASEMである。従来の電動射出成形機では、汎用のACサーボモータを使用して、プーリとベルトを介してボールネジを回転し、プラスチック樹脂を可塑化するスクリュウを前後進させることにより、射出動作を行っていた。成形機の射出速度、立ち上がり時間の応答性は、駆動系の総イナーシャとサーボモータのトルク-回転数特性で決定され、プーリとベルトによる減速機構がそれらの改善の妨げとなっていた。そこで、射出軸サーボモータの出力シャフトと射出軸ボールネジを直結する構造にして、モータ形状寸法、ロータ

イナーシャ、回転数－トルク特性を専用に特化したASEMを設計することとした^[11]。図A1.5は、参考までに開発完了後のASEMを搭載した駆動機構を示している。

本ASEMの設計方針とその設定根拠を以下に示す。

- (1) 小型軽量化、高効率化及び低コスト化の観点から一層平板永久磁石を回転子鉄心内部に埋め込んだ IPMSM とする。
- (2) トルク定数増加の観点から、永久磁石は機械強度上、可能な範囲で回転子表面近くに埋め込んだ配置とする。
- (3) コイルエンド部の小型化と、これに伴う銅損低減による高効率化が可能な突極集中巻を採用する。
- (4) 冷却性能の向上と冷却部の小型化のため、固定子はフレームレス構造とし、冷却用通風孔を固定子鉄心内に設け、巻線を熱伝導性の良い材料でモールドする。
- (5) 固定子巻線は、安価な汎用のサーボアンプを2台で駆動できる独立2巻線（2 Y 結線）とする。



図A1.5 開発完了後のASEMを搭載した駆動機構

A1.3.2 形状寸法制約，電源条件及び代表動作点の設定

本ASEMの回転数は、射出速度とスクリュー、ボールネジの機械的制約から決定され、最高回転数が900[rpm]と汎用サーボモータに比べ低速である。また、機械に組み込む構造とするため、小型軽量ながら995[Nm]の最大トルクが要求される。さらに、目標立ち上がり時間30[ms]を達成するため、モータロータイナーシャは0.267[kgm²]以下の制限がある。

ASEMに要求される形状寸法制約、電源条件に関する要求値を表A1.2に、回転数－トルク特性上の代表動作点を図A1.6に示す。表A1.3で、軸方向断面の形状寸法及び軸方向長さは、モータに与えられた体格形状寸法制約から決定している。また、最大入力端子間電圧及び最大入力線電流は、インバータが出力可能な最大電圧及び電流から決定している。

表A1.2 形状寸法制約と電源条件

軸方向断面の形状寸法	$\leq 330 \times 330$ [mm]
軸方向長さ	≤ 475 [mm]
ロータイナーシャ	≤ 0.267 [kgm ²]
最大トルク	≥ 995 [Nm]
最高回転数	≥ 900 [rpm]
最大入力端子間電圧	≤ 165 [Vrms]
最大入力線電流	≤ 520 [Arms]

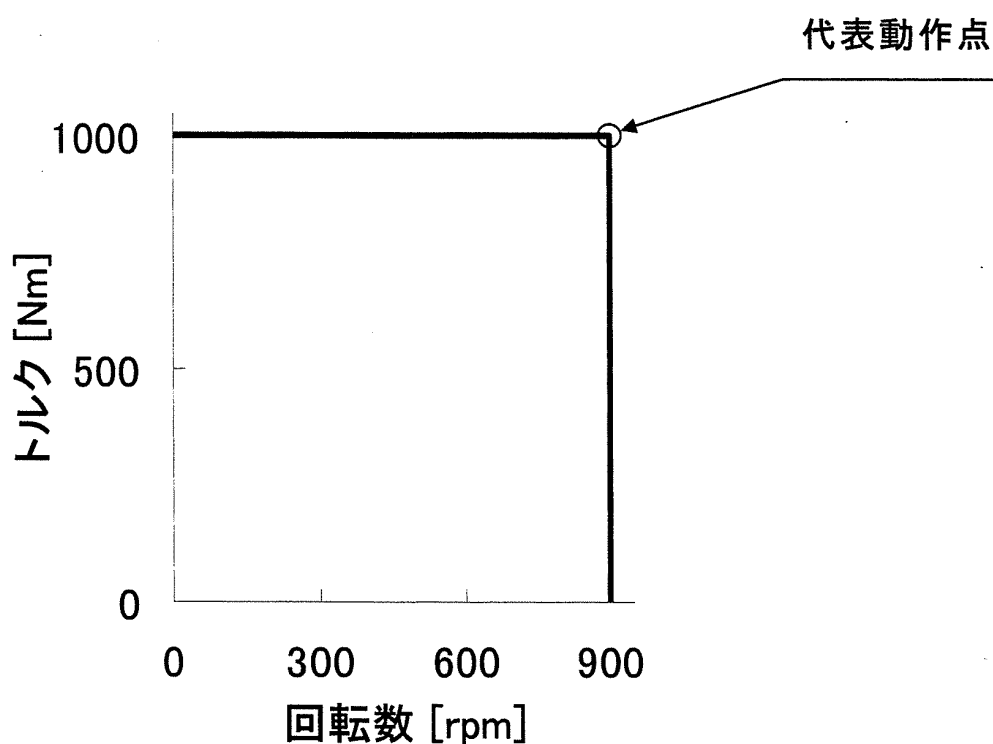


図 A1.6 要求される代表動作点

A1.3.3 試行設計

表A1.2に示したモータの形状寸法制約，電源条件の下で，表A1.1に示した4つの極数とスロット数の組み合わせの候補に対してモータの試行設計を行う。試行設計においては，検討条件を同一とするため，表A1.3に示した設計パラメータを固定し，固定子鉄心重量，永久磁石重量，歯幅とスロットピッチの比，スロット巻線占積率は同一とした。

表A1.3 モータ設計パラメータ

固定子	外径	$\phi 305$ [mm]
	内径	$\phi 191.6$ [mm]
	コア積厚	L240 [mm]
回転子	外径	$\phi 190.6$ [mm]
	内径	$\phi 100$ [mm]
	永久磁石軸方向長さ	L240 [mm]
	永久磁石径方向厚さ	5 [mm]
材料	鉄心	新日鐵製 35H230
	永久磁石	ネオマックス社製 NEOMAX-42SH

A1.3.4 特性指標による評価

試行設計したモータに対し、負荷条件から決定される代表動作点での運転を前提に、特性指標をトルク定数、効率、力率として予測計算を行う。代表動作点は、電動射出成形機の射出動作時に必要な回転数900[rpm]、トルク995[Nm]とする。

図A1.7に極数とスロット数の組み合わせ候補に対して試行設計したモータの、代表動作点におけるトルク定数、効率及び力率の予測計算結果を示す。ここで、トルク定数は、FEMにより代表動作点におけるギャップ磁束密度を求め、マクスウエルの応力法を用いて計算したトルクの平均値を線電流実効値で除することにより得ている。

効率算定時の損失は、銅損と固定子鉄心で発生する鉄損を考慮し、鉄損は(株)日本総合研究所製の磁場解析ツールJMAG-Studioの鉄損解析ツールを適用して、ヒステリシス損と渦電流損の和として計算している。本解析ツールでは、鉄損を計算する場合、磁束密度の最大値から計算する手法と磁束密度の周波数分析結果から計算する手法が選択できるようになっている。本事例においては、モータが突極集中巻であるため、固定子鉄心での発生磁界は、図A1.4で示したよ

