

希土類永久磁石を応用した回転機の
高性能化に関する研究

平成8年4月

堺 和人

希土類永久磁石を応用した回転機の高性能化に関する研究

目 次

第1章 序 論	1
1. 1 本研究の意義	1
1. 2 永久磁石の進歩とその応用	4
1. 3 永久磁石回転機	6
1. 3. 1 永久磁石回転機の進歩と現状	6
1. 3. 2 永久磁石電動機(ブラシレスDCモータ)の原理・特徴	7
1. 4 従来の技術と問題点	10
1. 5 本研究の目的と概要	12
参考文献	14
第2章 回転機の高速度化	16
2. 1 はじめに	16
2. 2 アキシアルギャップ型回転機の高速度化	19
2. 2. 1 アキシアルギャップ型回転機の高速度化に関する課題	19
2. 2. 2 新規の超高速アキシアルギャップ型回転機	19
2. 2. 2. 1 新規アキシアルギャップ型回転機の基本構成	20
2. 2. 2. 2 特 徴	24
2. 2. 2. 3 試作機	25
2. 2. 3 磁界解析	26
2. 2. 3. 1 永久磁石を含む磁界解析の基本式	26
2. 2. 3. 2 解析方法・モデル化	27
2. 2. 3. 3 解析結果	27
2. 2. 4 回転軸系の固有振動解析	31
2. 2. 4. 1 解析方法・モデル化	31
2. 2. 4. 2 解析結果	33
2. 2. 5 実 験	33
2. 2. 5. 1 超高速回転実験	33
2. 2. 5. 2 誘起電圧	35
2. 2. 5. 3 電動機特性実験	35
2. 3 強化繊維樹脂の応用による軽量化	40
2. 3. 1 回転機の軽量化の課題	40
2. 3. 2 強化繊維樹脂を応用した電動機の概要	40
2. 3. 3 磁界解析	42

2. 3. 4	固有振動解析	42
2. 3. 5	特性実験	45
2. 4	ラジアルギャップ型回転機の高速度化	46
2. 4. 1	ラジアルギャップ型回転機の高速度化に関する課題	46
2. 4. 2	ラジアル型提案機	46
2. 4. 3	磁界解析	48
2. 4. 3. 1	解析方法	48
2. 4. 3. 2	解析結果	48
2. 5	まとめ	56
	参考文献	58
第3章	回転機の高トルク化	60
3. 1	はじめに	60
3. 2	ステッピングモータの理論	61
3. 2. 1	ステッピングモータの基本構成	61
3. 2. 2	トルクの発生原理	61
3. 2. 3	電機子と回転子歯の関係	64
3. 2. 4	歯と空隙長	65
3. 3	静トルク特性	67
3. 3. 1	空隙パーミアンスと永久磁石特性	67
3. 3. 2	ディテントトルク	68
3. 3. 3	最大静止トルク	71
3. 3. 3. 1	1相励磁のトルク	71
3. 3. 3. 2	2相励磁のトルク	72
3. 4	同期機としての電動機特性	74
3. 4. 1	鎖交磁束と誘起電圧	74
3. 4. 2	インダクタンス	75
3. 4. 3	同期特性	77
3. 5	高トルク化	79
3. 5. 1	高トルク化の検討と新方法	79
3. 5. 2	試作機	81
3. 5. 3	特性実験	83
3. 5. 3. 1	最大静止トルク特性	83
3. 5. 3. 2	駆動トルク特性	83
3. 6	まとめ	86
	参考文献	87

第4章 可変速運転の広範囲化	89
4.1 はじめに	89
4.2 等価弱め界磁	90
4.3 提案機 (A機)	91
4.3.1 提案機の構成と特徴	91
4.3.2 磁性リングによる磁束の増加と漏れ	93
4.3.3 弱め界磁の検討	93
4.4 磁界解析による検証	95
4.4.1 解析方法	95
4.4.2 無負荷・定トルク ($i_d = 0$) における解析	96
4.4.3 等価弱め界磁における解析	102
4.5 極間永久磁石による特性向上	105
4.5.1 提案機 (B機)	105
4.5.2 磁界解析による検証	105
4.5.2.1 無負荷・定トルク ($i_d = 0$) における解析	106
4.5.2.2 等価弱め界磁における解析	109
4.6 まとめ	112
参考文献	114
第5章 永久磁石回転機の特性格解析	115
5.1 はじめに	115
5.2 高速・大容量の磁気カップリングのトルク解析	115
5.2.1 磁気カップリングの高速・大容量化の課題	115
5.2.2 磁気カップリングの概要	116
5.2.2.1 磁気カップリングの基本構成	116
5.2.2.2 伝達力の発生原理	116
5.2.2.3 磁気エネルギーとトルク算出方法	118
5.2.3 トルク特性格解析	118
5.2.3.1 二次元磁界解析	118
5.2.3.2 端部磁束漏れの補正	119
5.2.4 実験	124
5.2.4.1 実験装置	124
5.2.4.2 磁束密度分布測定	124
5.2.4.3 伝達トルク特性格実験	128
5.3 コギングトルクの特性格解析	130
5.3.1 コギングトルクとトルクの算出手法	130
5.3.2 モデルのトルク解析	130

5. 3. 2. 1	磁界解析	130
5. 3. 2. 2	コギングトルクの解析方法	130
5. 3. 2. 3	解析モデルと解析条件	131
5. 3. 2. 4	解析結果	135
5. 3. 2. 5	改良エネルギー変位法と局所的力ベクトル	140
5. 3. 3	トルク特性実験	140
5. 3. 3. 1	実験方法	140
5. 3. 3. 2	実験結果	140
5. 3. 4	コギングトルクの低減	144
5. 4	まとめ	146
	参考文献	147
第6章 結 論		149
6. 1	要 約	149
6. 2	今後の展望	152
謝 辞		155
付 録		156
研究業績		160

第1章 序 論

1. 1 本研究の意義

世界的な工業化の普及、大量生産・消費、快適な生活を提供する機器の普及が急速に進んでいる。このためエネルギーの消費量は年々増加しており、エネルギー資源の確保、安定供給は近代社会の重要な柱であり、新エネルギーの開発が長期的に進められている。

しかし、最近では消費の点から、エネルギー資源の有効利用の研究・開発が積極的に進められている。また、エネルギーの変換過程で排出される余熱、排出物も膨大になってきており、地球環境の大きな問題となっている。特に大気汚染となる自動車の排気ガス、CO₂による地球の温暖化、産業機械等の装置から排出される廃油等の廃棄物があり、これらを低減する対策が急務である。そこで、限られたエネルギー資源と地球環境の点からエネルギーの有効利用、低排出物のシステムの開発が要望されている。

電気工学を応用した一方法のシステムとして、クリーンで効率の良い電気機器を適用することにより、機械システムから電気システム、または機械と電気のハイブリッドシステムへの転換が考えられる。電気機器の適用により可変速運転による状況に応じた最適運転、駆動源に高速電動機を適用した機械の高速化、機械駆動装置の削減が図られるので、システムの総合効率の向上、小形・高出力が期待できる。同時に排気ガス、廃油等の排出物の低減が可能となる。代表的な例として、電気自動車^{(1)・(2)}、電気推進船に搭載する電気推進システム^{(3)・(4)}、ギアレスの高速コンプレッサシステムの研究・開発がある。特に電気推進システムでは全体の容積、重量を低減するため小形・高出力の電気機器が要求される。

また、電気エネルギーを利用する装置に限れば、電動機の消費電力は総消費電力の約60%を占めており、電動機の効率はエネルギーの有効利用に非常に大きく影響することが考えられるため^{(5)・(6)}、誘導機や直流機よりも高い出力密度を持ち、広範囲の可変速で運転できる効率の良い電動機を組み込んだ装置が要求されている。

製造設備の自動化装置においても、油圧、空気圧駆動からクリーンで効率の良い電気駆動に移行している。特にロボット、OA機器に搭載する電動機は小形・高出力であることが重要である。また、宇宙用、原子力装置に適用するロボットはさらに耐環境性も優れている必要がある^{(7)・(8)・(9)}。

電力システムにおいては、フライホイール式エネルギー貯蔵システムが可変速揚水発電と同様に夜間の余剰電力の有効利用で注目され、小容量のものとしては自動車のバッテリーとして研究が開始されている。他にも廃熱等の希薄エネルギーをヒートポンプで回収する装置等の研究が進められており、いずれも高速の回転機が必要とされている。

これらの新しいシステムを生み出すには電気システムを構成する小形で高性能な回転電

気機器（回転機）と電力変換器が必要になる。

電力変換器では、半導体技術の進歩により高速応答の電力変換素子、1チップマイコン、デジタルシグナルプロセッサが開発され、高速演算処理が容易となり高度な電力制御が可能となっている。これらのパワーエレクトロニクスの進歩により新しい電力変換回路技術、電力制御技術が向上している。そして、これらの技術を集約した電力変換機器は回転機にも応用されている。代表的なものとして、インバータ駆動の電動機があり、簡単な可変速運転を行うことにより、搭載した機器の機能の向上を図っている。さらに、高速スイッチングのパワー素子とマイコン制御により電氣的な転流が可能となり、永久磁石を回転界磁とするブラシレスDCモータ、スイッチドリラクタンスモータが開発・実用化されている。

デジタル回路技術により高速応答、制御性も著しく向上しており、回転機自身もこの高性能な制御方法に適した新構成とすることにより回転機を最適な状態で可変速運転することが可能になると考えられる。これにより回転機の潜在能力を十分に引き出すことができ、システム全体の高性能化を図ることが可能となる。

この動向は米国においてもみられ、E P R I (The Electric Power Research Institute) が88年頃よりアドバンスドモータの研究開発プロジェクトを開始しており、新しい電力変換回路、電動機制御、高性能電動機、電動機の優れた製造技術により、システムの高効率化、電力の有効利用を目指している。このようにエレクトロニクスとエネルギー変換技術を融合したシステムは、限られたエネルギー資源を有効に利用するもので将来的にさらに重要になると思われる。

これらの背景により、新しい機能を持ち、高効率なシステムを創り出すためには、次の特性を持つ次世代の高性能な回転機が要求される。

- 1) 高速回転
- 2) 高出力密度（小形・高出力）
- 3) 高効率（可変速による最適運転）

上記の事項を満たすには、直流機、誘導機、同期機等の従来回転機の限界を超える高性能な特性が必要とされるが、これらの回転機が成熟していることを考慮すると極めて困難である。これらの高性能な特性を達成するための基本的な開発思想としては、空隙中で高磁界を形成でき、かつ、小形で高効率となる電磁氣的な構成とすることが考えられる。そこで、無損失で高磁界を形成できる次の材料を回転機に応用することを検討する。

- 希土類永久磁石
- 超電導コイル、高温超電導磁石

上記2つの材料は広い空間においても高磁界を形成することができるので新規の磁気回路で構成する回転機も可能となり、また、電氣的には磁氣的空隙が大きくなるため、インダクタンスは従来機よりも1～2桁小となり、この特性を活かしたシステムも考えられる。

いずれも次世代の高性能回転機として考えられているが、静止器と比較して機械的外乱等で過酷な使用条件となる回転機に適用するには、超電導はさらに安定性等を向上する必要があり、多方面での基礎研究が進められている。一方、希土類永久磁石は外乱に対して安定した特性を持っており、回転機に十分に適用可能であり、実用機として研究開発が急速に行われている。この希土類永久磁石は図1.1.1に示すように最近10年で磁気エネルギー積が飛躍的に大きくなっている。また、現在、最高の磁気エネルギー積を持つNd-Fe-B系永久磁石においては、温度特性が改善されて100℃以上の雰囲気となる産業用機械にも適用可能となっている。希土類永久磁石は一般的に使用されているフェライト磁石と比較して、約10倍の磁気エネルギー積を持っている。従って、回転機の飛躍的な小形・高出力、高効率化が期待できる。さらには、体積の大きな空隙中においても強い磁界が得られるため磁氣的構成の自由度が大きく、新規な構成が可能となる⁽¹⁰⁾。

以上より、希土類永久磁石を適用した回転機は大きな潜在能力を持つと考えられ、将来の高性能な回転機の一つであることが期待されている。そして、これらの高性能な回転機を搭載することにより新機能を持つ次世代システムの実現を図る。

次に、本研究において重要な磁性材料となる永久磁石と研究対象の永久磁石回転機の概要について述べる。

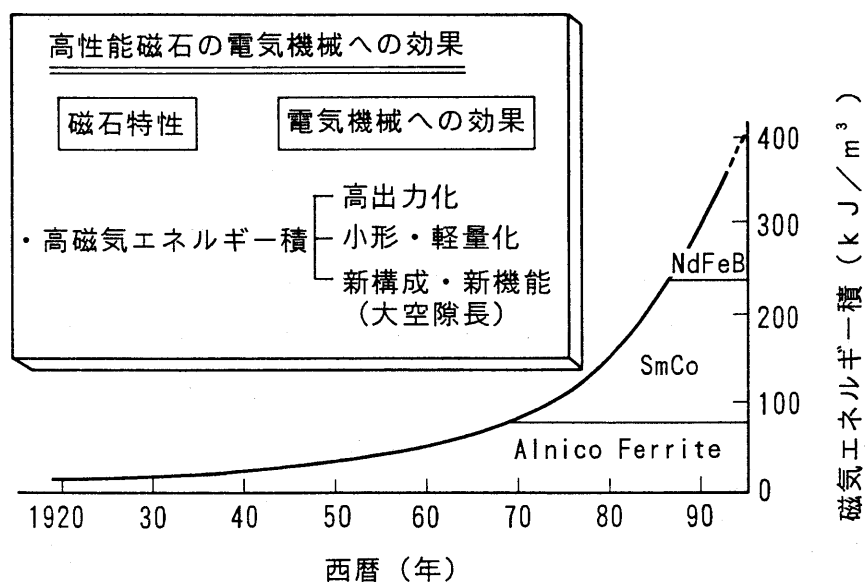


図1.1.1 永久磁石の進歩とその効果

1. 2 永久磁石の進歩とその応用^{(17), (18), (19), (20)}

この数十年間に永久磁石は飛躍的に進歩しており、図1.2.1に示すように永久磁石の最大磁気エネルギー積は急激に増加している。1960年までは、磁気エネルギー積が19~38 kJ/m³を有するフェライト磁石と25~88kJ/m³のアルニコ磁石が工業材料として主に使用されていた。これらの永久磁石は表1.2.1に示すように磁気エネルギー積と保磁力は小であるので大きな電気装荷を持つ回転機では電機子反作用により永久磁石が減磁する問題があった。それゆえ、永久磁石は数百W以下の小容量の直流機、ステッピングモータ、誘導子形のクローポール発電機に適用され、限定された分野で応用されていた。

67年に Strnat が SmCo₅の微粒子磁石を発見された。そして、最大磁気エネルギー積がアルニコ磁石の2倍以上の画期的な特性を持つ SmCo₅希土類磁石が開発された。この希土類磁石は Sm と Co を主成分とする六方晶構造の金属間化合物であり、粉末冶金手法で作られる異方性焼結磁石である。さらに70年後半には最大磁気エネルギー積が240kJ/m³である Sm₂Co₁₇磁石が開発されて、機器類の軽薄短小を目的として電子機器を中心に広い分野で採用された。

そして、83年に住友特殊金属(株)の佐川らにより希土類・鉄・ボロン系の永久磁石が検討され、Nd, Fe, Bを主成分とする異方性焼結磁石が開発された。この希土類磁石は正方晶構造を持つ金属間化合物 Nd₂Fe₁₄Bを主相とし、高い飽和磁束密度と大きな結晶磁気異方性を持っている。さらに結晶内を無欠陥に近い状態とすることにより実験室レベルで最大磁気エネルギー積が430kJ/m³の永久磁石が得られている。これらの希土類焼結磁石が有する大きな磁気エネルギー積と保磁力により、数kW級の回転機の小形・高出力化が急速に進んだ。さらにドライブ技術の進歩により5kW以下のACサーボモータ、ブラシレスDCモータ、ハイブリッド型ステッピングモータが開発され、工作機械、自動化機械、溶接ロボット等に広く適用された。他の分野でも、希土類永久磁石が多くの新規製品の実現に大きく寄与しており、磁気、光式ディスク装置のヘッドの駆動用アクチュエータ、小形のヘッドホン、スピーカ、医療機器としては核磁気共鳴を利用した断層撮影装置(MRI: Magnetic Resonance Image)等があげられる。

この焼結磁石の発見と同年の83年に米国のGM社のCoatらによりボンド磁石の素材となるNd-Fe-B系急冷薄帯磁石が開発された。この薄帯を結晶化した粉末と樹脂を混合して射出成形することによりボンド磁石が作られる。このボンド磁石の特徴は極薄品・複雑形状品の製造の容易さ、衝撃的応力に強い特性である。ボンド磁石の応用としては87年頃よりステッピングモータに適用され、90年代に入り永久磁石式のサーボモータの適用が検討されている。