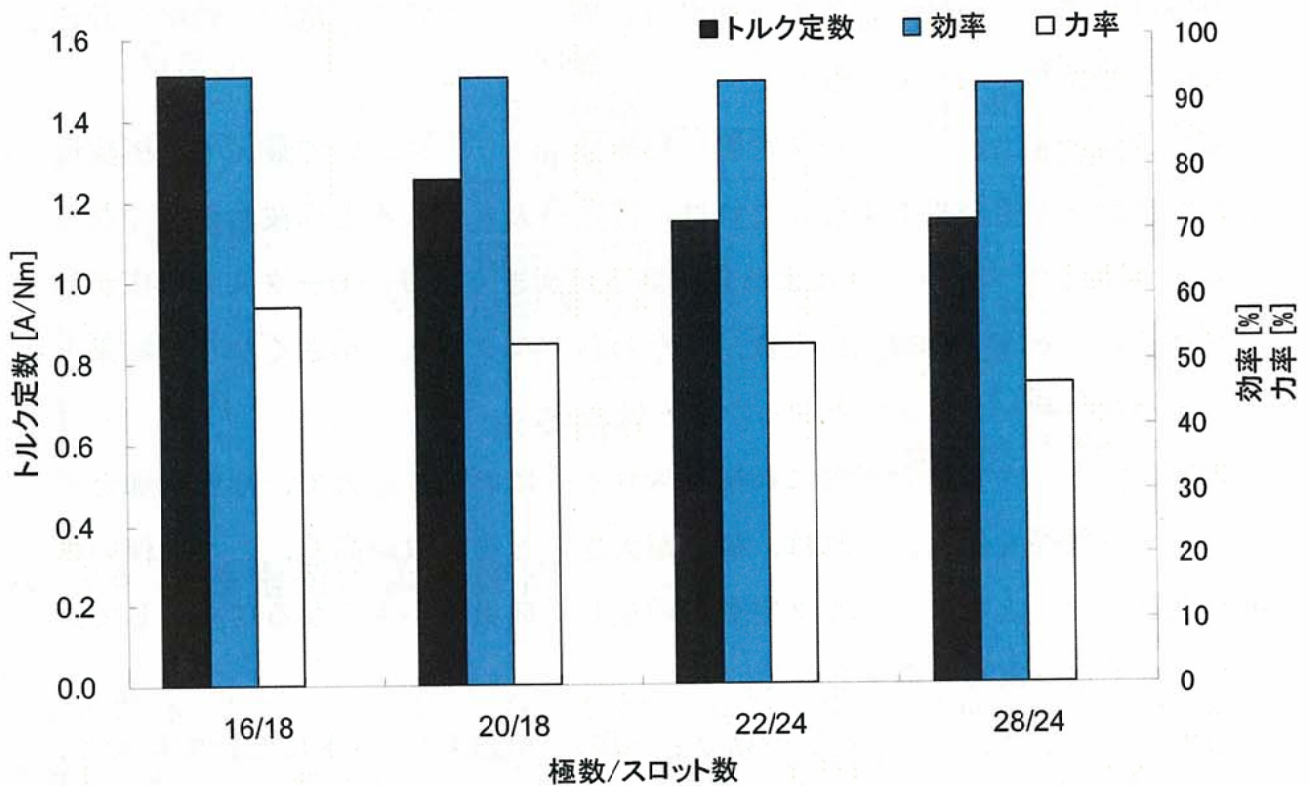
うに交番磁界が支配的と考え、磁束密度の大きさから計算する手法を選択している。

力率は代表動作点におけるモータ出力とモータ入力電圧、電流、効率の計算結果から逆算して求めている。

図A1.7に示すように、トルク定数は16極18スロットにおいて最大で、極数増加と共に低下する結果を得た。これは、極数が大きくなると周波数が高くなるため、電機子リアクタンスによる電圧降下が大きくなり、モータ入力電圧が制限される結果として誘起電圧定数、すなわちトルク定数が小さくなり、結果として16極18スロットが最大となったことによる。

効率は、トルク定数と同様に16極18スロットにおいて最大で、極数増加と共に低下する結果を得た。これは、極数が大きいと周波数が高く、これに伴い鉄損が大きくなると共に、トルク定数が前述した理由で小さくなる結果として銅損が大きくなるためと考えられる。

力率においては、トルク定数や効率と同様に16極18スロットにおいて最大で、極数増加と共に低下する結果を得た。極数が大きいと周波数が高く、電機子リアクタンスによる電圧降下が大きくなり、結果として力率が小さくなっているためと考えられる。



図A1.7 極数とスロット数の組み合わせ候補に対する特性計算結果

これらの結果より、ASEMの極数とスロット数の組み合わせは、3つの性能指標が総合的に優れる16極18スロットに決定した。

A1.4 設計結果

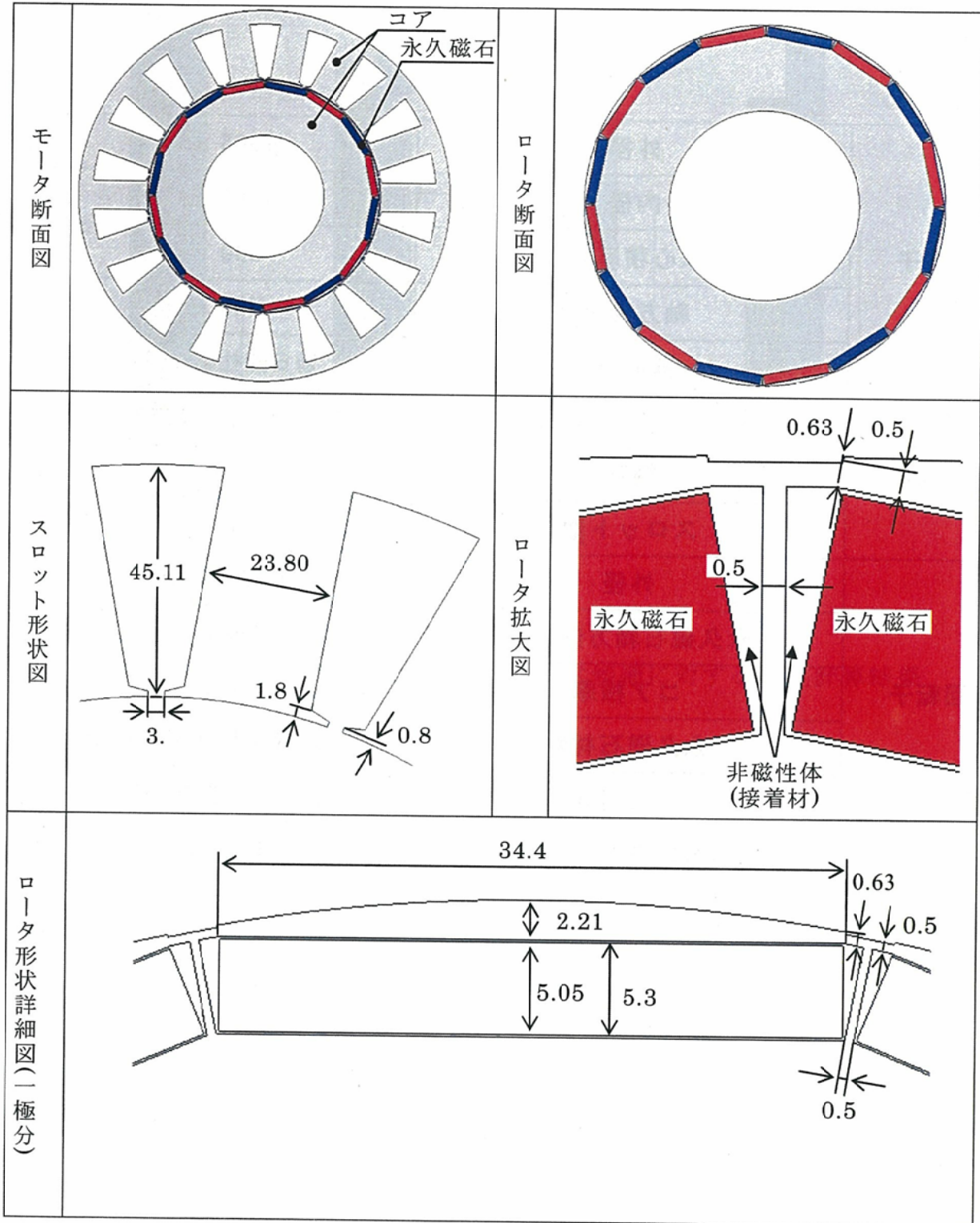
A1.3節で決定した極数とスロット数の組み合わせに基づいて設計を行ったモータの設計結果について述べる。設計は16極18スロット機の試行設計結果をベースとして、高トルク定数化及び高効率化のため、固定子鉄心のスロット形状及び回転子鉄心の極間の鉄心形状に変更を加えている。決定した設計諸元を表A1.4に、モータ断面図を図A1.8に示す。形状寸法は、制約条件である軸方向断