88年にはPr-Fe-B系の鑄造磁石が開発され、240kJ/m³程度の最大磁気エネルギー積で

表1.2.1 永久磁石の特性比較

磁石種類	エネルギー積 (kJ/m ³)	残留磁束密度 (T)	保磁力 (kA/m)	
			b H c	i H c
アルニコ (異方性)	25~88	0.65~1.40	46~175	46~145
フェライト (異方性)	19~38	0.33~0.45	145~310	150~300
希土類コバルト (異方性)	88~265	0.65~1.20	440~840	520~1800
Nd-Fe-B (焼結)	190~360	1.02~1.36	675~1035	850~2300
Nd-Fe-B (ボンド・等方性)	32~84	0.45~0.73	280~460	600~1300

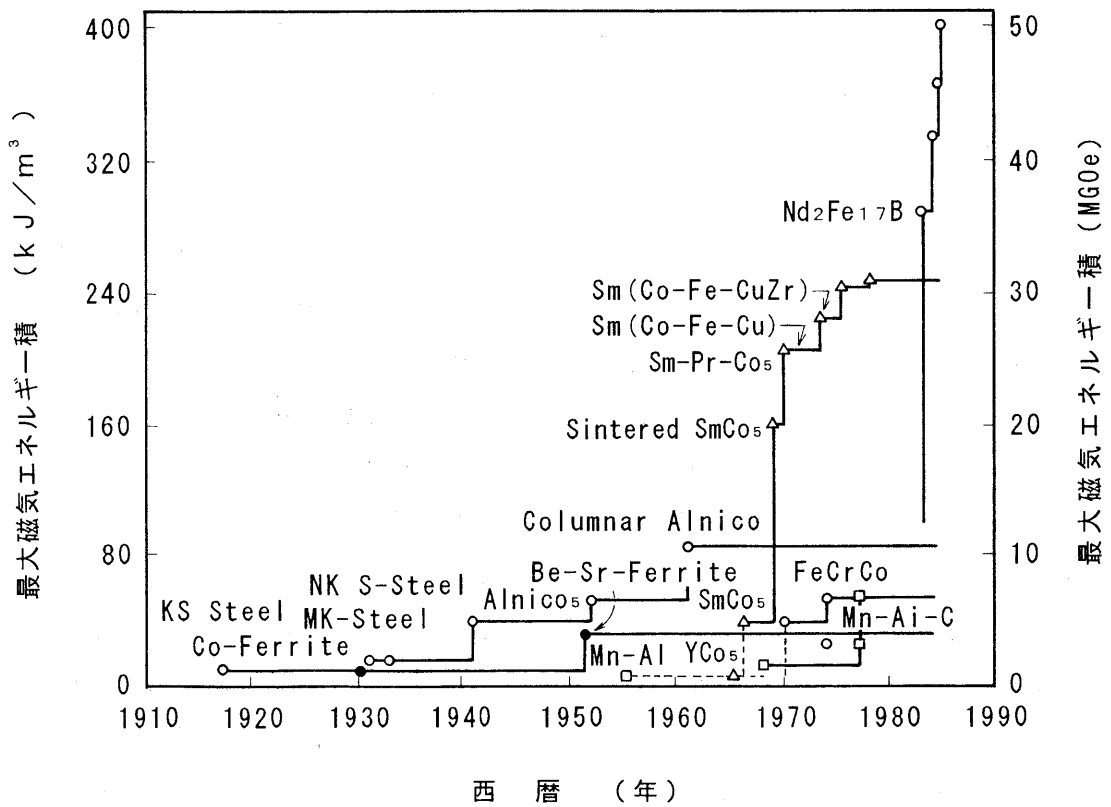


図1.2.1 永久磁石の最大磁気エネルギー積の向上

はあるが、熱間圧延加工により優れた量産性が得られる。

90年には Coey, Sun らが希土類 - 鉄 - 窒素系化合物の永久磁石である $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3$ を発見し、欧州、日本を中心に急速に研究が進められている。この希土類 - 鉄 - 窒素系永久磁石は Nd-Fe-B 系磁石と同等の最大磁気エネルギー積、高保磁力、良好な温度特性、優れた耐食性を有する異方性ボンド磁石として期待されている。

この間、Nd-Fe-B 系磁石の特性改善の研究も積極的に進められており、温度特性、経時変化、防錆等の改善が行われ、180°C まで使用可能な高保磁力の永久磁石が開発されている。また、最大磁気エネルギー積の向上を目的とした異方性の Nd-Fe-B ボンド磁石の開発も行われている。

今後は、常温環境では Nd-Fe-B 系磁石が主流となり、高温、多湿、放射線等の特殊使用環境では Sm-Co 系磁石が使用され、住み分けが進むと予想される。

また、理論的な超永久磁石ではあるが、 Dy_3Al_2 磁石は極低温中で 560kJ/m^3 、Fe-Co 合金磁石、Fe-N 合金磁石、Mn 合金磁石は人工格子や準結晶等の手法により $1,200\sim 4,400\text{kJ/m}^3$ の最大磁気エネルギー積を持つ可能性を秘めており、将来的にも永久磁石はさらに進歩すると思われる。

1.3 永久磁石回転機

永久磁石は無損失で磁場を形成できるので機器の効率を向上できる。回転機に応用した場合、回転子は界磁の永久磁石と塊状の鉄心のみで構成される。したがって、コイル、スロットのある鉄心が不要となり、簡素で堅牢である。さらに、回転子に発熱源となるコイルが無い場合冷却が容易になる特徴が得られる。特に高速機では過大な遠心力に耐えるような堅牢な回転子構造と発熱の少ない回転子が要求されるため、永久磁石回転機は高速機として優れた回転機の一つといえる。駆動制御においては、磁束は永久磁石により作られるので界磁磁束を一定として、電機子電流のみを制御することにより、容易に可変速運転ができる。このような種々の特徴を有しているため、小形電動機を中心に多数用いられてきた。そして、希土類永久磁石の開発により永久磁石回転機は急激に進歩して大きく変わりつつある。ここでは、永久磁石回転機の進歩、現状、概要について述べる。

1.3.1 永久磁石回転機の進歩と現状 ^{(10), (21)~(29)}

永久磁石回転機は永久磁石材料の進歩とともに高性能化・大容量化が進められており、応用分野も拡大している。初期の永久磁石は数十Wの出力の小形直流電動機、誘導子型発電機に適用されていた。次に比較的保磁力の大きなフェライト磁石が出現し、回転機の動作中に生じる電機子反作用による減磁界に耐えるようになった。これより数百Wの永久磁石界磁の直流電動機が実現され、産業用として広範囲に普及した。また、保磁力は小であるが、残留磁束密度の高いアルニコ磁石の出現により、小形・高出力の誘導子型発電機、

制御用電動機としてはハイブリッド型のステッピングモータが開発された。

そして近年、高保磁力と高残留磁束密度を持つ高磁気エネルギー積の希土類永久磁石が発明された。同時に、半導体技術の進歩により高速スイッチングのパワー素子（GTR:Giant transistor、FET:Field effect transistor）、ワンチップのマイクロコンピュータが開発された。これより、PWM制御による交流可変速の電動機駆動が容易となり、80年代に電流を位相制御して高効率としたブラシレスDCモータ、高精度の速度制御を行うACサーボモータが開発されて、ロボット・工作機械を中心として広く適用された。容量は100W～5kWクラスのものである。

その後、高保磁力で耐減磁特性の向上したNd-Fe-B永久磁石が開発され、大電流の電機子反作用に対しても永久磁石が減磁することはないため、大容量の回転機への永久磁石の適用が可能となった。さらに、電力変換器においても、高電圧・大電流を高速でスイッチングするパワー素子(IGBT:Insulated gate bipolar transistor)が開発・実用化され、インバータの大容量化、高性能化、高効率化が進んでいる。

これらの周辺技術の進歩により、90年代は低速(60～300rpm)・大トルク、超高速(10,000～30,000rpm)・大出力の大型の永久磁石回転機の研究が開始されている。

また、運転特性の面では、高効率で高機能を持つ装置を得るために、回転機には可変速運転が要求されている。特に、低速から高速まで広範囲で特性の良い電動機を必要とする電気自動車等の電気推進装置、エアコン等の家庭電気機器用として研究が盛んに行われており、永久磁石回転機が注目されている^{(1)・(2)・(15)}。

また、これらの高性能な回転機の特長解析の手法、評価方法の確立も重要となってくる。

いずれの時代も新しい永久磁石、パワー素子、電力変換器、制御法が開発されると、これらを十分に活かすような新構成の永久磁石回転機と新機能を持つ回転機システムが考えだされていることがわかる。また、永久磁石回転機は直流機から交流機に移行し、現在では、電動機として動作させる場合は、磁束に対して直交する位置のコイルに電流を流して直流電動機と等価な状態で駆動するブラシレスDCモータが主となっており、その原理と特徴について次節で述べる。

1.3.2 永久磁石電動機(ブラシレスDCモータ)の原理・特徴^{(22)・(30)}

永久磁石回転機を電動機として動作させるときは、高トルク・高効率となるように電流の位相を制御したブラシレスDCモータとして駆動する。すなわち、駆動方法を除くと、ブラシレスDCモータは永久磁石式界磁の同期機と全く同一の構成であり、回転子の円周表面に永久磁石を固定して界磁を形成し、固定子となる電機子には多相のコイルが設けられた構成となっている。界磁の永久磁石には高磁気エネルギー積の希土類磁石のNd-Fe-B、Sm-Co系磁石が使用されており、永久磁石の持つ高い残留磁束密度により空隙の磁束密度を高くし、高い保磁力により大電流が作る電機子反作用の減磁界に耐えるようになり、小

形・高出力化が可能となっている。

そして、次のように電流を制御することにより直流電動機と同様に磁束ベクトルと電流ベクトルと発生力が直交するように永久磁石電動機が駆動される。この点が一般の同期機と異なる。

ブラシレスDCモータは図1.3.1(a)の直流電動機の機械式整流を行う整流子とブラシを、図1.3.1(b)の電子式整流を行うスイッチングパワー素子に置換したものであり、これらのパワー素子のスイッチングのより電流位相を制御する。つまり、回転子の磁極位置に応じて、電機子電流が界磁の永久磁石の磁束と直交するように電流の位相を制御する。フレミングの左手の法則に基づき、全電流が有効なトルクとなるので、高い効率と力率で駆動することができる。特に、永久磁石の透磁率は真空の透磁率とほぼ等しいので、電機子のインダクタンスはかなり小となり、上記の位相制御の状態でも力率はほぼ1となる。矩形波電流については直流電動機と同一の原理であるので省略するが、正弦波電流で前述の電流制御で駆動したときのトルクの発生原理について図1.3.2の2極の電動機モデルを用いて説明する。ここでは、トルク脈動の無い理想的な電動機として検討するため、界磁の永久磁石を最適形状にして空隙磁束密度分布は正弦波分布と仮定している。このときのトルクは次式となる。

$$T_m = k [i_u \phi \sin \theta_r + i_v \phi \sin(\theta_r - 2\pi/3) + i_w \phi \sin(\theta_r - 4\pi/3)] \quad \cdots (1.1)$$

ここに T_m : トルク, k : 定数, i_u : U相電流, i_v : V相電流, i_w : W相電流
 ϕ : 有効鎖交磁束, θ_r : 回転子の磁極位置

回転子の磁極位置を位置センサで検出して、正弦波の3相電機子電流の作る磁束が界磁の磁束と直交するように電流の位相を制御する(d軸電流を零とする)。このときの各相の電流は次式となる。

$$\begin{aligned} i_u &= I_a \sin \theta_r \\ i_v &= I_a \sin(\theta_r - 2\pi/3) \quad \cdots \cdots \cdots (1.2) \\ i_w &= I_a \sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{aligned}$$

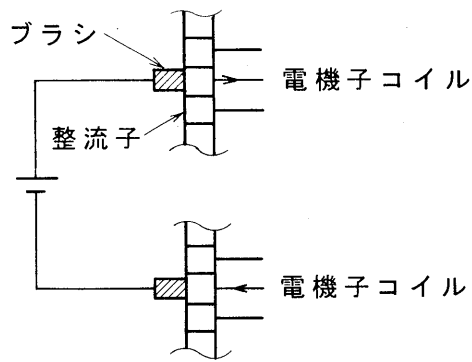
(1.2) 式を (1.1) 式に代入するとトルク T_m は次式で表される。

$$T_m = 3/2 k I_a \phi \quad \cdots \cdots \cdots (1.3)$$

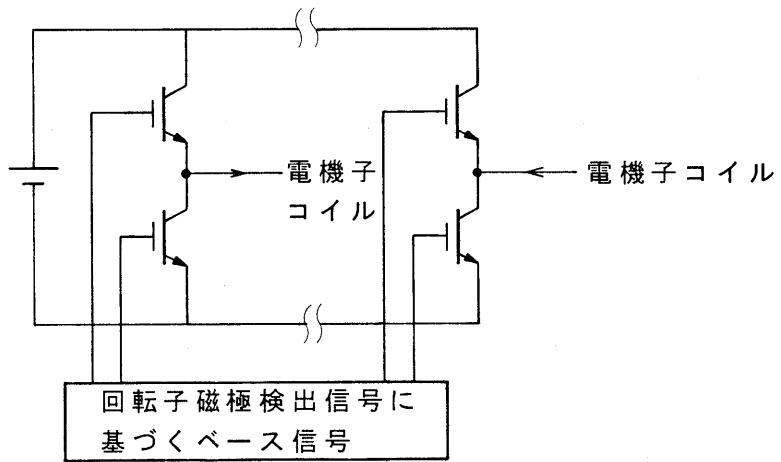
(1.3) 式より回転子の回転位置にかかわらず、トルク T_m は電流 I_a と磁束 ϕ に比例するので電流によるトルク制御が容易になる。

ブラシレスDCモータの主な特徴として次のものがあげられる。

- ・電流は磁束と独立して制御でき、トルクは電流と磁束に比例するので電動機制御が誘導機と比較して容易である。
- ・永久磁石の比透磁率は約1であるため、インダクタンスの小さな回転機が得られる。前述の位相制御では低インダクタンスのため力率がほぼ1となり、効率が良くなる。



(a) 機械式整流



(b) 電子式整流

図1.3.1 整流原理

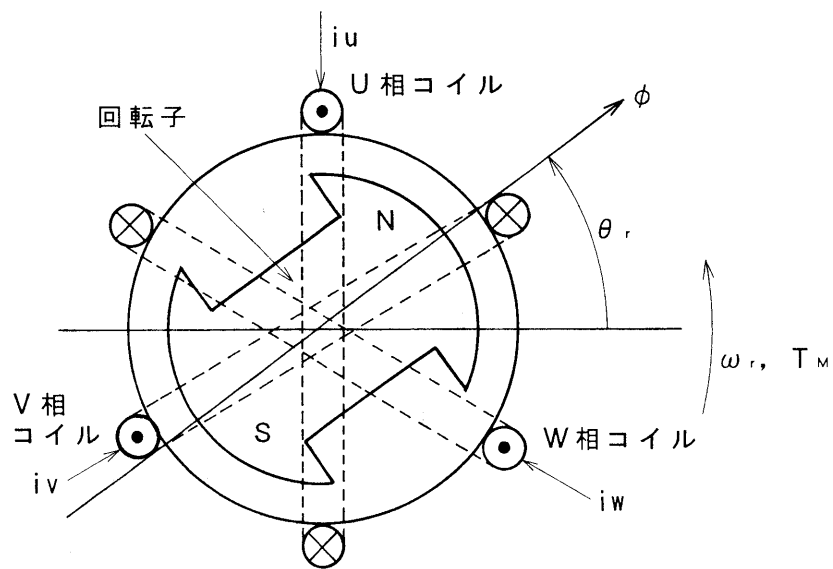


図1.3.2 2極の電動機モデル

- ・空隙長を大きくとれる。(1~10mm)
- ・永久磁石の磁化方向を自由に設定できるため、新しい磁気構成が可能である。
- ・回転子にコイルによるジュール損は無いので冷却機構が不要で、また、簡素で堅牢である。(大型機では大きな利点となる。)

このような原理で電動機制御が比較的容易であり、多くの良い特性が得られるので、速度制御、トルク制御特性の良い直流電動機に代わるものとして研究・開発が進められてきている。

1. 4 従来の技術と問題点

1.2節, 1.3節に述べたように高磁気エネルギー積の希土類永久磁石の開発され、これらの永久磁石を適用した回転機、及び制御を含めた電力変換器の研究が多岐にわたり行われた。特に永久磁石回転機は制御用電動機として開発され、直流サーボモータと同等の性能で小形・高出力の交流サーボモータとして実用化されている。しかし、これらの研究開発は、一般回転機と同様な速度である3000rpmの永久磁石回転機を中心に行われた。すなわち、基本的には従来の直流機、誘導機、同期機の置き換えであり、現在まで行われた研究は主に永久磁石の性能の向上による小形・高出力化に関するものであった。従って、自動化装置、ロボット等を除いては新しいシステムを生み出すには至っていなかった。しかし、機械システムから電気システムに転換するには、飛躍的な特性向上、新機能を持つシステムを実現する必要がある。その主要コンポーネントである回転機の高性能化を図る必要がある。このため、特に回転機の高速度化、小形・高出力化、広範囲な可変速運転特性が要求されているが、永久磁石回転機を含めた従来の回転機ではこれらの高性能な特性を得るには次に述べるような多くの課題がある。