面の形状寸法が330×330[mm]以下、軸方向長さが475[mm]以下を満足したものとなっている。

表A1.4 モータ設計諸元

固定子	外径	φ 305 mm
	内径	φ 192 mm
	鉄心積厚長さ	240 mm
	軸方向長さ	450 mm
	鉄心材料	新日鐵社製35H230
巻線	結線	3相Y結線 2並列
	極数	16
	スロット数	18
回転子	外径	φ 190.6 mm
	永久磁石軸方向長さ	240 mm
	コア積厚	240 mm
	永久磁石材料	ネオマックス社製NEOMAX-42SH
	鉄心材料	新日鐵社製 35H230
ギャップ	機械的ギャップ長	0.7 mm

図 A1.8 モータ断面図



A1.5 実験結果

図A1.9には、試作したモータの運転特性を実測した結果を、要求値と併記して示している。実測の代表動作点は要求仕様を満足している。また、代表動作点における入力電圧実測値は、165Vrmsの制約に対して164Vrms、入力電流実測値は、520Armsの制約に対して513Armsであり電源条件を満足している。

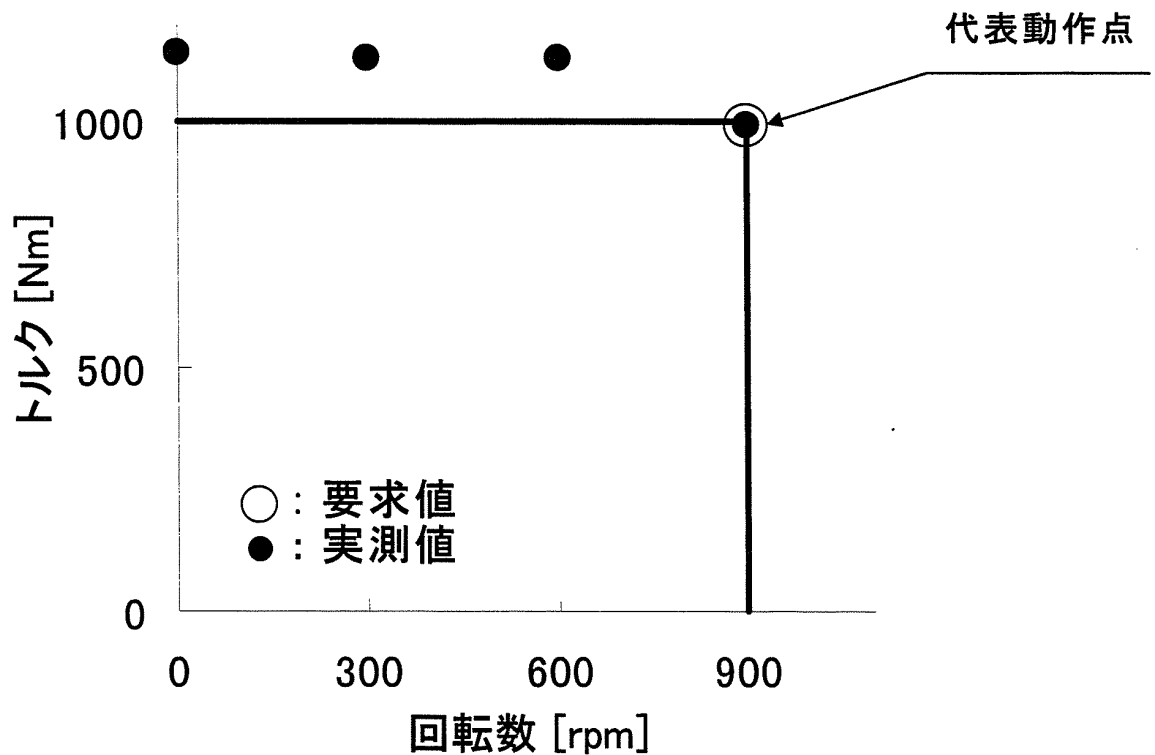


図 A1.9 実験結果

なお、本決定手順を適用して開発した ASEM を搭載した電動射出成型機が市場投入され、従来機に対し射出速度で 1.5 倍、速度立ち上がりで 3 倍の性能が得られていることを付記しておく^[11]

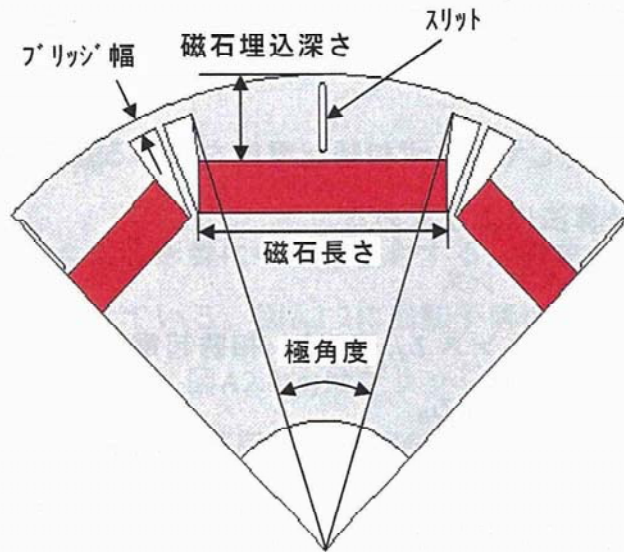
A2 埋込磁石同期モータの回転子 構造の設計指針

ここでは、材料及び製造コスト面で有利な一層の平板型磁石を回転子鉄心に埋め込んだIPMSMを事例として、制約寸法及び電流制限条件下でトルク定数を大きくするための、永久磁石の配置や回転子鉄心形状の設計指針を導出している。

A2.1 対象モータと特性計算法

A2.1.1 対象モータ

本章で対象とする一層の平板型磁石を回転子鉄心に埋め込んだIPMSMの回転子構造を図A2.1に示す。(図では機械角で 90° 分を示している。)回転子構造を決定する設計パラメータとしてここでは、(1)ブリッジ幅、(2)極角度、(3)磁石埋込深さ、(4)磁石長さを取り上げる。これらの設計パラメータは、使用部材の製造性や加工面からの制約のなかで、現実的に取り得る範囲を検討する。図A2.1で磁極軸に設けてあるスリットは、負荷時における固定子鉄心歯部及び回転子表面近くの磁束の集中を防ぐためのものである。検討した回転子構造では、いずれもスリットを設けている。表A2.1には検討対象としたモータの主要諸元を示す。



図A2.1 回転子構造

表A2.1 モータ主要諸元

相数	3
極数	8
全スロット数	24
固定子外径	204.0 mm
固定子内径	111.6 mm
回転子外径	110.0 mm
エアギャップ長	0.8 mm
鉄心軸方向積厚	170.0 mm
磁石径方向厚さ	6.0 mm
定格電流	80 A
定格回転数	4000 rpm
永久磁石	希土類 (Nd-Fe-Bo)

A2.1.2 特性計算法

(1) 相誘起電圧

モータ特性の指標として、まず相誘起電圧を求める。相誘起電圧は、4.2 節(10)項で述べた計算法により求める。

(2) d 軸及び q 軸インダクタンス

d 軸及び q 軸インダクタンス L_d , L_q は、相誘起電圧と同様に、4.2 節(10)項で述べた計算法により求める。

(3) トルク定数

トルクは(A2.1)式で求めることができる。

$$\tau = P_n \cdot \{ \phi_a \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \} \dots\dots\dots (A2.1)$$