(1) 回転機の高速度化^{(1.1), (1.2), (1.3)}

ターボ等の流体機械、回転機は高速になるにつれて出力が増加し、小形・高出力が期待できる。特にターボ等を用いた高性能コンプレッサ、小形・軽量が要求される電気推進システム、コージェネレーションシステムは高速回転機が要求されている。しかし、高速回転では次の大きな問題が生じる。最も重要なものとして、高速回転時の過大な遠心力に対する機械強度上の問題、回転軸系の固有振動数(危険速度)による振動上の問題がある。特に直流機は整流を行うブラシと整流子を持っているので、電氣的には転流時にブラシで発生する火花により高速化が困難であり、機械的には整流子、電機子コイルが高速時の遠心力に耐えることが困難である。これらより直流機の回転子の限界周速は約50m/sと考えられている。また、大電流が流れる電機子が回転子にあるため冷却の効率が悪くなる傾向がある。

回転子にコイルを持つ同期機、誘導機においても、強度的な面で高速化が問題となる。

特にコイルエンド部が弱く破損するため、限界周速は90~120m/sである⁽¹³⁾。また、誘導機は回転子の発熱による不均一な熱分布により回転子に変形して高速回転時に振動が発生する。また、同期機はコイルで界磁を構成するための十分なスペースを必要とし、回転子の冷却も必要である。特に小径で多極となる場合、コイルの構成が製作上にも難しくなる。

(2) 回転機の高トルク化⁽¹⁴⁾

電磁アクチュエータ等に適用する電動機は大きな力を必要とする。高トルクとするために回転機は多極化が行われるが、極数に相当する界磁コイルが多数設けられるため、電動機の外形は大きくなる。また、誘導機は多極になれば漏れ磁束の増加等で力率が非常に悪くなる。永久磁石回転機は永久磁石を配置するのみで界磁を構成できるので極数を増加することは容易である。しかし、極めて小径で高トルクが要求される場合、鉄心歯(誘導子)で極を構成できる誘導子型回転機が適用される。この誘導子型回転機としてはステッピングモータ、リラクタンスマータがある。しかし、これらの誘導子型回転機はカット・アンド・トライの手法の開発が多く、特性算出手法、電動機特性はあまり明らかにされていない。また、鉄心歯の磁気飽和によりトルクが低下するため界磁に高磁気エネルギー積の希土類永久磁石を適用してもその効果が十分に発揮できていない問題点がある。

(3) 運転特性(可変速特性)の向上⁽¹⁵⁾

永久磁石回転機は励磁電源が不要であり、力率がほぼ1で運転できるため誘導機よりも高効率で高トルクである。しかし、界磁の永久磁石の磁束は一定であるので、界磁制御が不可能である。このため、電源を小形化するために電圧制限がある場合、高速回転時に誘起電圧は電源電圧の近くまで過大となり、電流が流れなくなる。したがって、高速回転時の特性が悪くなり、最高速度が基底速度の2倍以上の広範囲の可変速運転が困難である。

(4) 永久磁石回転機の特解析⁽¹⁶⁾

高磁気エネルギー積の希土類永久磁石により大空隙長の回転機が開発されるようになっている。しかし、大空隙長のため漏れ磁束等の磁束分布が複雑になり、従来の線形の集中定数系による磁気設計法は精度が極めて悪いので適用が困難である。また、スロットのある永久磁石回転機は鉄心の歯と永久磁石間で磁気吸引力が作用してコギングトルクを生じる。特に、高出力化のため希土類永久磁石を適用することにより、コギングトルクも大となり、トルク脈動、回転速度の脈動を生じて大きな問題となっている。しかし、コギングトルクの特解析手法、及び測定方法はほとんど明らかにされておらず、トルクの詳細な検討が困難である。

(5) 効率

誘導機、同期機、直流機は励磁電流による損失を発生するため永久磁石回転機より効率が低くなる。さらに誘導機はすべりを発生するため力率が1より小であり、システムの効率が悪くなる。特に多極の誘導機になると漏れ磁束の影響が大となり、例えば12極の誘導

機では、低速時の力率は約0.6まで低下することがある。

以上のような課題を解決するような高性能な回転機を得ることができれば、新機能を持つ次世代システムを実現することが可能となる。本研究はこれらの高性能な回転機を得るために自由度の高い磁氣的構成と設計が可能であり、かつ高磁界を形成できる希土類永久磁石を応用することにより、高性能な新規回転機を創出している。

1. 5 本研究の目的と概要

本研究は昭和63年から平成6年にわたって行なわれたものであり、希土類永久磁石回転機の高性能化に関する研究の成果を集大成したものである。

本研究はエネルギーの有効利用、地球環境の改善を図る新しい電気機械システムを実現する上で必要不可欠な高性能な回転機を得ることを目的としている。

すなわち、高磁気エネルギー積の希土類永久磁石を応用した新規回転機により、高速、小形・高出力、高効率で広範囲の可変速特性を持つ回転機を得る。また、高性能化において必要な手法である永久磁石回転機の特性算出手法、評価方法、磁気設計法についても明らかにする。本論文は次の内容となっている。尚、本研究の永久磁石回転機は電動機のみでなく、発電機にも適用されるため回転機としている。

第1章では回転機の高性能化に関する研究の意義、次に永久磁石と永久磁石回転機の過去の研究概要、ならびに従来の技術と問題点、そして、本研究の目的について述べている。

第2章では回転機システムの小形・高出力化の有効な方法である高速化に関して検討しており、アキシアルギャップ型、ラジアルギャップ型の新構成の超高速回転機を創出し、良好な結果が得られている。アキシアルギャップ型の新規回転機は軸方向に磁界を形成する永久磁石界磁の同期機であり、回転子は鉄心が不要であり、2個以上の非磁性の円盤から構成される。円盤には軸方向に磁化された多数の円柱の希土類永久磁石が埋め込まれている。固定子はエアギャップワインディングのコイルから構成される。試作機の出力は20～40kW、回転数は20,000rpmである。磁界解析、振動解析、高速回転実験、電動機特性実験より新規のアキシアルギャップ型回転機は良好な高速特性を含めて独自の優れた特性を持つことを明らかにしている。さらに非磁性円盤の特徴を活かすために高強度、軽量のFRP(強化繊維樹脂)を回転子に適用し、良好な特性が得られている。次にラジアルギャップ型の超高速の回転機について検討している。新規のラジアルギャップ型回転機は、回転子鉄心の外周に主界磁の永久磁石を配置し、主界磁と直角方向に磁化された補助的な永久磁石を極間に配置し、さらに永久磁石の外周に高速時の遠心力に耐える保持リング(磁性材)を挿入して構成される。この構成より、従来不可能であった耐遠心力と高出力を同時に達成できることを明らかにしている。

第3章は、短いストローク範囲で大きな力を必要とするロボット等の電磁アクチュエー

タに適用する低速・高トルクの電動機に関する研究である。誘導子型回転機は他の回転機と比較して小形で高トルクの特徴を持っており、電磁アクチュエータ用電動機に適している。ここでは、この代表機種であるハイブリッド型ステッピングモータの特性と高トルク化について検討している。はじめに、空隙パーミアンスによるトルクの算出手法と同期機特性について明らかにしている。次に、得られた特性式をもとに高トルク化について検討し、鉄心歯の磁気飽和の影響を緩和する次の二方法を提案している。一つは界磁磁束と逆方向に磁化された永久磁石を鉄心歯間の溝に配置する新規の磁気構成による方法であり、もう一つは高飽和磁束密度材の Fe-Co-V 合金を鉄心に適用する方法である。実験結果より二方法を適用した試作機は従来の約 2 倍の高トルクを発生することが確認され、極めて高い力(トルク)密度が得られている。この方法を適用したハイブリッド型ステッピングモータにより高性能な電磁アクチュエータが実現可能となる。

第 4 章ではシステムを最適な状態で運転するために必要とされる可変速電動機の高性能化に関して論じている。電気自動車等の電気推進システムでは広範囲の可変速特性が要求されている。永久磁石電動機は低・中速領域では良好な可変速特性を持っているので、高速領域の特性を改善することにより広範囲で良好な可変速特性を得ることができる。永久磁石電動機の電圧をほぼ一定として、高速域を拡大するには一定な磁束を発生する永久磁石の磁束量を変化させる必要がある。最近、この方法として負の d 軸電流の電機子反作用を利用した等価弱め界磁制御が提案されている。ここでは、その制御に適した永久磁石回転機について提案し、従来の 2～3 倍の広範囲の可変速特性が得られている。また、磁界解析を用いて等価弱め界磁制御時の物理的挙動を明らかにし、貴重な知見が得られている。

第 5 章では永久磁石回転機の高性能化に必要な特性算出法、評価法、磁気設計法について論じている。希土類永久磁石により可能となった大空隙長の回転機における磁気設計手法について明らかにするため、高速・大容量の磁気カップリングのトルク解析について検討し、その解析精度を検証している。次に永久磁石回転機の固有の特性であるコギングトルクの特性解析、評価方法について明らかにし、コギングトルクの低減方法についても検討している。

第 6 章では本研究で得られた高性能な新規回転機におけるまとめと今後の展望について述べている。

参考文献

- [1] 田島, 鷺頭, 前川, 小幡: 「大型自動車発電ブレーキ制御システムの開発」, 東芝レビュー, Vol. 46, No. 8 (1991)
- [2] G. Braga, A. Farini: “ Synchronous Drive for Motorized Wheels without Gearbox for Light Rail Systems and Electric Cars ” , EPE-FIRENZE (1991).
- [3] J. L. Dutton: “ Advanced Electric Propulsion, Power Generation and Power Distribution ” , Naval Engineers Journal, March, pp. 45-50 (1994).
- [4] K. Magens: “ Permasyn[®] -Ein permanenterregter Synchronmotor für den Schiffsbetrieb ” , Jahrbuch der Schiffbautechnischen Gesellschaft 81, (1987).
- [5] R. K. Hoshide: “ Electric Motor Do's and Don'ts ” , Energy Engineering Vol. 91, No. 1, pp. 6-24 (1994).
- [6] Steve Mecker: “ What Makes a Motor More Efficient ” , EC&M, May, pp. 28-33 (1994).
- [7] 鷺頭, 堺, 他: 「高温永久磁石モータ」, 平成4年電気学会全国大会, No. 806
- [8] 遠藤, 堺, 他: 「高温サーボモータ」, 平成5年電気学会全国大会, No. 913
- [9] 鷺頭, 堺, 他: 「高温サーボアクチュエータ」, 第6回電磁力関連のダイナミックシンポジウム, No. 708 (1994)
- [10] 堺, 伊藤: 「最近の永久磁石回転電機」, OHM, 3月号, pp. 98-105 (1993)
- [11] 田中, 鈴木: 「超高速電動機駆動システム」, 電気学会誌, Vol. 105, No. 1, pp. 41-44 (1985)
- [12] 深尾: 「高速化する回転電機—その背景・開発例・展望—」, OHM, 7月号, pp. 29-32 (1986)
- [13] C. Haglon: “ Improving Power-to-Weight and Power-to-Size Ratios for Variable Speed Drives ” , ALSTHOM REVIEW, No. 9, pp. 53-60 (1987).
- [14] 見城, 新村: ステッピングモータの基礎と応用, 総合電子出版 (1983)
- [15] T. M. Jahns, G. B. Kliman, T. W. Newmann: “ Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable Speed Drives ” , IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol-22, pp. 738-747 (1986).
- [16] 大川, 山川: 永久磁石磁気回路の設計と応用, 総合電子出版, pp. 166-181 (1985)
- [17] 山元, 森: 「超高性能永久磁石の動向」, 電気学会誌, Vol. 109, No. 12, pp. 1017 (1989)
- [18] 佐川: 「ネオジウム—鉄—ボロン磁石」, 金属学会誌, 1月号, 18-22 (1993)
- [19] 「需要急増する Nd-Fe-B 系焼結磁石」, 日経ニュー・マテリアル, 10月22日号, pp47-53 (1990)

- [20] 藤井, 永田: 「希土類-鉄-窒化系化合物永久磁石」, 金属学会誌, 1月号, pp60-70 (1993)
- [21] 雨森: 「永久磁石とともに向上するモータの性能」, 電気学会誌, 9月号, pp775-779 (1993)
- [22] 秋山, 野村, 他: 「高性能ACサーボモータ RA10/20シリーズ」, 東芝レビュー, 38巻6号 (1983)
- [23] 森野, 堺, 他: 「ACサーボモータの磁束分布」, 昭和58年電気学会東京支部大会, No. 266
- [24] 井上, 堺, 他: 「ロボット用サーボモータの永久磁石とパワーデンシティ」, 昭和58年電気学会東京支部大会, No. 267
- [25] 森野, 堺, 他: 「低速・高トルクACサーボモータ」, 昭和60年電気学会全国大会, No. 799
- [26] 堺, 井上, 他: 「高出力アクチュエータ用DCブラシレスサーボモータの開発」, 昭和61年電気学会全国大会, No. 758
- [27] 井上, 堺, 他: 「分数溝電機子巻線を用いたサーボモータ」, 昭和62年電気学会全国大会, No. 767
- [28] 堺, 森野, 他: 「真空用速度・位置センサの開発」, 昭和63年電気学会全国大会, No. 1555
- [29] 森野, 堺, 他: 「真空環境下で使用可能なACサーボモータ」, 平成元年電気学会全国大会, No. 728
- [30] 上山: ニュードライブエレクトロニクス, 電気書院, pp. 259-278 (1984)

第2章 回転機の高速化

2.1 はじめに

回転機は駆動源、エネルギー源として装置に組み込まれて使用されるため小形・高出力であることが望まれる。特に宇宙・航空機、車載機器、船舶機器に搭載する発電機、電動機は軽量で高出力であることが最も重要である^{(1)・(2)・(3)・(4)}。

回転機の出力は(2.1.1)式で表すことができる^{(5)・(6)}。

$$P_o = B A \cos \alpha \pi D L v \quad \dots\dots\dots (2.1.1)$$

$$= F \pi D L v \quad \dots\dots\dots (2.1.2)$$

ここで、 P_o ：出力， B ：比磁気装荷（磁束密度）， A_c ：比電気装荷， α ：トルク角， D ：回転子の外径， L ：鉄心長， v ：回転子の周速， F ：単位面積当たりの平均の接線力，

高出力密度の指標となる空隙の単位面積当たりの出力は(2.1.3)式となる。

$$P_o / (\pi D L) = F v \quad \dots\dots\dots (2.1.3)$$

(2.1.3)式より出力密度を向上するには F 、及び v を大にすればよいことがわかる。

F は比電気装荷と比磁気装荷の積で表される。比電気装荷を増すにはコイルのアンペア導体数を増加すればよいが、同時に発熱量が増加するため絶縁物の耐熱特性を考慮して水冷却、油冷却を行う必要があるので装置としては複雑となる。また、コイルの占積率が大きくなるように絶縁物を薄くする方法があるが、耐電圧に限界がある。いずれの技術もかなり成熟しており、大幅な向上は望むことはできない。次に比磁気装荷を増加する方法としては高磁界を作る永久磁石、超電導磁石が考えられ、今後の材料開発により将来的にはさらに性能の向上が期待できる。

一方、速度である v を高くすれば比例して出力密度を高くすることができるので、高速化による出力密度の増加方法は効果的である。しかし、回転子に作用する遠心力が過大になるので回転子の強度が問題となる。従来の回転機を高速化した場合、この強度を含めて次のような問題が生じる。

(1) 誘導機・同期機^{(7)・(8)・(9)}

高速回転で過大な遠心力が生じて、回転子のコイル、エンドリング、回転子鉄心の歯が材料強度的に問題となり、回転子の周速が90~120m/sで強度上限界となる。また、スロットによる空間高調波で発生する回転子の表面損失、回転子の導体に生じる高調波電流による損失は増加する。さらに、同出力の低・中速回転機と比較すると(2.1.2)式からもわかるように高速機の回転子の体積は低・中速機より小さくなる。このため、回転子で発生する損失の密度は高くなり温度が上昇して、回転子内の温度分布が不均一になり、振動等が生じる。さらに回転子の熱膨張による軸受の負荷荷重を低減する必要がある。したがって、回転子の冷却を十分に考慮した技術が必要であるが、回転体である回転子を均一に効率よく冷却することはかなり難しく、機器の大形化も避けることができない。

(2) 永久磁石回転機⁽¹⁰⁾

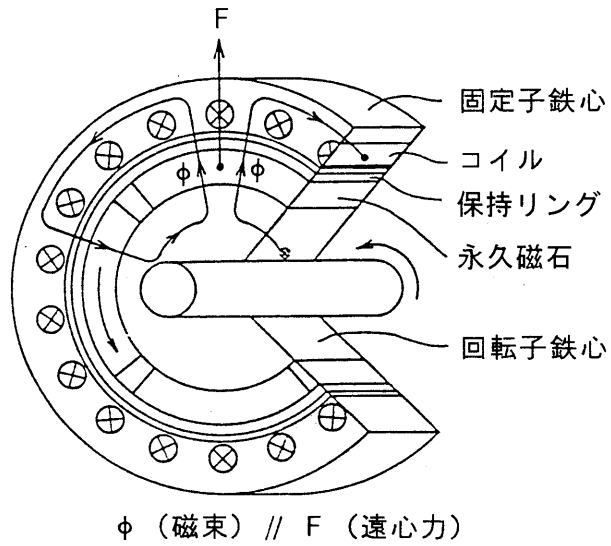
永久磁石回転機の界磁に永久磁石を適用するため、回転子で熱の発生がなく、一般的に冷却がほとんど不要である。さらに、回転子は永久磁石と塊状鉄心で構成されるため材料強度の弱いコイル、強度を低下させるスロットが無く、簡素・堅牢であり高速回転機に適している。