ただし、 τ : トルク, P_n : 極対数, i_d , i_q : 電機子巻線電流の d , q 軸成分である。トルク定数は定格電流においてトルクが最大となるような i_d , i_q の組合せ時のトルクをモータ線電流で除することにより求める。

A2.1.3 検討手順

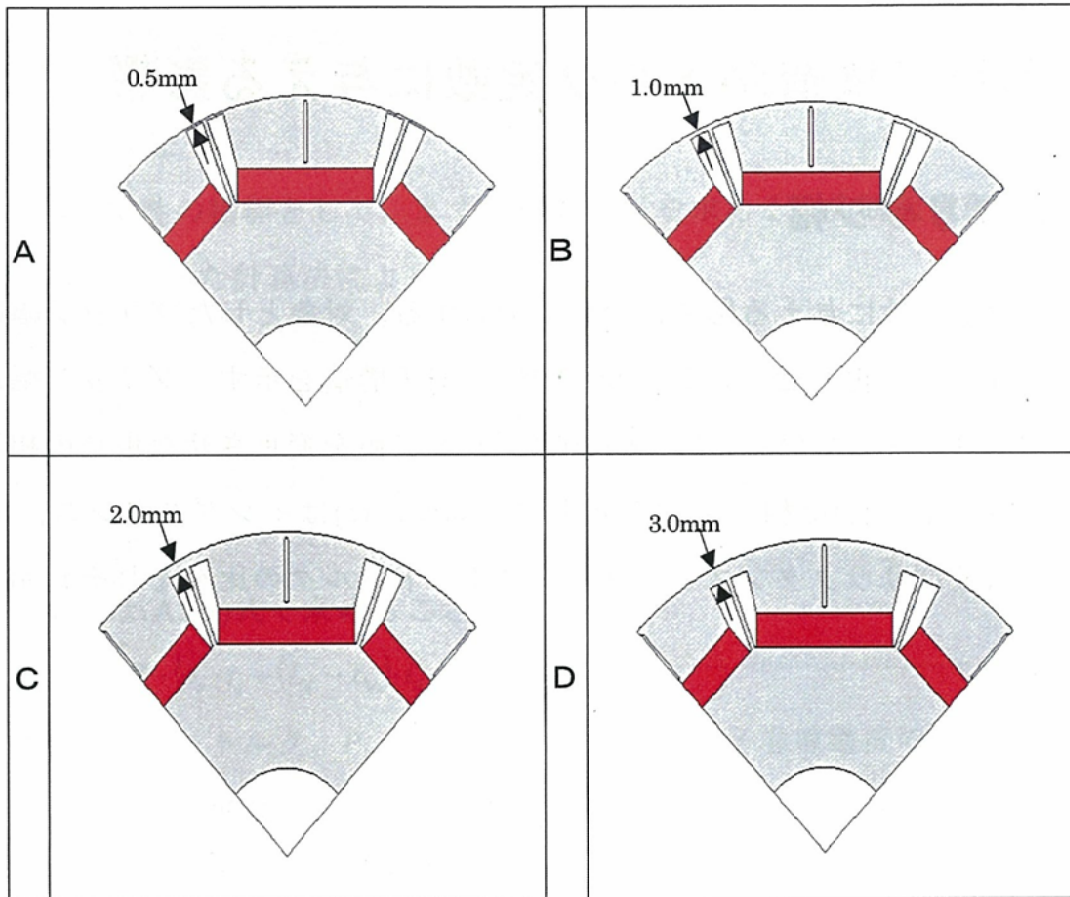
検討は以下の手順で実施する。

- (1) 回転子基本形状を、製造性や加工面から実現性のある範囲で決定し、基本形状に対して設計パラメータをひとつずつ取り上げ変化させる。取り上げた寸法以外は全て固定として扱う。また表A2.1に示すモータ基本仕様は固定する。
- (2) 取り上げた設計パラメータのみ変更させた場合の相誘起電圧を求める。
- (3) 同様にして、定格電流において電流位相を変化させ、トルクが最大となるような i_d , i_q におけるインダクタンス L_d , L_q とトルク定数を計算する。
- (4) 各設計パラメータに対する相誘起電圧, d , q 軸のインダクタンス L_d , L_q 及びトルク定数との関係を把握し、これらから回転子構造の設計指針を得る。

A2.2 回転子構造がトルク定数に与える影響

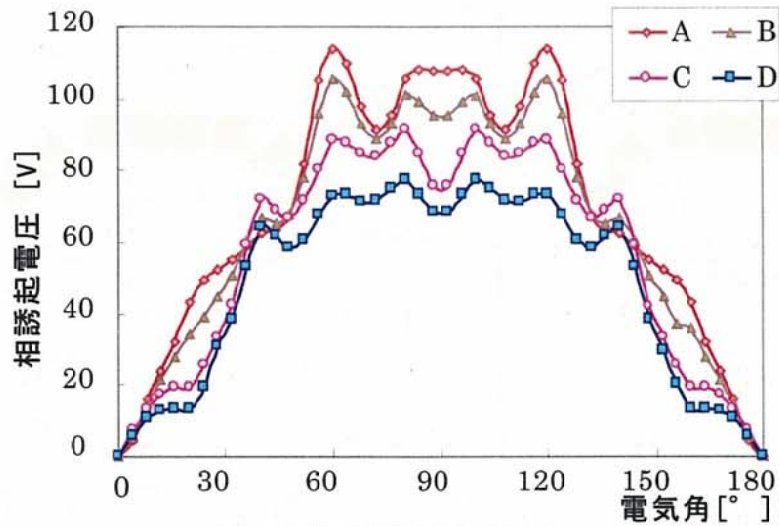
A2.2.1 ブリッジ幅

ブリッジ幅が特性に与える影響について検討する。対象としたブリッジ幅は0.5から3.0mmまで変化させている。図A2.2に回転子構造を示す。ブリッジ幅以外は全て同一寸法としている。図A2.3(a)はブリッジ幅を変更させた場合の相誘起電圧波形を示し、(b)は相誘起電圧基本波実効値、(c)はインダクタンス、(d)はトルク定数及びリラクタンストルクとマグネットトルクの比をそれぞれ示している。

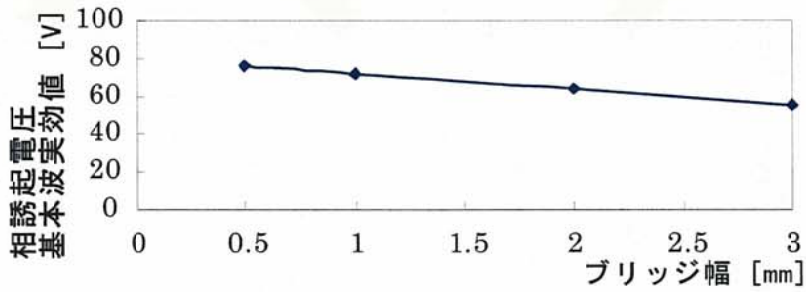


記号		A	B	C	D
ブリッジ幅	[mm]	0.5	1.0	2.0	3.0
極角度	[°]	36	←	←	←
磁石埋込深さ	[mm]	13	←	←	←
磁石長さ	[mm]	28	←	←	←