しかし、高速の永久磁石回転機は回転子の表面に配置された永久磁石が遠心力により飛散しないように、図 2.1.1 (a) に示す保持リングで永久磁石を覆う構成にしている。

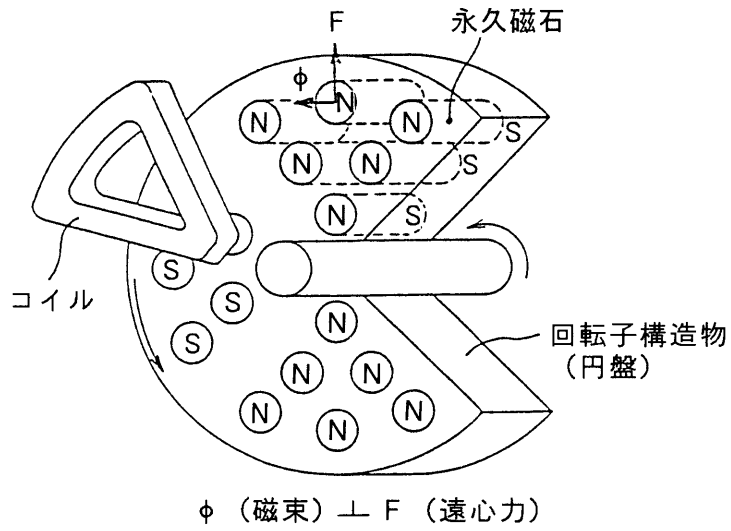
保持リングは隣極間で磁氣的に短絡されて磁束が漏れないように非磁性材のリングを用いるので、保持リングの厚み分も磁氣的な空隙長となり空隙の磁束密度がかなり低くなり、回転機の出力は低下する。

以上より、永久磁石回転機は回転子にコイルが無く、熱・機械的特性が優れており、高速化に適しているので、耐高速回転と比磁気装荷(磁束密度)の低下の抑制を同時に実現することができれば、高出力の高速回転機が得られる。

本研究ではこれらの問題点を解決する新規の超高速永久磁石回転機を創出している。アキシアルギャップ型(AGM)とラジアルギャップ型(RGM)の2つの代表的な回転機について検討し、新規回転機の構成・特徴、解析、試験結果について議論している。新規回転機は高性能永久磁石の特性を十分に活かした新しい構成により、従来不可能であった高速回転と高出力を同時に可能とし、さらに、新しい作用・効果、独自の優れた特性が得られることを明らかにしている。



(a) ラジアルギャップタイプ



(b) アクシシャルギャップタイプ

図2.1.1 超高速永久磁石回転機の基本構成

2. 2 アキシアルギャップ型回転機の高速度化

2. 2. 1 アキシアルギャップ型回転機の高速度化に関する課題

ラジアルギャップ型回転機は図 2. 1. 1 (a)に示すように遠心力方向と永久磁石の磁化方向が同一方向であるため、遠心力方向の非磁性の保持リングが厚くなる。この結果、磁気的空隙長は大となり、空隙磁束密度は低下して出力が減少する⁽¹⁰⁾。

一方、アキシアルギャップ型回転機は図 2. 1. 1 (b)に示すように遠心力方向(円盤の径方向厚み)と界磁磁束の方向が直交する関係であるため回転子の外周部(または保持リング)が磁気的空隙にならない利点がある。(以下、アキシアルギャップ型回転機をAGMと称す。)さらに、回転子の円盤に永久磁石を埋め込んだ回転子構造にすれば、回転子円盤自身が高速回転時における永久磁石の強固な保持機構となる^{(11)・(12)}。

このように永久磁石の保持に関しては、埋め込み型のAGMは超高速回転機に適しているが、従来のAGMと同様に高速化を行うには多くの問題がある。従来のAGMは1個の固定子と1個の円盤からなる回転子から構成されており、回転子と固定子には鉄心がある。このような構成の従来のAGMは次の問題点があるため高速回転が不可能であり、一般的に低速機として適用されている。

- 軸方向の磁界により固定子鉄心と回転子鉄心には軸方向に大きな磁気吸引力が生じる。このため、軸方向の過大な負荷荷重が軸受に作用し、自励振動等が生じることも考えられる。
- 出力を増加するには回転子の外径を大とするため、遠心力が大となり、危険速度(回転子の固有振動数)も低下して高速回転が困難となる。
- 円盤の鉄心により回転子のイナーシャは大となり、速度応答が遅くなる。
- 固定子の内周が短くなるため内径側コイルエンドのスペースが狭くなり、電気装荷(アンペア導体数)が小となる。

したがって、これらの問題点を解決すればAGMは永久磁石を強固に保持できるので超高速回転機として優れた特性を持つことが予想される。ここで提案した新規回転機はこれらの課題を解決し、高速化を図っている。

2. 2. 2 新規の超高速アキシアルギャップ型回転機

現在、高磁気エネルギー積である希土類永久磁石を適用した回転機は従来のフェライト磁石を希土類磁石に置換えることにより小形・高出力化を図ったものが主である。これらは高磁気エネルギー積の永久磁石による空隙磁束密度の増加を狙ったものである。しかし、高磁気エネルギー積の永久磁石により鉄心の歯の磁束密度は電磁鋼板の飽和磁束密度領域に近づいており、さらに永久磁石の磁気エネルギー積が増加すると歯は磁気飽和して永久磁石の特性を有効に活かすことができない。そこで使用する永久磁石の体積を減らして経済性の向上を目指すのみとなる。一方、高磁気エネルギー積の永久磁石が有する大きな保磁力の面より考えると、従来の永久磁石・電磁石では実現不可能な空隙長(例えば10mm)

を持つ新しい構成の回転機が可能となる。

ここでは、希土類永久磁石により可能となる大空隙長に着目して、回転子及び電機子に鉄心が不要となる新規の磁氣的構成を持つ超高速のAGMを創出している^{(13)・(14)・(15)・(16)}。

回転子は永久磁石が埋め込まれた多数の非磁性円盤で構成され、鉄心が不要である。電機子はエアギャップワインディングのモールドコイルから成り、コイルが多数の回転子円盤を挟み込む構成である。また、電機子は2分割にできる構成にする必要がある。

この構成により、回転子の構造物自身が高速回転時の永久磁石の強固な保持機構であり、さらに鉄心が不要であるので比重の小さい非磁性材が適用すれば軽量化が図れる。磁気回路は固定子両端のバックヨークと磁氣的に直列接続になる永久磁石で構成され、永久磁石の比透磁率が約1であるのでインダクタンスは極めて小となる。さらに出力増加は回転子円盤とコイルを多段にすればよく、鉄心の増加無しに出力増加ができる。

また、一般的に高速回転機は高周波によるリアクタンスと鉄損の増加を抑えるために極数の少ない2極機とする。しかし、小形化の面より検討すると次の理由により多極機の方が有利であり、本研究のAGMでは多極化を検討している。

- (1) 1極当たりの磁束量が小となるので電機子鉄心(ヨーク)の厚みを薄くできる。
- (2) コイルの隣極へのわたりの長さが短くなり、コイルエンドを短くできる。特に、AGMは内側のコイルエンドのスペースが狭くなるため、短いコイルエンドは電気装荷の増加に効果的である。

2.2.2.1 新規アキシアルギャップ型回転機の基本構成

新規AGMは回転子に複数の円盤を持っており、2個の円盤を持つAGMを基本構成とする。この軸方向断面を図2.2.1に示しており、基本的構成について次に述べる。以下、2個の円盤を持つAGMをAGM2と称す。

(固定子) 電機子は鉄心が無く、エポキシ樹脂でモールドした円盤状のコイルから構成され、固定子は軸方向に並べた3個の円盤状のモールドコイルを両側の2つのヨークで挟み込む構成としている。2つのヨーク側モールドコイルの厚みは10mm、回転子円盤間の中央のモールドコイルの厚みは22mmである。ヨークはケイ素鋼板(厚さ0.2mm)をスパイラル状に巻いた円盤構造である。

新規AGMは回転子に複数の円盤を持つため、図2.2.3に示すように回転子円盤で挟み込まれる内側のモールドコイルは軸に平行な面で2分割が可能でなければ、組立が困難である。このため、次のようなコイルの配置と接続を行うことによりモールドコイルの2分割を可能としている⁽¹⁷⁾。同極のコイルを並列して配置することによりコイルは同極間に異極(イメージポール)をつくる。2分割面にこの異極が生じるように同極コイルを配置すればよい。これにより、コイルを切断せずに2分割が可能となる。この電機子コイルの構成と形成される極を図2.2.2に示す。1相1極当たりのコイル数 N_{cph} は以下のようになり、電機子巻線は分数溝巻線となる。

$$N_{cph} = 3 \text{相} \times 6 \text{コイル} / (3 \text{相} \times 12 \text{極}) = 1/2$$

また、本電機子巻線は図2.2.2に示すようにコイルエンド部の長さが各相で異なる3

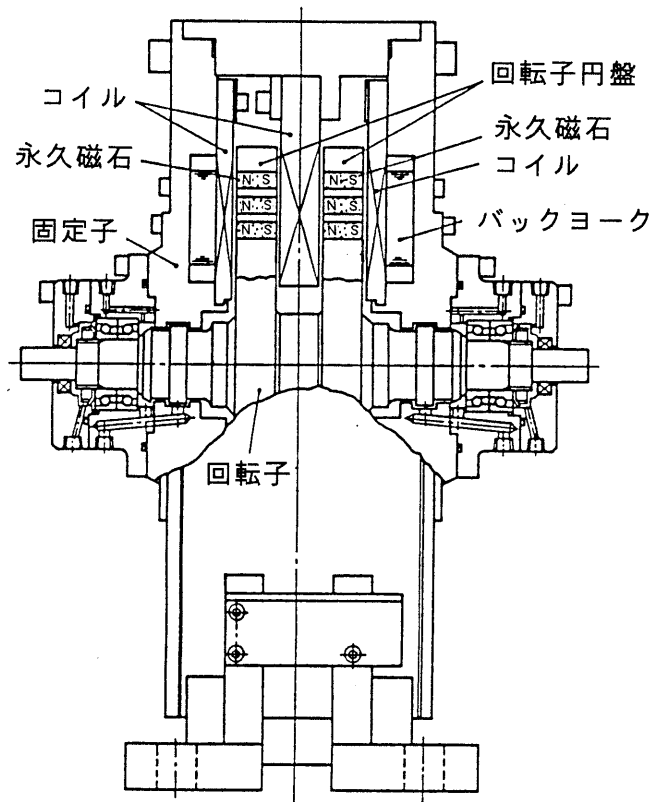


図2.2.1 AGM 2の基本構成

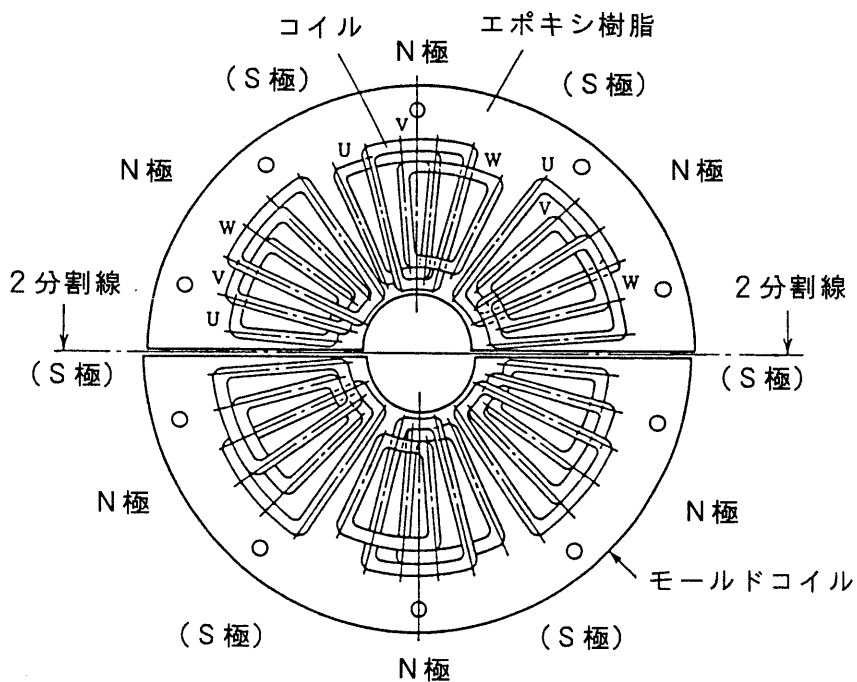


図2.2.2 2分割のモールドコイル

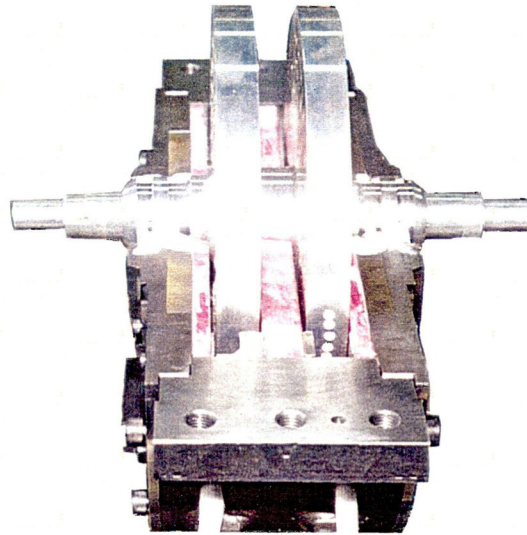


図2.2.3 2分割したAGM2

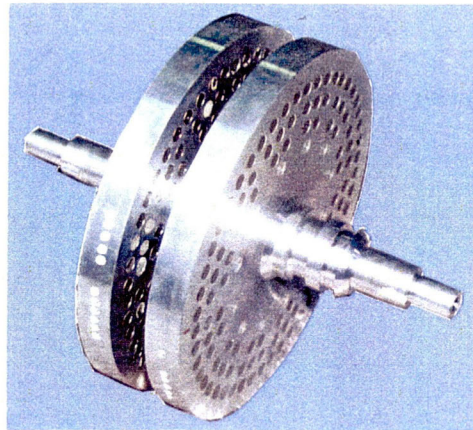


図2.2.4 AGM2の回転子

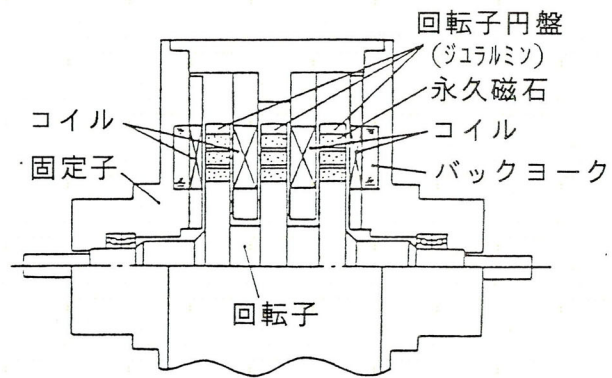


図2.2.5 AGM 3の構成

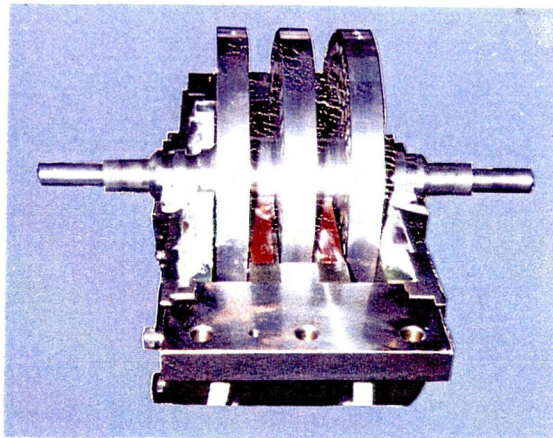


図2.2.6 2分割したAGM 3

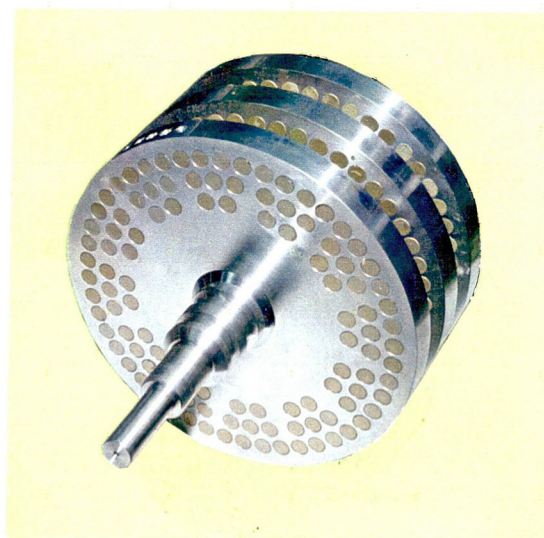


図2.2.7 AGM 3の回轉子

種類のコイルから回転磁界の極が形成される。したがって、コイルエンド部分で3相のコイルが重なり合わないため、コイルエンドの厚みは薄くなりコイルの導体数(電気装荷は大)を多くすることができる。このとき、3相のインピーダンスが等しくなるように各相の巻線は大、中、小の3種類のコイルを接続して構成されている。

(回転子) 回転子は図2.2.4に示すように2個の円盤からなり、円盤には軸方向に磁化された円柱の希土類永久磁石が穴に埋め込まれている。1つの磁極は9個の永久磁石(外径10mm-長さ24mm)から形成されている。さらに、2個の円盤内の永久磁石が作る磁気回路は、図2.2.1に示すように回転軸で同一方向に界磁(N極-S極, N極-S極)を形成している。したがって、界磁の磁気回路は起磁力源と磁路の両方を兼ねた軸方向に磁化された永久磁石とブラケットにある2つのヨークから形成される。永久磁石はNd-Fe-B系磁石であり、回転子円盤の材料は非磁性の超ジュラルミン材である。

2.2.2.2 特徴

新規AGMは特殊な構成であるので、次のような特徴を得ることができる。

(高速化)

- 回転子の構造物自身が永久磁石の保持機構となり、別途、保持機構を必要とせず超高速回転に十分に耐え得る。さらに多数の円柱磁石により1極が形成されるので遠心力による応力を分散できる。
- 鉄心が不要である回転子は円盤に非磁性材が使用できるので軽量・高強度のジュラルミンが適用できる。軽量化により回転子の危険速度が向上し、イナーシャも小にできる。円盤をFRP(強化繊維樹脂)で構成すれば、さらに軽量・高強度化を実現できる。この比較として表2.2.1に各材料を円盤に適用したAGM2の回転子の重量を示す。

表2.2.1 各材料からなる回転子の重量比較

回転子の材料	回転子の重量
鉄	21.6kg (100%)
ジュラルミン(試作機)	9.5kg (44.7%)
FRP(強化繊維樹脂)	6.7kg (30.9%)

- 回転子円盤の両面に空隙があるため二つの空隙間で作用する軸方向磁気吸引力が相殺される。また、永久磁石からみた磁気的空隙長は大であるので(ヨークと永久磁石間の距離:12mm)、磁気吸引力による軸受への負荷荷重は極めて小である。

(出力増加)

2つのヨーク間において、回転子円盤と電機子のモールドコイルのみを次々と増加してタンデムに多段にして出力を増加できる。また、磁性材は永久磁石のみ増加となるので重量当たりの出力はさらに大となる。当然、鉄損の増加もないので、多段になるにつれて効率が向上すると考えられる。

(メンテナンス性向上)

電機子巻線は2分割することができるので、固定子の分割が可能となり、回転機のメン

テナンス性が向上する。

(特性向上)

エアギャップワインディングと鉄心の無い回転子の構成は次の効果をもたらす。

- 電機子反作用による永久磁石の減磁界が鉄心歯のある永久磁石電動機の数十分の一になるので、永久磁石の減磁を考慮したときの比電気装荷を十分に大きくとることができる。これより、大きなアンペアターンが必要となる回転機の大容量化(数百kW以上)が容易となる^{(18)・(19)}。(付録2.1参照)
- 磁気的空隙長は著しく大となるため、インダクタンスは一般電動機の百分の一程度になり、高速回転(高周波)時の力率と効率が向上する。(付録2.1参照)
- 鉄心歯がないため、空隙のパーミアンスは一定となり、リラクタンストルク、コギングトルクは発生しない。また、永久磁石とヨーク間の距離は12mmであるため、永久磁石の配置の誤差(磁極の非対称)、回転子の偏心による磁気的不平衡の影響は小さくなり、これらの要因で生じるトルク脈動は微小になる。
- 1.5T以上の高磁束密度となる鉄心歯が無く、円盤間のコイルは無鉄心であるため、鉄損が著しく小となる。新AGMの磁性材の体積は鉄心歯がある場合と比較して体積で60%減少している。

2.2.2.3 試作機

固定子の内・外径または界磁の内・外径は、ラジアル型回転機の回転子外径の決定と同様に回転機の性能を左右する重要な設計パラメータである⁽²⁰⁾。

(最大出力と回転機の形状パラメータの関係)

AGMの比磁気装荷Bと比電気装荷Acは次式で表される。

$$B = P \phi / [\pi / 4 \cdot (D_o^2 - D_i^2)] \dots\dots\dots (2.2.1)$$

$$Ac = 2 m N p I / [\pi / 2 \cdot (D_o + D_i)] \dots\dots\dots (2.2.2)$$

ここに、Ac：比電気装荷(A/m)， B：比磁気装荷(T)， n：回転数(rps)，
Do：実効空隙部の外径(m)， Di：実効空隙部の内径(m)， φ：磁束/極(Wb)，
P：極数， m：相数

これより、出力Poは次式で表すことができる。(付録2.3参照)

$$Po = ka(k^2 - 1)(k + 1) / k^3 \cdot n \cdot Do^3 \dots\dots\dots (2.2.3)$$

ここに、Po：出力(VA)， ka=2.74k BAc， k = Do/Di，

Doは回転機の外径寸法より決められる値であり一定とすると、∂Po/∂kより最大出力となる最適な値は k=1.73 となる。

(最大出力とイナーシャの関係)

イナーシャをJ(N・m²)とすると、Po/Jが最大となるのは k=1.51のときである。

(付録2.4参照)

以上より、AGMの最適値は1.51 ≤ k ≤ 1.73となる。これより、試作機ではk = Do/Di = 230mm/150mm = 1.53に選定した設計となっている。

試作機はAGM2と、AGM2の出力を増加させた例として3個の回転子円盤を持つA

GM (AGM3)である。それらの諸元を表2.2.2に示す。AGM3ではAGM2の永久磁石より磁気エネルギー積の高い永久磁石を使用している。さらに、AGM3では、磁極を構成する9個の永久磁石の大きさが異なり、円盤の外周側から10mm、11mm、12mmの外径の永久磁石を配置している。これは遠心力が小となる内周の永久磁石の体積を大とすることにより、磁気装荷を増加している。AGM3の断面を図2.2.5、AGM3の固定子を分割したときの外観を図2.2.6、回転子を図2.2.7に示す^{(2.1)・(2.2)}。

表2.2.2 新規AGMの諸元

	AGM2	AGM3
相数	3	3
極数	12	12
コイル数	18	18
出力 [kW]	8	40
回転数 [rpm]	20000	20000
電圧 [V]	210	420
電流 [A]	30	60
円盤の外径 [mm]	250	250
円盤の長さ [mm]	24	24
永久磁石 エネルギー積 [kJ/m ³]	Nd-Fe-B 285	Nd-Fe-B 318
残留磁束密度 [T]	1.21	1.29

2.2.3 磁界解析^{(1.6)・(2.1)・(2.3)}

磁束分布及び誘起電圧を把握することは回転機的能力、基本特性を知る重要な項目である。新規AGMは軸方向の界磁の磁界と周方向の回転磁界が分布するため、磁束は三次元に分布する。さらに大空隙長のため漏れ磁束は複雑となる。このため、有限要素法を用いた磁界解析により精度良く回転機の基本特性を把握する必要がある。

2.2.3.1 永久磁石を含む磁界解析の基本式^{(2.4)・(2.5)}

解析対象内に永久磁石を含むときの磁界解析の基本式は以下となる。

Sm-Co、Nd-Fe-B等の希土類磁石の磁気特性を示す減磁曲線では、磁束密度と磁界の強さは比例しており、永久磁石の特性は(2.2.4)式として取り扱うことができる^{(2.6)・(2.7)}。

$$B = \mu_r H + Br \quad \dots \dots \dots (2.2.4)$$

ここに、B：磁束密度、 μ_r ：可逆透磁率、H：磁界の強さ、Br：残留磁束密度
マクスウェルの方程式より

$$\text{rot}H = J \quad \dots \dots \dots (2.2.5)$$

ここに、 J ：強制電流密度

(2.2.4)式, (2.2.5)式より

$$\text{rot } \frac{B}{\mu_r} = J + J_m \quad \dots\dots\dots (2.2.6)$$

ここに、 J_m は等価磁化電流密度であり、(2.2.7)式で表される。

$$J_m = \text{rot } \frac{B}{\mu_r} \quad \dots\dots\dots (2.2.7)$$

$B = \text{rot } A$ を(2.2.6)式に代入すると解析の基本式が得られる。

$$\text{rot } \left(\text{rot } \frac{A}{\mu_r} \right) = J + J_m \quad \dots\dots\dots (2.2.8)$$

ここに、 A ：磁気ベクトルポテンシャル

2. 2. 3. 2 解析方法・モデル化

解析モデルは図2.2.8に示すような1極を解析領域とし、AGM2、AGM3について有限要素法を用いた二次元、及び三次元の磁界解析を行っている。

二次元解析について述べる。回転子円盤において回転軸から同一半径に配置された磁石の中心断面を1つの解析領域とする。1極において永久磁石は外周から4個、3個、2個と配置されている。したがって、1極分の解析では前記の軸方向断面の解析を3回行うことになる。その3回の解析により得られた磁束を加え合わせて、1極当たりの磁束量を得る。また、円柱磁石は等価な立方体に置換して解析を行う。各回転機における最外周部の磁石を含む断面の磁束分布をそれぞれ図2.2.9(a), (b)に示す。

三次元解析は図2.2.10(a), (b)に示すモデルで行う。境界条件は極間を周期境界とし、モデルの軸方向の両端と内外周の外側には空気層を設け、また固定境界を設定している。各回転機のモデルの節点数と要素数を表2.2.3に示し、モデルは図2.2.10に示されるように要素に分割されている。なお、この要素分割図は永久磁石が見れるように回転子円盤を省略して表示している。

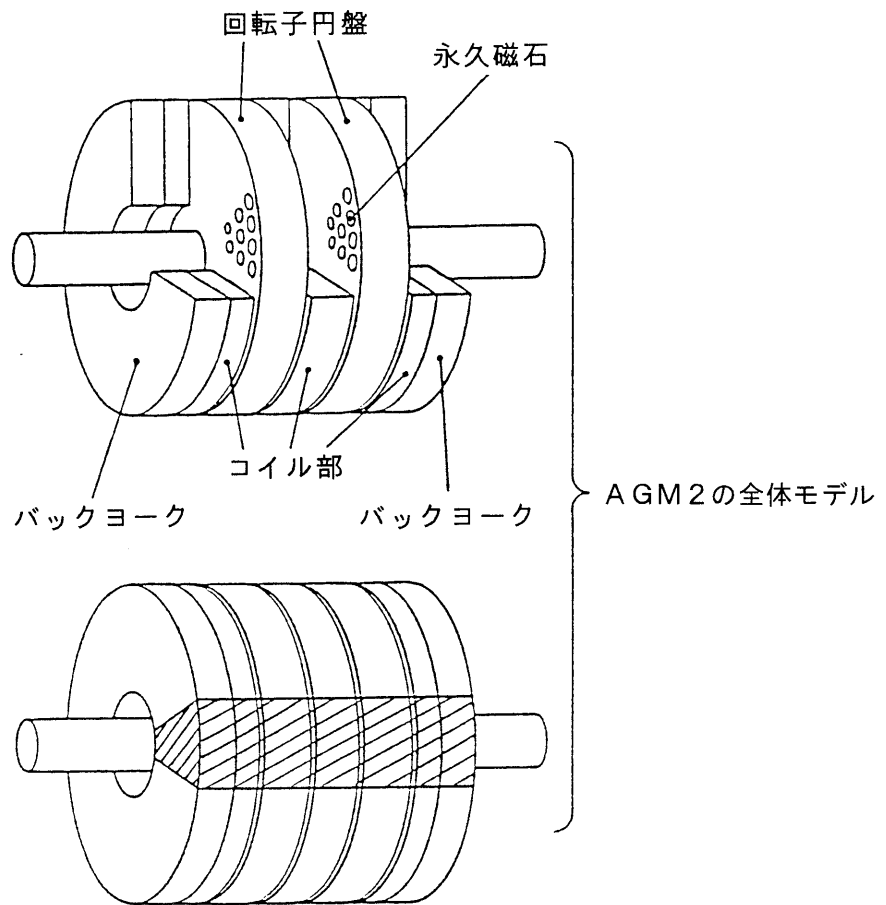
また、新AGMは従来機と磁氣的構成も大きく異なっているため次のような方法で解析精度を向上している。

各相の電機子コイルはコイルエンドが重なり合わないようコイルエンド部の長さが異なり3種類ある。さらにエアギャップワインディングであり、磁氣的な空隙長が大であるのでコイルエンド部の漏れ磁束を無視することはできない。したがって、解析モデルでは試作機と同様にコイルエンド長の異なる3種類のコイルで構成したモデルとしている。

また、コイル部においても磁性材が無いので内部の磁束分布は均一でないことが予想される。したがって、解析で各1ターン毎のコイルの鎖交磁束を求めて各1ターンの鎖交磁束の和から総鎖交磁束量を計算している。誘起電圧はこの鎖交磁束量を微分し、巻線係数、コイルの接続を考慮して求める。

2. 2. 3. 3 解析結果

各モデル機の磁束密度分布は図2.2.11(a), (b)に示すようになる。漏れ磁束によりコイル内で磁束密度が均一でないことがわかる。AGM2の磁束密度は回転子円盤間のコイル



↓ 斜線部（1極分）を解析

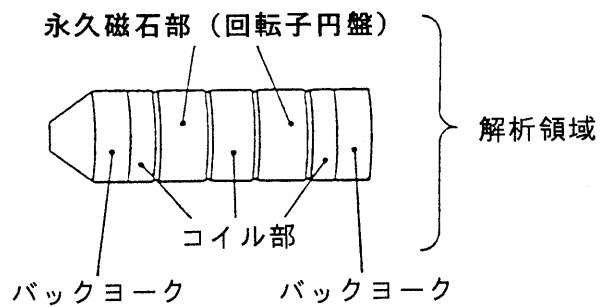
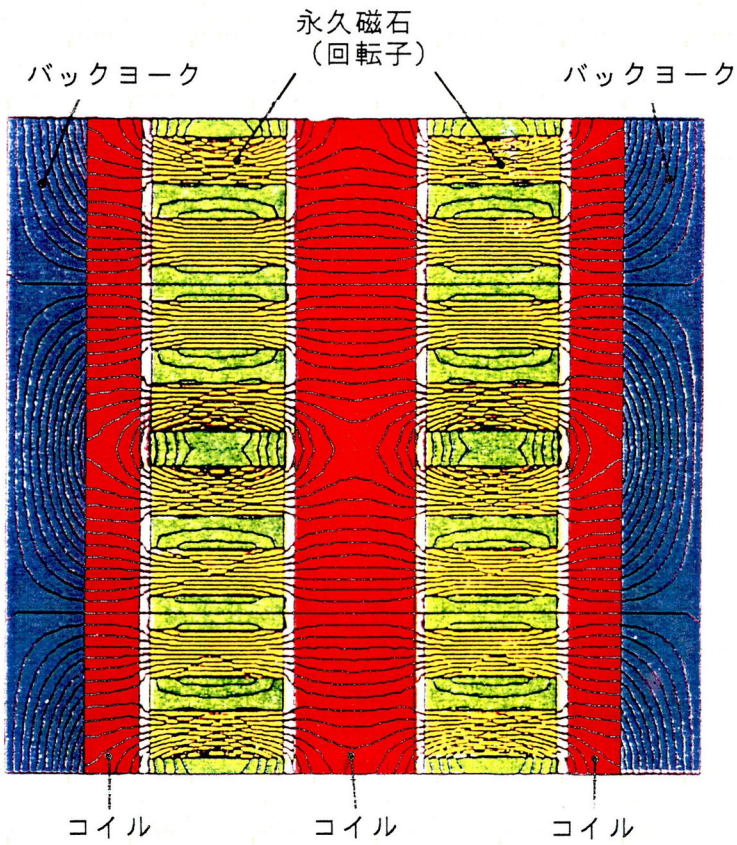