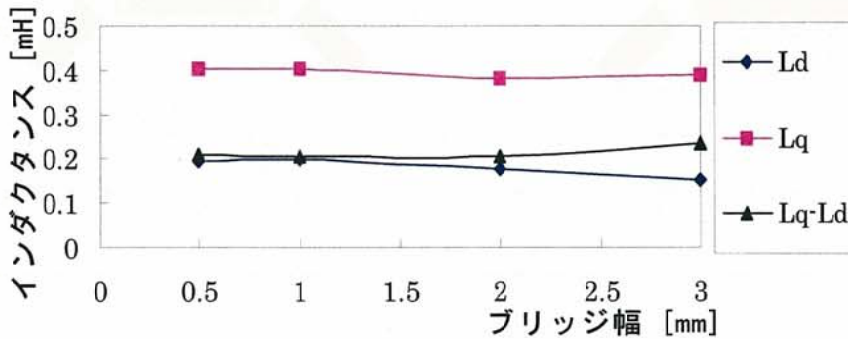
図 A2.2 ブリッジ幅の変化



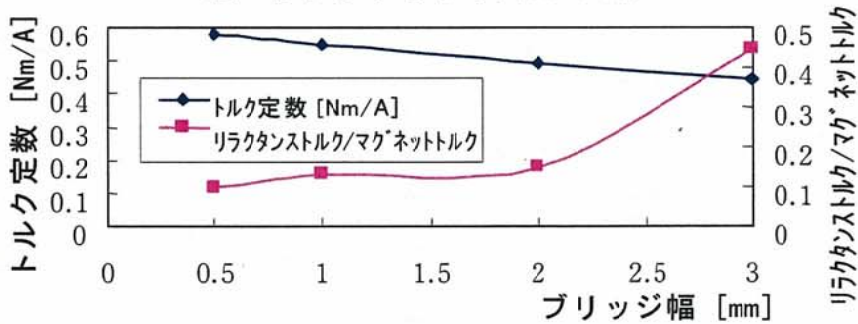
(a) 相誘起電圧波形 (at 4000rpm)



(b) 相誘起電圧基本波実効値 (at 4000rpm)



(c) インダクタンス (at 80A)



(d) ブリッジ幅—トルク定数 (at 80A)
リラクタンストルク/マグネットトルク (at 80A)

図A2.3 ブリッジ幅の影響

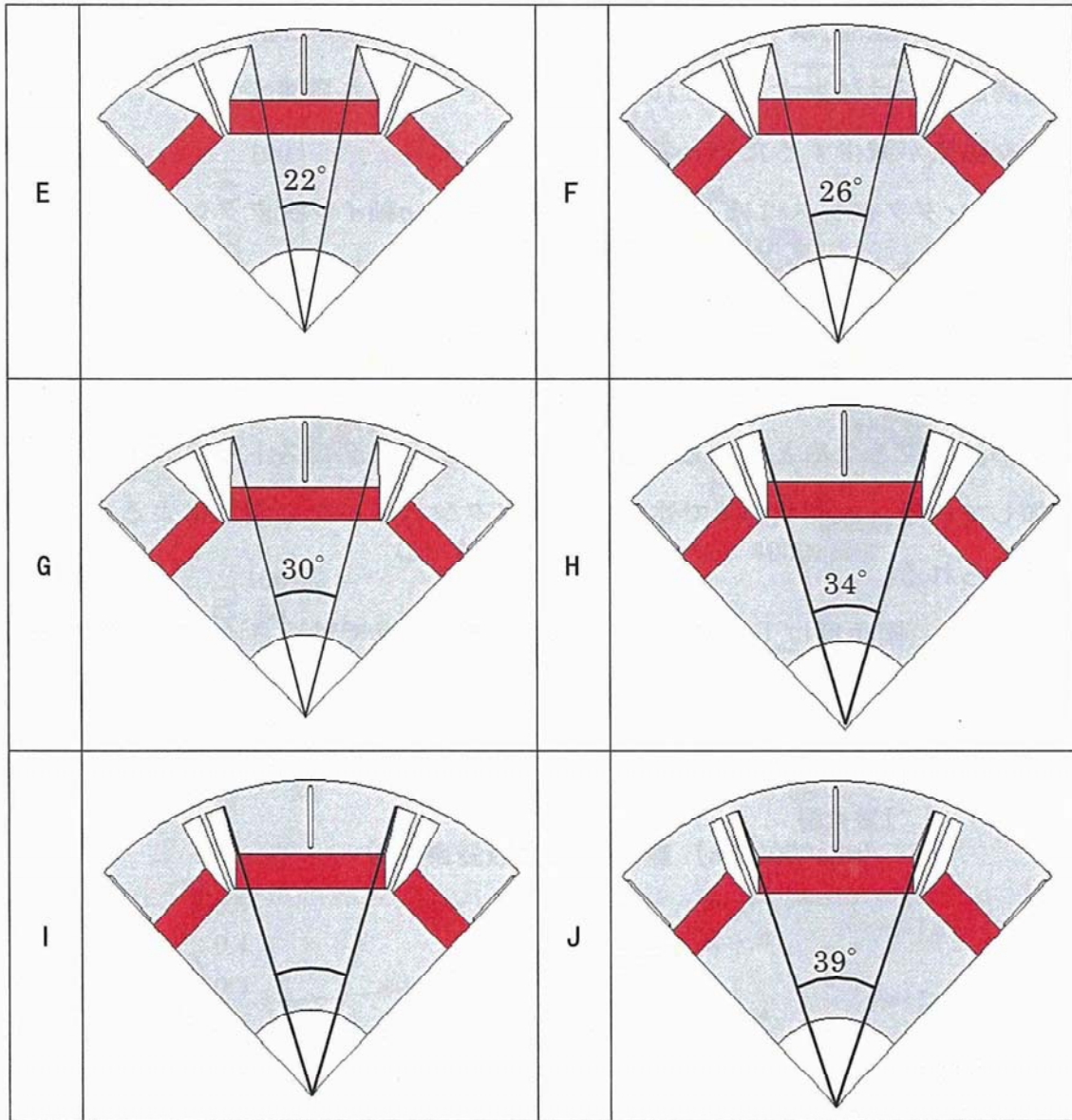
解析結果から、ブリッジ幅を大きくすると下記のことが言える。

- (1) 相誘起電圧はブリッジ幅の増加に逆比例して減少する。これはブリッジを通る漏れ磁束がブリッジ幅に比例して多くなるためと考えられる。
- (2) d 軸インダクタンスはわずかに減少の傾向にある。一方で q 軸インダクタンスにはほとんど変化がない。従って $L_q - L_d$ はブリッジ幅を大きくするとわずかに増加の傾向にあり、リラクタンストルクは微増すると考えられる。
- (3) トルク定数は減少する。これは相誘起電圧の減少によりマグネットトルクが低下することによる。そのためマグネットトルクに対するリラクタンストルクの割合は増加している。

以上により、ブリッジ幅はトルク定数を大きくする観点では極力狭くすべきであることがわかる。しかしながら、ブリッジ幅を小さくすると、永久磁石に加わる遠心力に耐える強度が減少してゆく。したがって、必要な強度とのトレードオフにより決定すべきと考える。

A2.2.2 極角度

極角度が特性に与える影響について検討する。対象とした極角度は 22° から 39° までであり、図A2.4に回転子構造を示す。前項と同様に極角度以外は同一寸法としている。



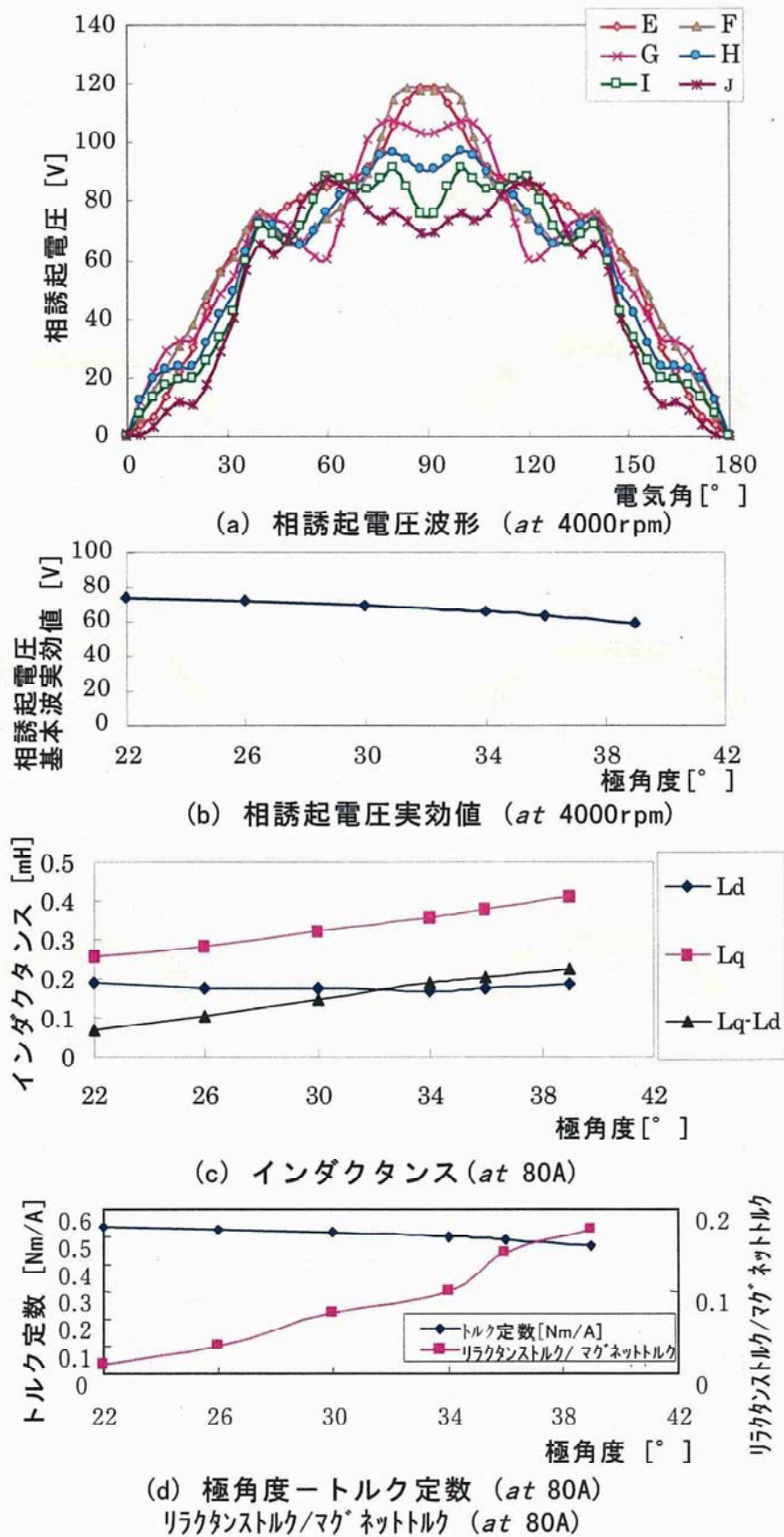
記号		E	F	G	H	I	J
ブリッジ幅	[mm]	2.0	←	←	←	←	←
極角度	[°]	22	26	30	34	36	39
磁石埋込深さ	[mm]	13	←	←	←	←	←
磁石長さ	[mm]	28	←	←	←	←	←

図A2.4 極角度の変化

解析結果を図A2.5に示す。極角度を大きくすると下記のことが言える。

- (1) 相誘起電圧は減少する。これはブリッジを通る漏れ磁束が増加し、巻線の鎖交磁束が減少するためと考えられる。
- (2) d 軸インダクタンスはほとんど変化がないが、 q 軸インダクタンスは増加する。これは q 軸磁束が通りやすくなっていくためと考えられる。従って、 $L_d - L_q$ が増加するのでリラクタンストルクは増加する。
- (3) トルク定数は減少する。これは相誘起電圧減少に伴ない、マグネットトルクが減少するためと考えられる。しかし、リラクタンストルクの割合は増加している。これは(2)項で述べたリラクタンストルクの増加によるものと考えられる。

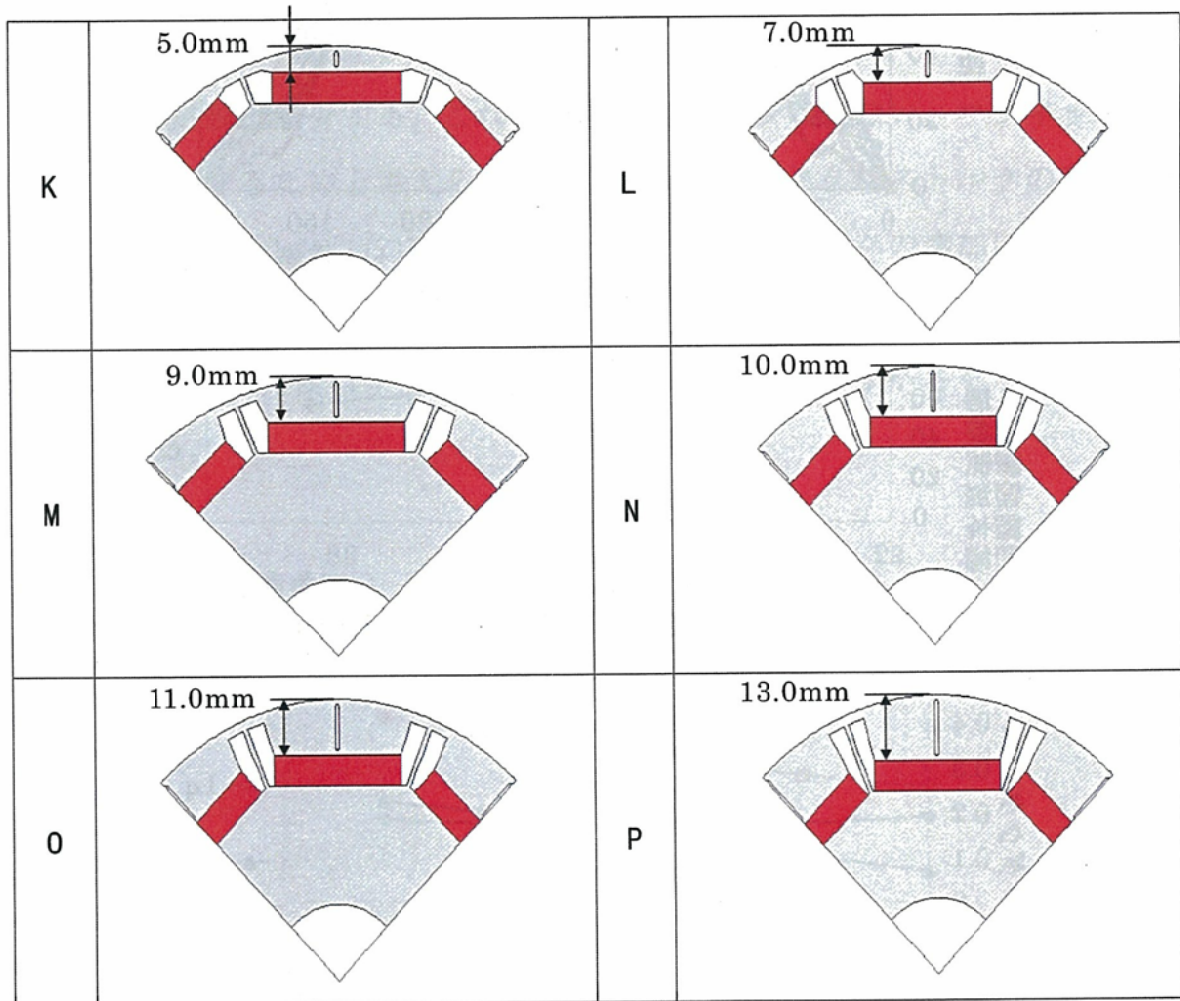
以上により、極角度はトルク定数を大きくする観点では小さくすべきであると考えられる。



図A2.5 極角度の影響

A2.2.3 磁石埋込深さ

磁石埋込深さが特性に与える影響について検討する。磁石埋込深さは5.0mmから13.0mmまで変化させている。図A2.6に回転子構造を示す。前項と同様に磁石埋込深さ以外は同一寸法としている。