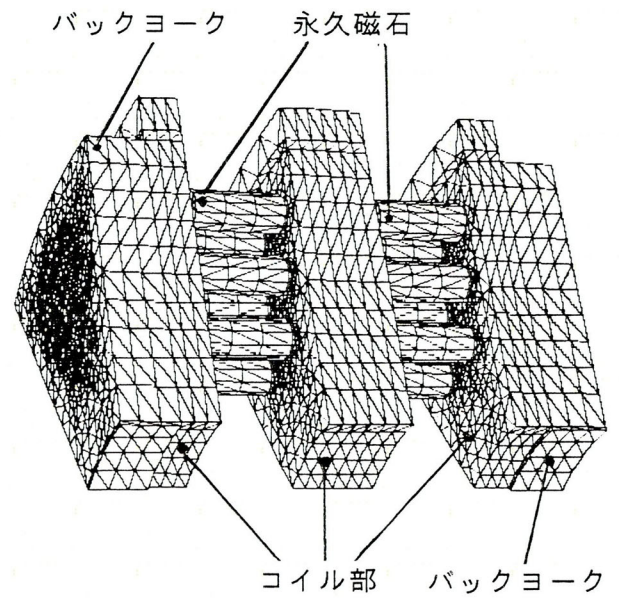
図2.2.8 解析モデル

表2.2.3 節点数と要素数

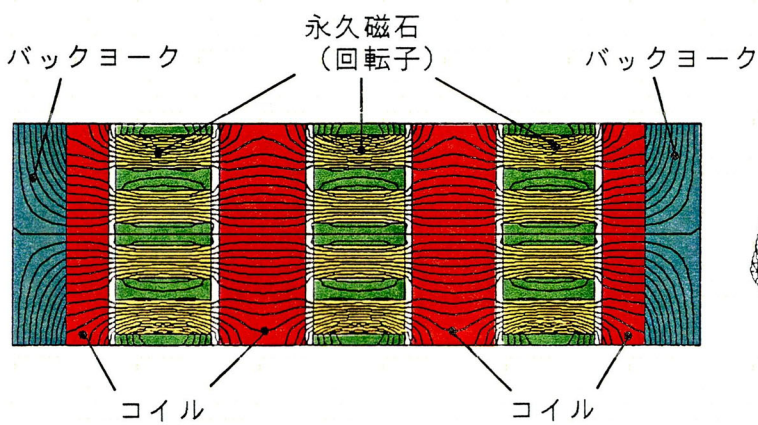
	節点数	要素数
AGM2	18,000~22,000	29,000~35,000
AGM3	23,000~26,000	37,000~41,000



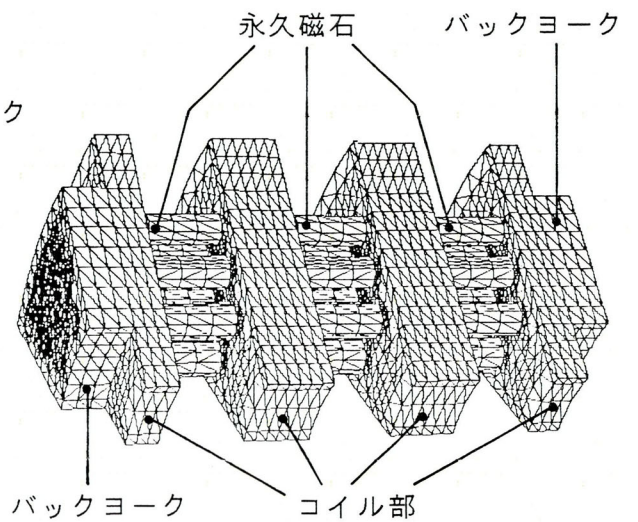
(a) AGM 2



(a) AGM 2



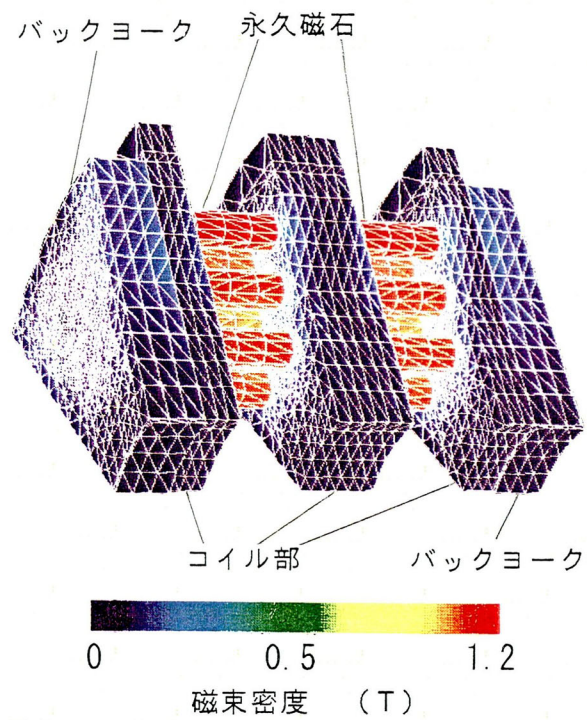
(b) AGM 3



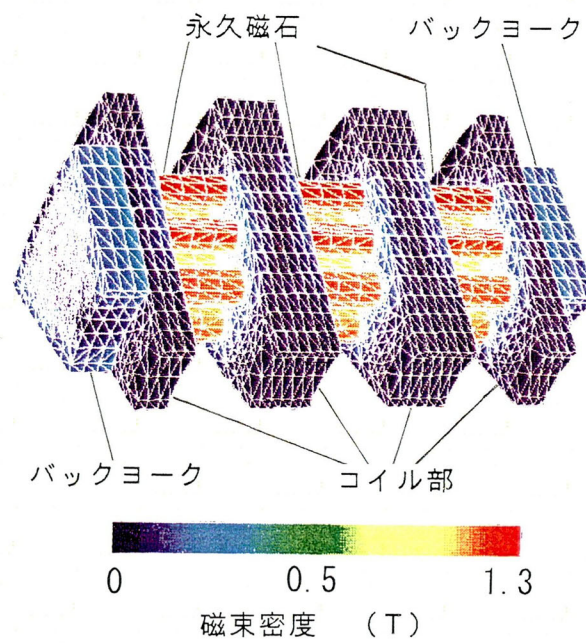
(b) AGM 3

図2.2.9 磁束分布

図2.2.10 三次元解析モデル



(a) A G M 2



(b) A G M 3

図2.2.11 磁束密度分布

ルで0.16～0.25T、ヨーク側コイルで0.17～0.25Tであり、ヨークの最大磁束密度は0.29Tである。AGM3の磁束密度は回転子円盤間のコイルで0.19～0.28T、ヨーク側コイルで0.19～0.28Tであり、ヨークの最大磁束密度は0.29Tである。全体的にAGM3の磁束密度はAGM2の1.2～1.3倍高くなっている。

AGM3において、磁気装荷と電気装荷の比をかえた場合の解析を行って検討した。コイル厚を1/2にした場合、磁束密度は回転子円盤間のコイルで0.29～0.37T、ヨーク側コイルで0.29～0.37Tであり、ヨークの最大磁束密度は0.45Tとなり、約1.5倍の磁気装荷が期待できる。

次に解析値より算出した誘起電圧について検討する。ヨーク側にあるコイルと回転子円盤間にある内部コイルにおける鎖交磁束の平均値と線間の誘起電圧の解析値を表2.2.4に示す。ヨーク側コイルと内部コイルの鎖交磁束はほぼ同一であることから、内部コイル部において漏れ磁束がヨーク側コイルと比較して増えることなく、鎖交磁束はほぼ同一であることがわかる。したがって、内部コイルと回転子を軸方向に多段にして増やすことにより、円盤の個数にほぼ比例して出力を増加できることが推定される。

二次元解析値と三次元解析値を比較すると表2.2.4よりほぼ近い値が得られており、三次元的な磁束分布となる本モデル機の特長解析として、本方法の二次元解析も適用することができると思われる。

表 2.2.4 磁界解析値

	AGM2		AGM3	
	二次元	三次元	二次元	三次元
鎖交磁束 [Wb]				
ヨーク側コイル	3.12E-4	2.74E-4	3.35E-4	3.46E-4
内部コイル	2.96E-4	2.59E-4	3.35E-4	3.40E-4
線間誘起電圧 [V]	224.5	196.8	866.4	886.1

2.2.4 回転軸系の固有振動解析^{(15), (16)}

2.2.4.1 解析方法・モデル化⁽²⁸⁾

高速回転体では回転上昇途中で軸の固有振動数と軸の回転数が一致すると共振して危険な状態となる。そのため運転速度と危険速度を十分に離調させて機器の安全性を確保する必要がある。軸系の固有振動解析は危険速度を評価する上で重要な設計項目である。ここでは目標回転数を20,000rpmとし、有限要素法により回転軸系の振動解析を行っている。

非減衰系として有限要素法のはり要素を用いて軸系の運動方程式を誘導すると(2.2.9)式が得られる。

$$[M] \ddot{x} + [K] x = f \quad \dots\dots\dots (2.2.9)$$

ここに、 $[M]$: 軸系の質量行列, $[K]$: 剛性行列, x : 変位ベクトル,

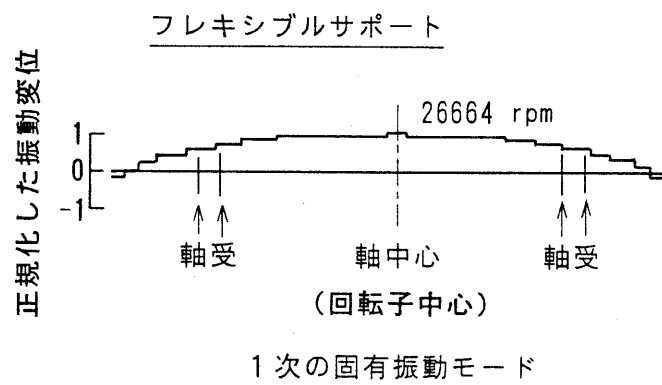
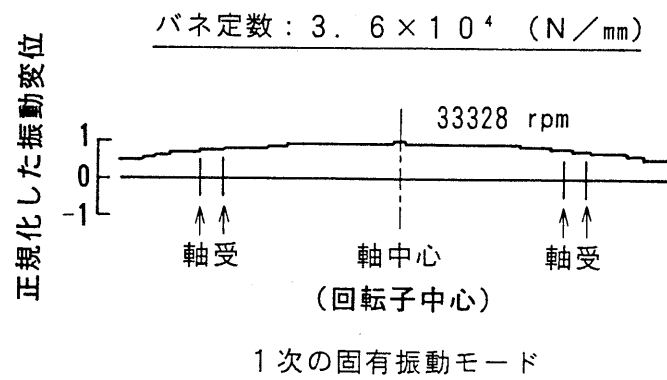


図2.2.12 回転軸系固有振動解析

f : 外力ベクトル

本軸系は軸受により等方性支持されていることから二次元問題として取り扱うことができる。軸系の固有振動特性を評価するために(2.2.9)式の斉次解を求める。

すなわち、(2.2.9)式において右辺の外力ベクトルを $f = 0$ として、

$$x = u e^{j\omega t} \dots\dots\dots (2.2.10)$$

が成り立つとする。

ここに、 $j = \sqrt{-1}$ 、 u : 固有振動モード、 ω : 角固有振動数

このとき次式が得られる。

$$\omega^2 [M] u = [K] u \dots\dots\dots (2.2.11)$$

(2.2.11)式で表される固有値問題を解けば、固有振動数、固有振動モードが求められる。解析対象の回転子は片側2列の軸受を両端2カ所に配置し、計4個の軸受で回転子を支持する構成で、軸受のラジアル方向ばね定数 kb は(2.2.12)式で得られた値(付録2.5参照)として解析を行っている。

$$kb = \partial Fr / \partial \delta \dots\dots\dots (2.2.12)$$

ここに、 Fr : ラジアル荷重、 δ ラジアル方向変位量

2.2.4.2 解析結果

AGM2における軸系の曲げの実固有振動解析結果を図2.2.12に示す。AGM2の回転子では1次の危険速度は33,328rpmとなり、目標回転数の20,000rpmより十分に大である。1次危険速度が運転速度から20%以上離れた範囲であり、回転子は安定に回転することが予想される。また、回転子をフレキシブルサポートとしたときの危険速度は26,664rpmである。1次の固有振動モードは図2.2.12(a),(b)に示すように平坦であるため、回転子の剛性が高く、回転子のバランスが容易にとれることがわかる。

AGM3の回転子では1次の危険速度は26,146rpmとなり、20,000rpmより十分に大である。これより、AGM3も同様に安定した高速回転が得られることが推定できる。

2.2.5 実験^{(15),(16)}

2.2.5.1 超高速回転実験⁽²⁹⁾

回転子が高速回転したときの強度と振動特性を確認するため、図2.2.13に示す超高速回転疲労破壊試験装置を用いて以下のような高速回転実験を行う。試作機の回転子をエア・タービンの下に鉛直方向に直結し、エア・タービンを駆動して目標とする回転数まで回転を上昇させる。同時に回転子軸の上部先端部付近にある渦電流式変位センサにて回転子の振れを測定する。

AGM2の回転子の軸変位量と回転数の関係を図2.2.14に示す。20,000rpmにおける回転子の変位は20~40 μ mであり、高速回転において回転子は振動が微小であり、安定して静かに回転している。さらに、図2.2.14に示すように高速になるにつれて振動は小となっている。これは、回転子は剛性が高く、かつ高速で安定し易いためである。

同時に、高速回転時において軸の変位量が増加しないことは、遠心力による円盤材料の伸びがないことになり、回転子の強度も十分にあることが確認された。

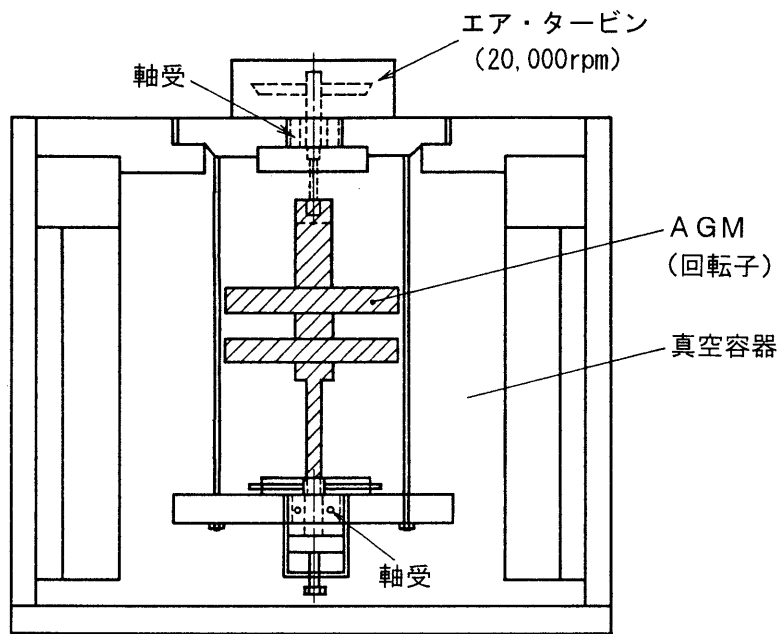


図2.2.13 超高速回転疲労破壊試験装置

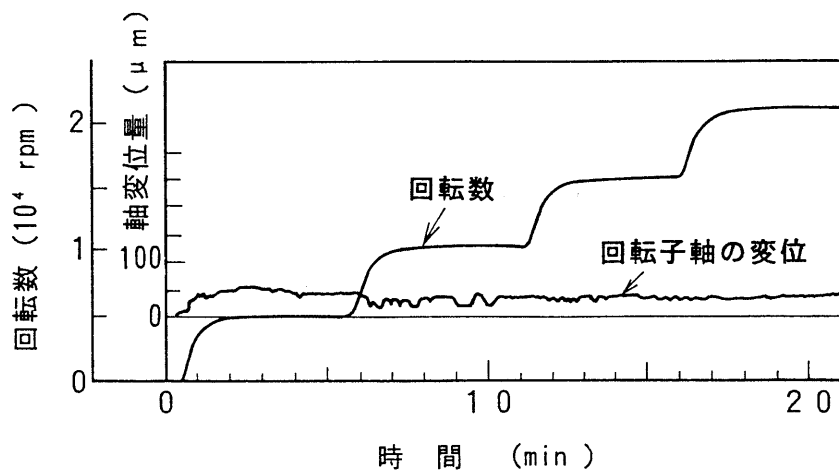


図2.2.14 超高速回転特性

2.2.5.2 誘起電圧

各試作機を電動機に直結して回転させ、各コイル及び出力端子の線間の誘起電圧を測定する。永久磁石が形成する界磁の磁束は一定であるので、図2.2.15に示すように誘起電圧は回転数に比例し、誘起電圧定数は次の値が得られている。

AGM2の線間誘起電圧：0.0102 V/rpm

AGM3の線間誘起電圧：0.0206 V/rpm

実験値と解析値を比較すると表2.2.5の値となる。軸方向断面における各々の永久磁石間のパーミアンスを考慮した二次元磁界解析値は実験値に比較的よく一致している。しかし、半径方向の永久磁石間の漏れ磁束を考慮できないため実験値より大きくなっている。三次元解析値では実験値に対する誤差はAGM2では-3.5%、AGM3では7.8%であり、よく一致している。AGM3の解析誤差が大きくなっている原因は解析モデルのコイルエンドが直線上あるのに対して実機のコイルエンドは屈曲しており、鎖交磁束量は小となるためと推定される。屈曲したコイルエンドを模擬したモデルにすれば実験値とほぼ同一となると思われる。

つぎにAGM2において各2分割のモールドコイルの相誘起電圧を図2.2.16に示す。ヨーク側コイル①, ④と中央コイル②, ③の誘起電圧はほぼ同一であり、各コイルの鎖交磁束は同一であることが確認された。これは表2.2.4の磁界解析結果と一致しており、コイル数(回転子円盤の数)に比例して回転機の出力は増加することが推定される。

表2.2.5 誘起電圧の解析値と実験値の比較 [V]