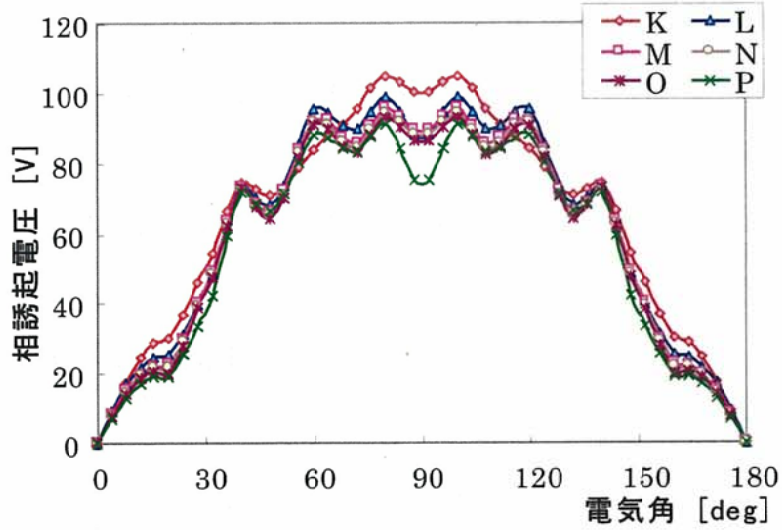
記号		K	L	M	N	O	P
ブリッジ幅	[mm]	2.0	←	←	←	←	←
極角度	[°]	36	←	←	←	←	←
磁石埋込深さ	[mm]	5	7	9	11	10	13
磁石長さ	[mm]	28	←	←	←	←	←

図A2.6 磁石埋込深さの変化

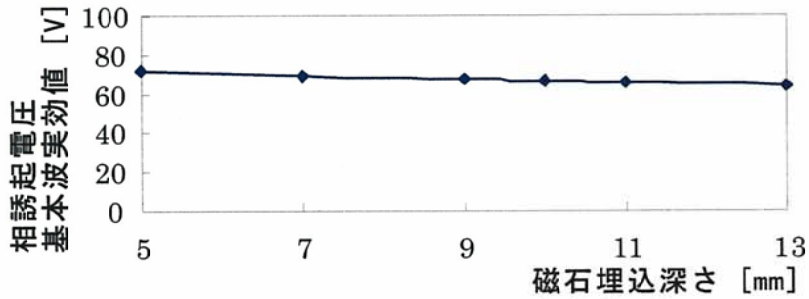
図A2.7に解析結果を示す。磁石埋込深さを深くすると下記のことが言える。

- (1) 相誘起電圧は減少する。これは永久磁石磁束が回転子内部で漏れ、巻線の鎖交磁束が減少するためと考えられる。
- (2) d 軸及び q 軸インダクタンスはほとんど変化しない。従ってリラクタンストルクはほとんど変化しない。
- (3) トルク定数はわずかに減少する。これは誘起電圧減少に伴うマグネットトルクの減少と考えられる。
- (4) マグネットトルクとリラクタンストルクの割合は大きく変わらない。

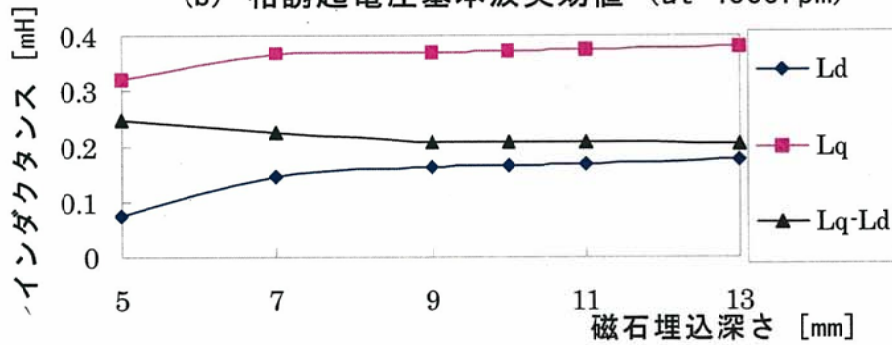
以上により磁石埋込深さはトルク定数を大きくする観点で小さくすべきであると考えられる。



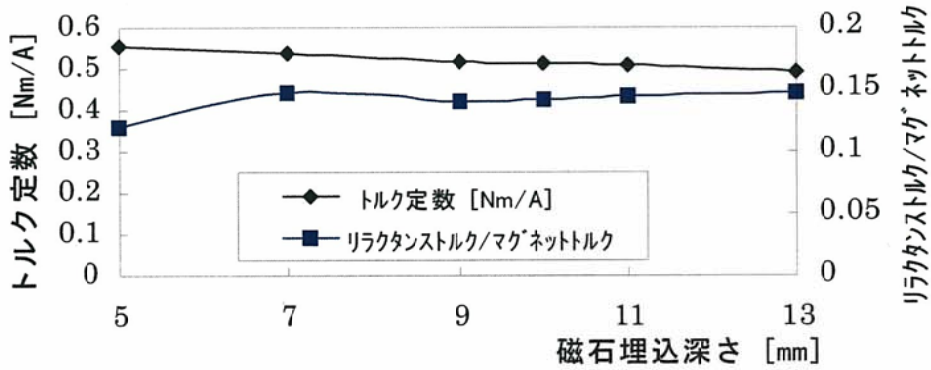
(a) 相誘起電圧波形 (at 4000rpm)



(b) 相誘起電圧基本波実効値 (at 4000rpm)



(c) インダクタンス (at 80A)

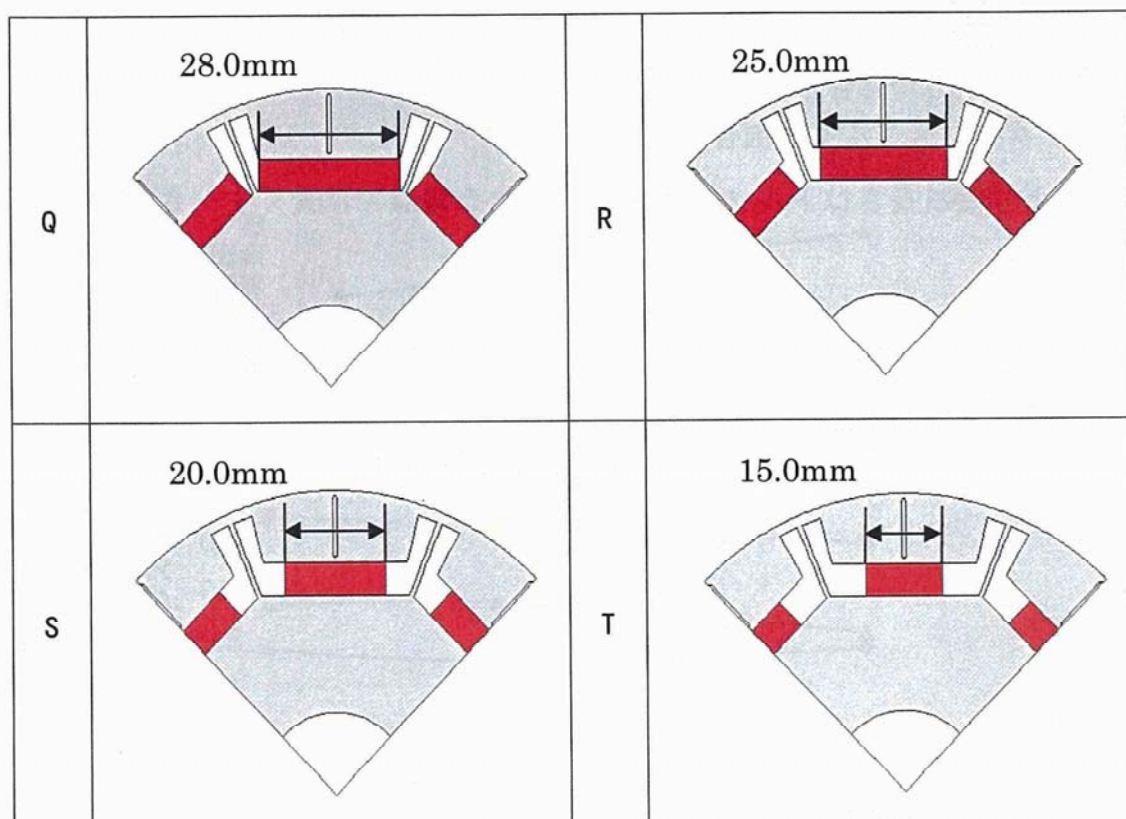


(d) 磁石埋込深さートルク定数 (at 80A)
リラクタンストルク/マグネットトルク (at 80A)