		AGM2	AGM3
解析値	二次元	224.5 (110.0%)	866.4 (105.4%)
	三次元	196.8 (96.5%)	886.1 (107.8%)
実験値		204.0 (100%)	822.0 (100%)

2.2.5.3 電動機特性実験

2台のAGM2の出力軸を直結して一方を電動機とし、他方は発電機として動作させて特性実験を行う。電動機の駆動電源には高周波インバータを使用し、次のようにして駆動する。インバータは低周波(5~10Hz)の電圧を発生させた状態として電動機を同期投入する。その後、(出力電圧/周波数)を一定に制御して周波数を上昇し、目標速度まで電動機を加速する。実験に用いたインバータの最高出力周波数は953Hzであり、12極のAGM2の最高回転数は9,530rpmとなる。

(1) 固定損失算出実験⁽³⁰⁾

回転機を一定の回転数で駆動させた状態で、電源を遮断して惰性で自然減速させる。回転子が減速・停止するのは、回転機が持っていた運動エネルギーが鉄損と機械損(風損・摩擦損)の熱エネルギーとなり消費されるためである。この現象を利用して回転機の固定損失を測定する。電源遮断から停止までの間、一定時間毎に瞬間速度を測定して回転数と

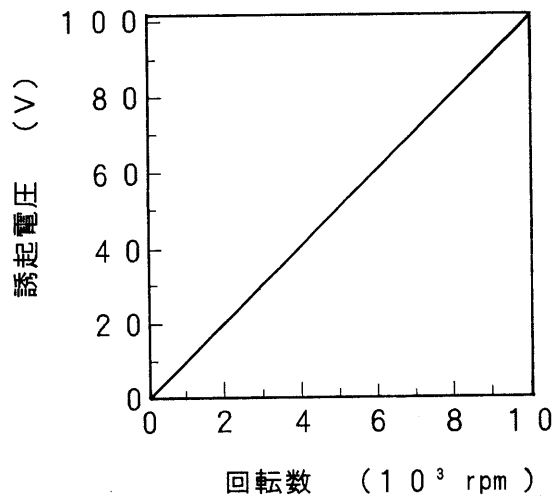


図2.2.15 AGM2の誘起電圧（線間）

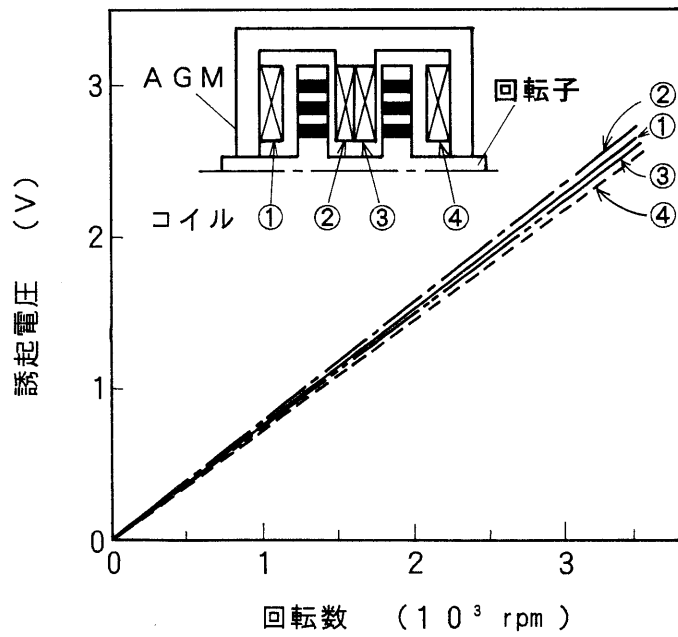


図2.2.16 各コイルの誘起電圧（相）

時間の曲線を得る。この曲線の接線の傾きを求めて、(2.2.13)式より損失を計算する。

$$WL = GD^2 \times 2.74 (dN/dt)_{N_0} \times N_0 \times 10^{-6} \quad [\text{kW}] \quad \dots\dots\dots (2.2.13)$$

ここに、 GD^2 ：慣性能率 $[\text{kg}\cdot\text{m}^2]$ ， $(dN/dt)_{N_0}$ ：減速率（図2.2.17の N_0 の点における曲線の接線の傾き）， N_0 ：回転数 $[\text{rpm}]$ ，

測定した回転数と時間の関係を図2.2.17に示す。この曲線で9,530rpmにおける接線の傾き $(dN/dt)_{N_0}$ は140であり、(2.2.13)式に代入するとAGM2の2台分の損失が求まり、1台のAGM2の損失は $WL/2 = 1.15 \text{ [kW]}$ となる。

凹凸の無い円盤のため風損は小であると思われるが、かなり大きな値となっている。この要因としては、強制油潤滑とした軸受で使用する油の圧力が高く、シール部を含めた軸受部で発生する油の抵抗による損失が増加したこと、内部に漏れて溜まった油が回転子円盤と接触して損失となったことが考えられる。

(2) 負荷実験

電動機と直結した発電機の出力を抵抗で調整して電動機の負荷特性を把握する。回転数が9,530rpmのときに得られた測定値を以下に示す。

- ・ 発電機出力 P_g : 2.6 [kW]
- ・ 発電機固定損 $WL/2$: 1.15 [kW]
- ・ 発電機銅損 $3kcI^2R_{ac}$: 0.25 [kW]
- ・ 発電機電流 I : 17.5 [A]
- ・ 電動機入力(皮相電力) : 5.7 [kVA]
(有効電力) : 5.6 [kW]

電動機出力 P_{o2} は(2.2.14)式で表され、上記の測定値を代入して算出する。

$$P_{o2} = P_g + WL/2 + 3kcI^2R_{ac} \quad \dots\dots\dots (2.2.14)$$

P_g ：発電機出力， R_{ac} ：交流抵抗、 kc ：係数

(2.2.14)式より、出力 P_{o2} 、力率 ζ は次の値が得られた。

$$P_{o2} = 4.0 \text{ kW}、\zeta = 0.98$$

力率は高周波(高速回転)においても0.98の高い値となっている。これはコアレスと永久磁石により得られる低インダクタンスの効果によるものと考えられる。

(回転数20,000rpm時の特性の推定)

出力は回転数にほぼ比例するため9,530rpmの特性値から20,000rpm時の出力を算出する。実際には固定損失が増加するため実際の出力は推定出力より幾分低下する。

$$P_o = 4.0 \times 20,000 / 9,530 = 8.39 \text{ [kW]}$$

(6ターン時の特性の推定)

AGM2はモデルとしての試作のためコイルスペースに十分余裕があり、コイルの試し巻きによりコイルは6ターン巻けることが確認されている。コイルを2ターンから6ターンにしたときの電動機出力は3倍になり、25.2kWと推定される。

(3) 温度特性

AGM2が9,530rpmで回転しているときの負荷時の温度特性結果を表2.2.6に示す。における電動機負荷特性実験時の各部の温度と温度上昇値を表2.2.6に示す。コイルの

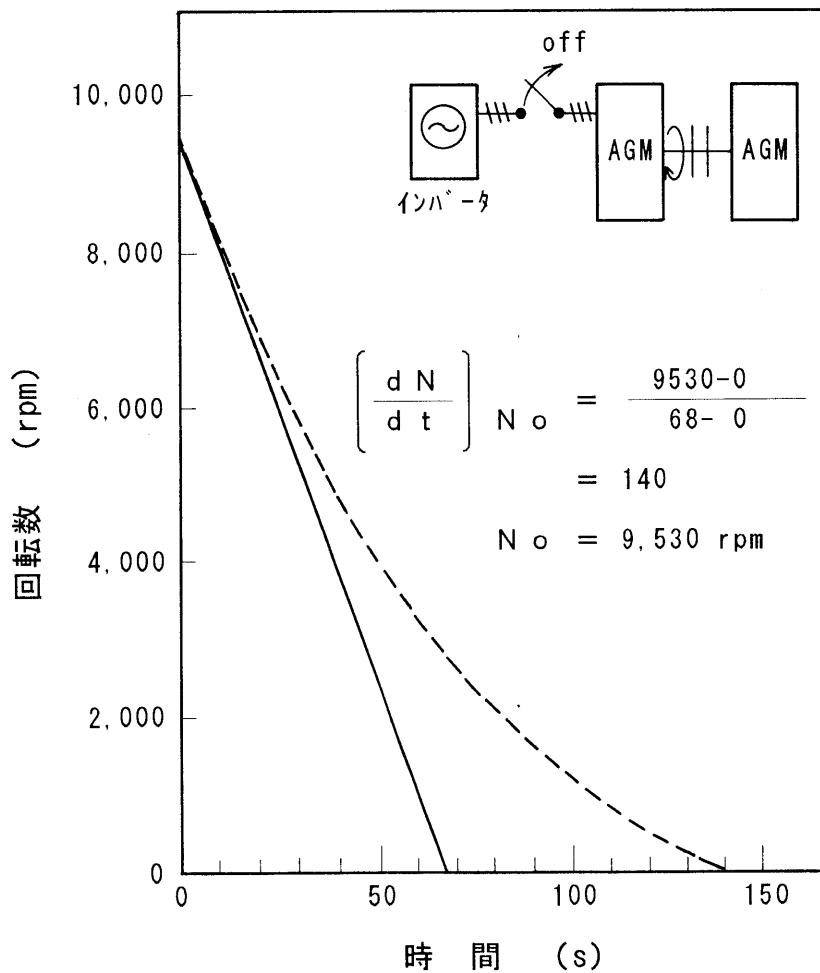


図2.2.17 減速曲線

表2.2.6 温度特性 (°C)

雰囲気温度：15°C

測定箇所	電動機			発電機	
	コイル	フレーム	軸受	フレーム	軸受
到達温度	58	34	47	36	53
温度上昇値	43	19	32	21	38

温度上昇値は43℃であり、かなりの高周波電流にもかかわらず温度上昇値は抑えられている。この要因として、導体は多数の細い電線で構成したので、高周波時の導体の渦電流が減少していることが考えられる。また、試作機のコイルの絶縁物はF種であり180℃まで温度的に耐えられるため、さらに電流を増加して出力を増加できる。

(4) 振動・騒音

電磁振動はなく、騒音は回転子の風切り音のみである。これより、風損がほとんど無いことが予想される。

(5) AGM3の特性の推定

AGM3は固有振動解析及び超高速回転実験より20,000rpmに十分に耐えることが確認され、機械的特性では目標値を満足している。したがって、磁界解析及び誘起電圧実験より電気的特性を推定する。誘起電圧実験よりコイルを全て直列接続としたAGM3においては、20,000rpm時の線間電圧は822Vであるが、3相コイルを並列接続とした場合、誘起電圧は411Vになる。また、電流はAGM2と同一の電流密度とすると60Aとなる。この特性値で電動機をd軸電流を零としたブラシレスDCモータとしてAGM3を駆動させると、AGM3の出力は次の値が得られる。

$$P_o = \sqrt{3} \times 411 \times 60 = 43 \text{ [kW]}$$

なお、固定損失を考慮すると出力は約40kWと推定される。

以上の解析、実験により、新規AGMは従来困難であった超高速回転において、安定して回転することができた。さらに、従来機より回転子は極めて軽量にすることが可能であり、回転子の剛性が高いことも明らかになった。このように、新規AGMは特に軽量で高剛性の回転子が得られているので、高速で安定性が良い特性を持つと推定される。

さらに、独自の優れた特性を有する回転機であることも明らかにされている。

本研究では新規回転機の原理モデルを試作し、基礎特性を得ることが主であったが、さらに、永久磁石の断面積の最適化、エアギャップワインディングコイルの巻方法の改善、コイル厚対磁石厚の比の最適設計を図ることにより、新規AGMの高出力化が期待できる。

また、新規AGMは固定子鉄心と回転子鉄心を必要とせず固定子両端の2個のヨークと永久磁石のみで磁気回路が構成されるため、回転機を主に樹脂(金属部品はコイル、永久磁石、2個のヨークのみ)で構成する電動機が実現可能である。これについては、2.3節で述べる。

2. 3 強化繊維樹脂の応用による軽量化

2. 3. 1 回転機の軽量化の課題

電気推進の交通システム、車載用機器等では、重量当たりの出力が大きな回転機が要求されている。このような出力密度の大きな回転機を得るための一方法として回転機の高速度と軽量化が考えられる。しかし、回転機は磁気回路を形成するため、磁性材の鉄で主に構成される。したがって、軽量化はフレームの薄肉化により行われ、大幅な軽量化は困難である。また、重量の重い回転子は高速回転時の危険速度を低下させる要因となる。

2. 2で述べたように新構成の超高速AGMは、良好な超高速回転特性・低インダクタンスの特徴のみでなく、回転子を非磁性材で構成できる大きな特徴も有する。

ここでは、非磁性回転子の特徴を活かすため回転子の円盤をFRP (Fiber reinforced plastics:強化繊維樹脂)で構成することにより回転子の軽量化を図っている。試作機の概要について述べ、解析、実験結果より特性について議論している^{(31), (32)}。

2. 3. 2 強化繊維樹脂を応用した電動機の概要

試作機は2. 2節で提案したアキシシャルギャップ型の永久磁石回転機を応用する。新規AGMは回転子の円盤内の永久磁石と固定子のヨークにより回転軸方向に磁界を形成している。したがって、回転子には磁性材である鉄心が不要となるので、回転子の円盤をFRP材で作ることが可能となる。

FRPの比重は約 $1.5 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ と小であるので、回転子はかなり軽量となり、イナーシャも小となる。本回転子の円盤をFRPと鉄で作られた場合を比較すると、FRPの回転子の重量、イナーシャはいずれも鉄の回転子の値の約1/2に低減される。

また、特性面においては、電機子鉄心に歯がないため永久磁石電動機の特有のコギングトルクは発生せず、滑らかな回転が得られる。また、コイルを樹脂で固定するため電磁振動は減衰され、低振動・低騒音が期待できる。

試作機は図2. 3. 1に示すように2個のFRPの回転子円盤とモールドコイルが交互に軸方向に並び、コイルが円盤を挟み込む構成である。固定子のフレームもFRP材で作られ、FRPのブラケットにはバックヨークが取り付けられている。コイルは図2. 3. 2に示すように円盤状のFRP板に固定した後、モールドされている。電機子コイルはエアギャップワインディング方式であり、磁氣的に大空隙長となる。バックヨークは0.2mmの厚さの電磁鋼板をスパイラル状に巻いて構成している。

回転子は図2. 3. 3に示すように2個のFRPで作られた回転子円盤から構成され、回転子円盤に8個の円柱状の希土類永久磁石が埋め込まれており、永久磁石は回転軸方向に磁化されている。また、試作機の諸元を次に示す。

(諸元) 3相-8極-4kW-6,000rpm

固定子ヨークの外径 : $\phi 170\text{mm}$

回転子円盤の外径-長さ : $\phi 190\text{mm}-24\text{mm}$

回転子の全重量 : 4.5 kg (永久磁石重量:3.7 kg)

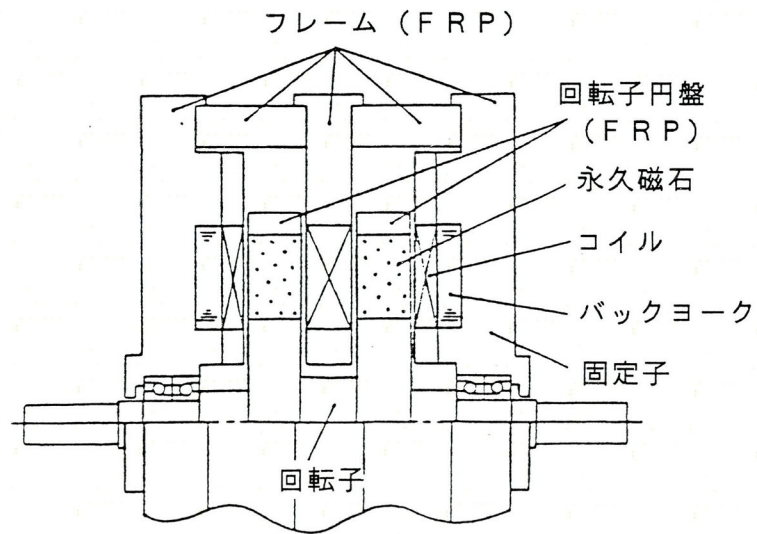


図2.3.1 FRPを応用した電動機の断面

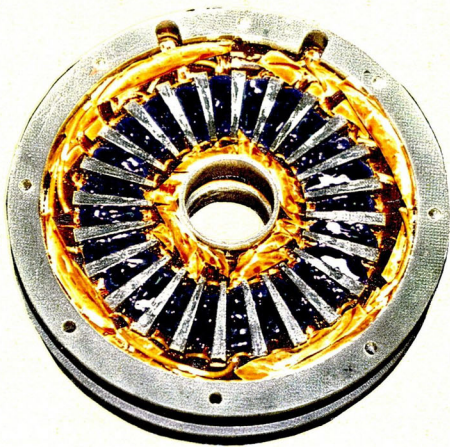


図2.3.2 電機子コイル

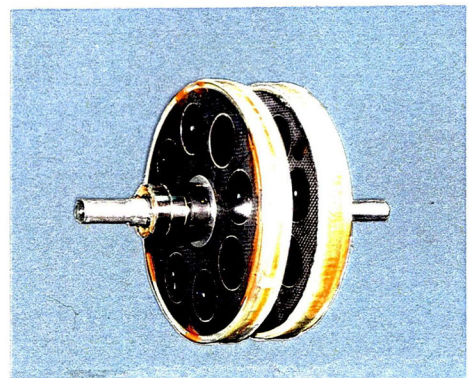


図2.3.3 FRPの回転子

希土類永久磁石

: Nd-Fe-B系, 磁気エネルギー積 318kJ/m³

残留磁束密度 1.29T

2. 3. 3 磁界解析

(1) 解析方法

界磁の磁界は軸方向に形成されるが、周方向に配置された永久磁石間では周方向の漏れ磁束が生じる。このため磁束分布は三次元的になり、磁界解析は三次元解析が必要となる。ここでは、2. 2. 3 節で述べた基本式をもとに、有限要素法を用いた三次元静磁界の非線形解析を行っている。解析領域は試作機の1極分とする。図2. 3. 4に要素分割した解析モデルを示す。要素数は17, 532、節点数は9, 916である。