図A2.7 磁石埋込深さの影響

A2.2.4 磁石長さ

磁石長さが特性に与える影響について検討する。対象とした磁石長さは28.0mmから15.0mmまで変化させている。図A2.8に回転子構造を示す。前項と同様に磁石長さ以外は同一寸法である。本検討ではこれまでと異なり磁石量が変化していることを注記しておく。



記号		Q	R	S	T
ブリッジ幅	[mm]	2.0	←	←	←
極角度	[°]	36	←	←	←
磁石埋込深さ	[mm]	13	←	←	←
磁石長さ	[mm]	28	25	20	15

図A2.8 磁石長さ変化

図A2.9に解析結果を示す。磁石長さを長くすると下記のことが言える。

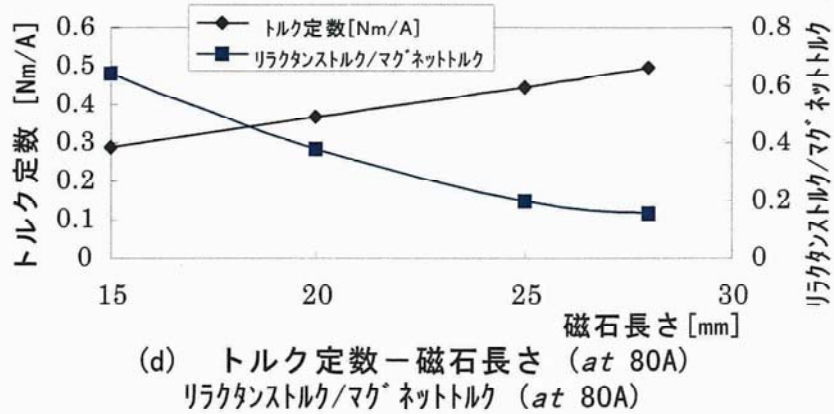
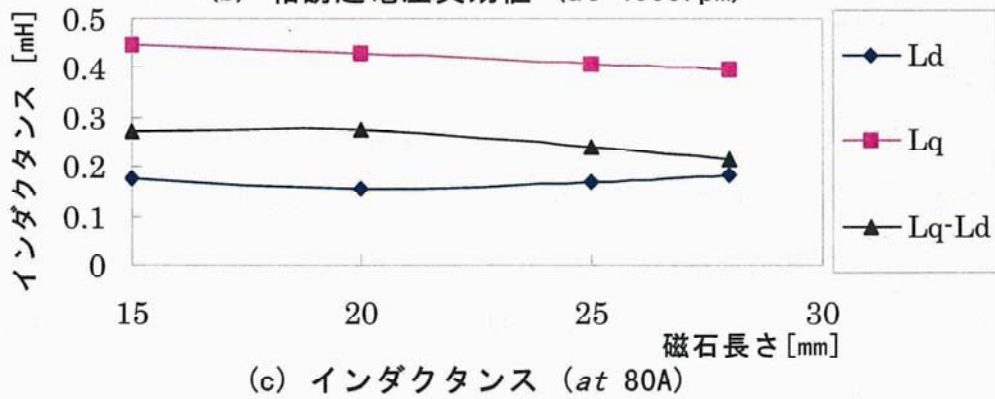
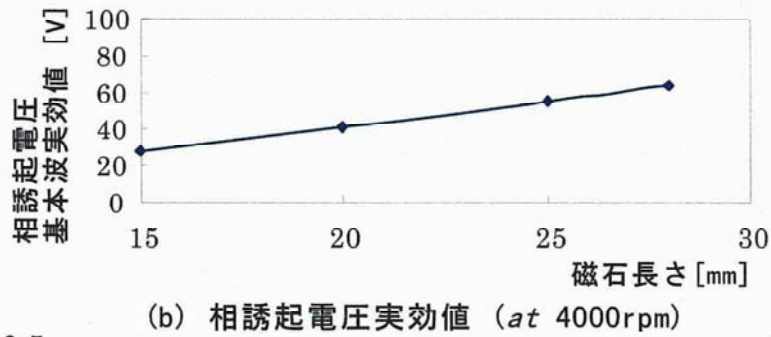
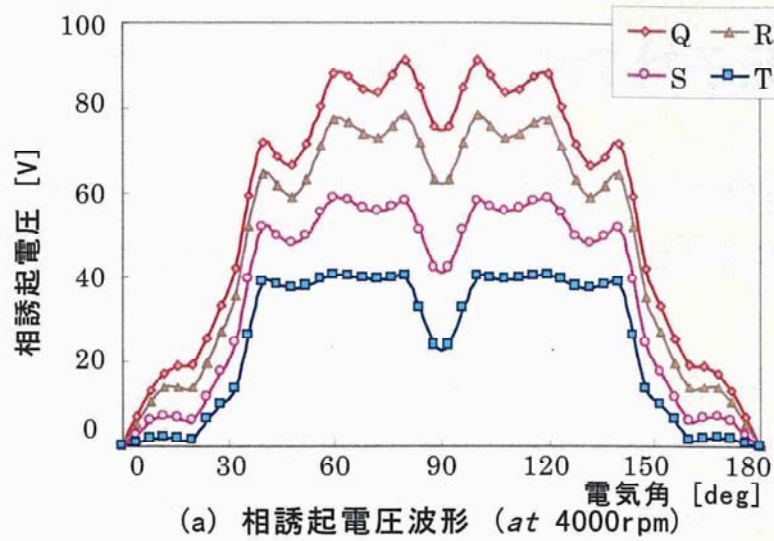
(1) 相誘起電圧は増加する。これは磁石量が増加し巻線の鎖交磁束が増加するためと考えられる。

(2) d 軸インダクタンスはほとんど変化ないが、 q 軸インダクタンスはわずかに減少する。結果的には $L_d - L_q$ は若干減少しており、これによりリラクタンストルクはわずかに減少している。

(3) トルク定数は増加する。これは誘起電圧の増加に伴いマグネットトルクが増加するためと考えられる。

(4) リラクタンストルクの割合は減少する。

以上により磁石長さはトルク定数を大きくする観点では長くすべきであることがわかる。



図A2.9 磁石長さの影響

A2.3 回転子構造設計指針

以上の検討結果から、制約寸法及び電流制限条件下でトルク定数を大きくするための永久磁石の配置、回転子鉄心形状の設計指針を定めると、次のようになる。

(1) ブリッジ幅

ブリッジ幅を狭くすることによりトルク定数は増加する。鉄心の打ち抜き性、高速回転時の遠心力による限界まで薄くすべきである。

(2) 極角度

極角度を小さくするとトルク定数は増加の傾向にはあるが、ブリッジ幅、磁石埋込深さとの相対的關係で決定すべきである。

(3) 磁石埋込深さ

磁石埋込深さを浅くすることによりトルク定数は大きくなる。磁石は極力浅く埋込むべきである。

(4) 磁石長さ

磁石長さは長くすることによりトルク定数が大きくなる。これは磁石長さの変化に伴い、磁石量が増加していることに起因している。

以上要約するとブリッジ幅は極力狭くし、埋込深さは浅く、磁石長さは大きくすべきであり、それらの相対的な関係を考慮した上で極角度を決定してゆくべきと考える。