(2) 解析結果

解析で得られた磁束密度分布を図2. 3. 5に示す。コイル部の磁束密度は0.4~0.55Tであり、ヨークの磁束密度は0.6~0.85Tである。飽和磁束密度を考慮すると、ヨークの厚みは現寸法の1/2程度まで薄くできる。

図2. 3. 6は解析モデルの1極分の軸方向断面における磁束密度分布を示す。コイル部内の磁束密度は永久磁石から遠ざかるにつれて小となっている。これはエアギャップワインディングの特徴でもあり、隣極への磁束の漏れによるものである。また、永久磁石の周囲の磁束の漏れが大きいことがわかる。このことより永久磁石の厚み対コイルの厚みの比(解析モデルにおける比は1)をさらに大とすれば、漏れ磁束が減少して出力が増加することが推定される。次に誘起電圧は解析より得られた各ターン毎のコイルと鎖交する磁束を総和して求めた。6, 000rpmにおける線間の誘起電圧値は211Vであり、設計値をほぼ満たしているが、上記に検討したように漏れ磁束を低減した最適設計によりさらに高くできる。

2. 3. 4 固有振動解析

試作機の諸元では6, 000rpmであるが、高速の限界性能を知るために固有振動解析を行い、評価する必要がある。回転子の構造物である円盤は、引張強度の強いC-FRP(カーボンの強化繊維樹脂)で作られている。

解析は回転軸の曲げの実固有振動解析であり、2. 2. 4 節と同様の方法でモデル機の回転子を軸受で支持した状態で行う。

図2. 3. 7に1次の固有振動モードを示す。また、1次の危険速度は33, 031rpmであり、20, 000rpmまで十分に高速回転が可能と推定される。危険速度が高いのはFRPの構成による回転子の軽量化と円盤形状による高剛性により、固有振動数が大となるためと思われる。また、強度的には、試作したC-FRPの引張強度は600~700N/mm²でより、許容最高速度は約20, 000~30, 000rpmの速度まで回転が可能と推定される。

以上より試作機は諸元の定格値では6, 000rpmであるが、機械的には20, 000rpmまで十分に回転できると推定される。

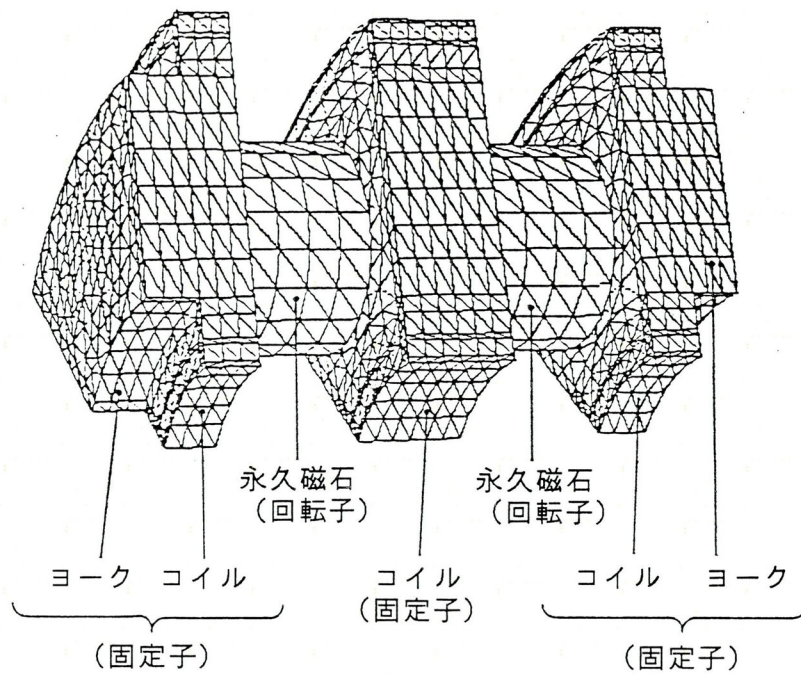


図2.3.4 解析モデルの要素分割

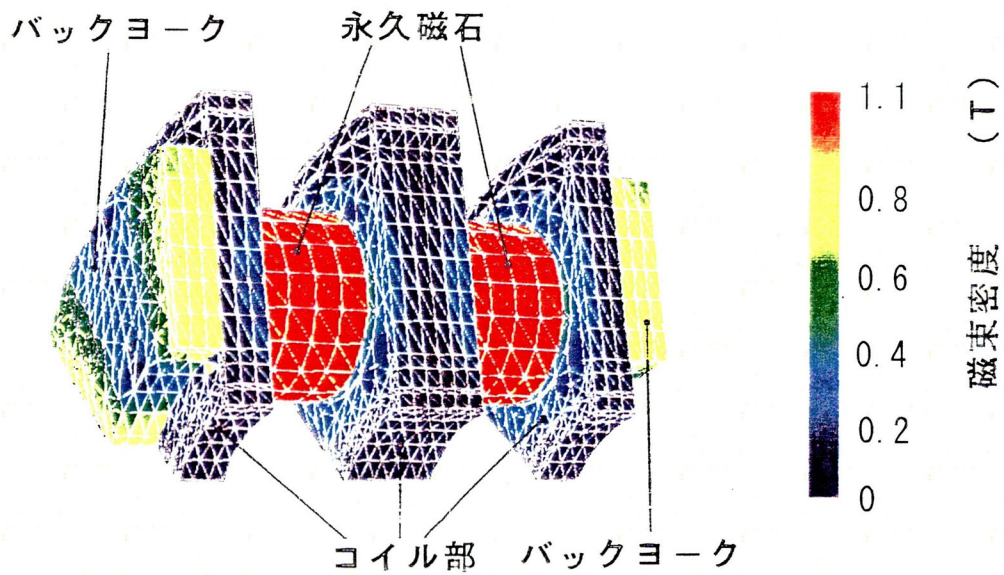


図2.3.5 モデルの磁束密度分布

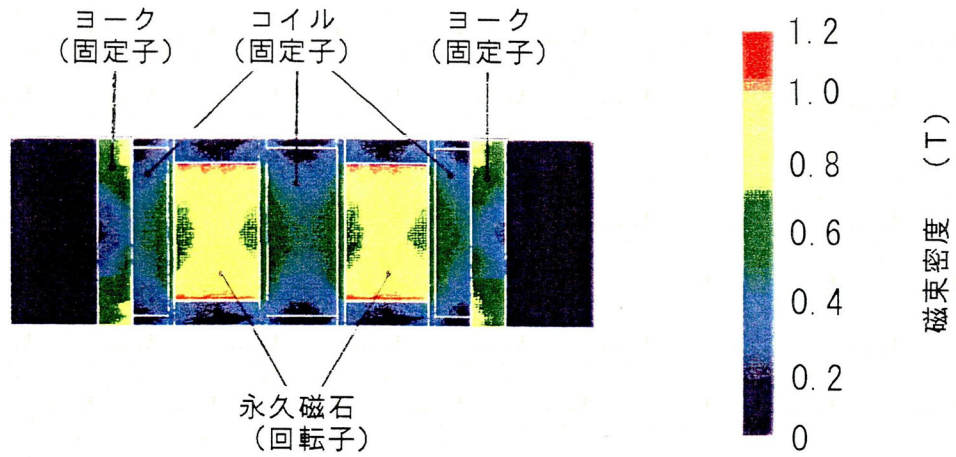
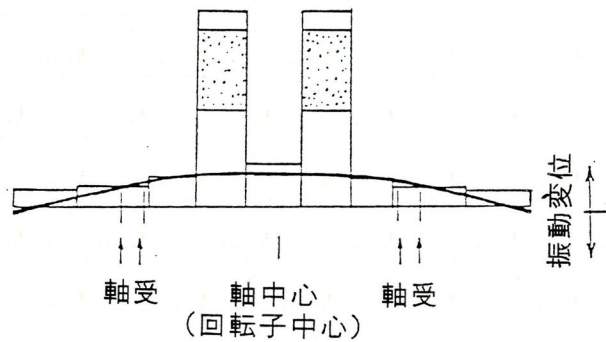


図2.3.6 軸方向断面の磁束密度分布

1 次の固有振動数 : 33031 rpm



1 次の固有振動モード

図2.3.7 回転軸系固有振動解析

(バネ定数 : 2.1×10^4 [N/mm])

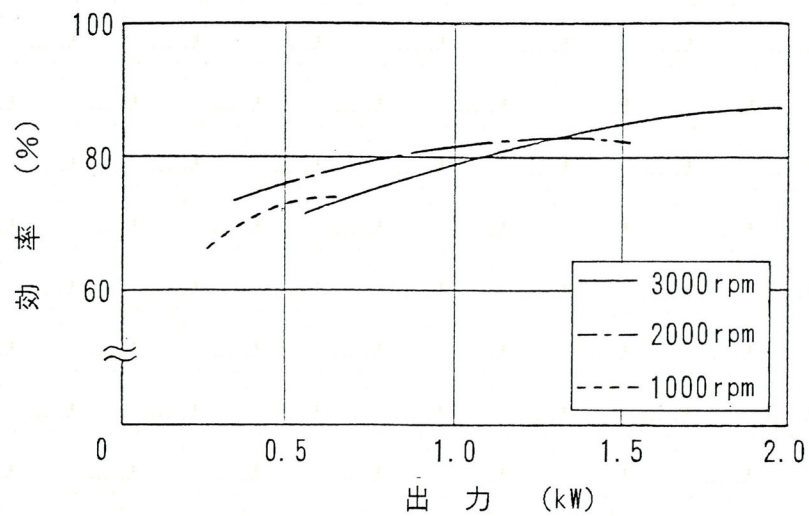


図2.3.8 電動機特性

2. 3. 5 特性実験

(1) 誘起電圧

誘起電圧は試作機を無負荷で発電運転して測定され、誘起電圧の波形はほぼ正弦波であった。これより、試作機を正弦波電流駆動したときのトルク脈動は小となることが予想される。また、誘起電圧波形が正弦波となるのは磁気的空隙長が大によるものである。

誘起電圧値は回転数に比例し、 2.14×10^{-2} V/rpmである。また、誘起電圧において磁界解析値と実験値の誤差は約9%である。この誤差は試作時にヨーク側に曲げられたコイルエンド形状と解析モデルの理想的なコイルエンド形状の違いによるものと思われる。

(2) 電動機特性

電動機特性の実験は試作機と負荷となる直流発電機を直結して、インバータで(出力電圧/周波数)を一定で制御して試作機を駆動して行う。回転数は直流発電機の最大許容回転数である3,000rpmまでとする。実験で得られた電動機特性は図2.3.8に示されるようになり、回転数3,000rpmで出力2kWのとき、試作機の力率は0.98、効率は87%であることが確認された。また、回転時の振動・騒音はなく、滑らかな回転が得られた。

本解析より機械的により高速回転に耐え得ることが明らかにされており、さらに高速で回転したときの効率について検討する。損失を考慮しないときは出力は回転数に比例して増加する。一方、各損失は次のようになることが予想される。銅損は同一電流のため一定である。漂遊損、風損、摩擦損は増加するが、軽量の円盤状回転子のためこれらの損失は出力と比較して僅かである。鉄心の体積が小であり、磁束密度が高くなる歯が無いことから、鉄損は僅かな増加と思われる。したがって、損失の増加分より出力の増加分の方が大となることが予想されるので、効率はさらに向上すると思われる。

以上より、回転子がFRPで構成された電動機を試作し、固有振動解析より高速回転時の安定性が確認され、磁界解析と実験結果より電動機特性も良好であることが検証された。

また、さらに強度の強い繊維を適用したFRPの適用、高強度のFRPの製造技術の確立により、将来的に本電動機はさらに高出力密度になることが期待できる。

2. 4 ラジアルギャップ型回転機の高速度化

2. 4. 1 ラジアルギャップ型回転機の高速度化に関する課題

永久磁石回転機は簡素で堅牢であり、永久磁石のある回転子に発熱源がないため高速機に適している。しかし、接着剤で固定された永久磁石は高速回転時に遠心力により飛散する。このため、永久磁石回転機を高速化するには耐遠心力の回転子構造が重要なポイントとなる。近年、開発されている車載・コンプレッサ用の超高速回転機⁽¹⁰⁾、200℃を越える高温で使用する永久磁石回転機⁽³³⁾は、図2.1.1(a)に示すように回転子表面に永久磁石を配置し、その外周に金属リングが覆うように配置して機械的に永久磁石を固定する構成となっている。または、高強度のチラノ繊維等で永久磁石をバインドして固定し、回転子の高速化を実現している。そして、金属リングは永久磁石とリングで磁路を形成しないように非磁性材を使用している。この方法では回転機の基本構成はほとんど変更がないため、従来設計法、製造技術、製造ラインがそのまま適用できる利点がある。しかし、リング及び強化繊維のバインド部は非磁性であるので、回転機の磁氣的空隙長は大となり、空隙磁束密度は低下して出力は大幅に減少する。

ここでは、超高速、または高温環境で使用するため永久磁石を機械的に固定する回転機で、特にラジアルギャップ型の永久磁石回転機の小形・高出力化について検討している。その方法として、低飽和磁束密度の磁性材の金属リングと新構成の界磁から成る回転機を提案し^{(34)・(35)}、磁界解析により空隙磁束密度が大となり、本方法が有効であることを明らかにしている。

2. 4. 2 ラジアル型提案機

出力を低下させずに超高速回転時の過大な遠心力に耐える永久磁石回転機を実現できれば、小形・高出力の超高速回転機を得ることができる。しかし、従来の永久磁石回転機は耐遠心力用の非磁性のリングにより空隙磁束密度が低下する。そこで、空隙磁束密度を高くするため保持リングに磁性材を適用して磁氣的空隙長を短くする方法が考えられる。しかし、高速回転時に生じる永久磁石の過大な遠心力に耐えるには強度的にリングをかなり厚くする必要があるため、厚みのある磁性リングは永久磁石を磁氣的に短絡して、永久磁石が発生する磁束は磁性リングをバイパスの磁路としてかなり漏れることが予想される。この漏れ磁束により、空隙磁束密度は低下するので有効な方法とみなされてなかった。そこで、この漏れ磁束を低減して高出力で耐遠心力の回転子を持つラジアル型の超高速回転機を提案している。以下、ラジアル型回転機をRGMと称す。4極のときの新規RGMの回転子の基本構成を図2.4.1に示す。回転子は鉄心表面に永久磁石を配置し、永久磁石の外周に低飽和磁束密度の磁気特性を持つ磁性の金属リングを設けて永久磁石を覆う。この磁性リングにより永久磁石を強固に固定する。さらに主磁極となる永久磁石の極間において、主磁極の永久磁石の磁化方向とほぼ直角の方向に磁化された永久磁石を追加して配置する。これらの永久磁石には高磁気エネルギー積の希土類磁石を適用する。低飽和磁束密度の特性を持つ磁性リングとしては、飽和磁束密度が約1.5TのSUS630を適用する。

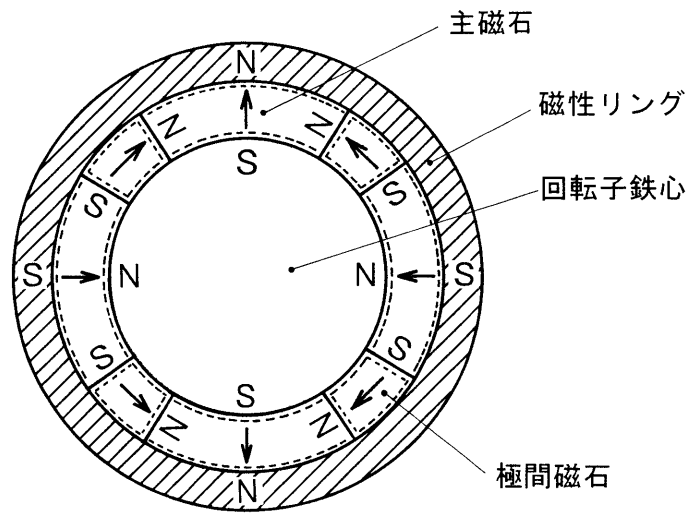


図2.4.1 新規RGMの回転子の構成

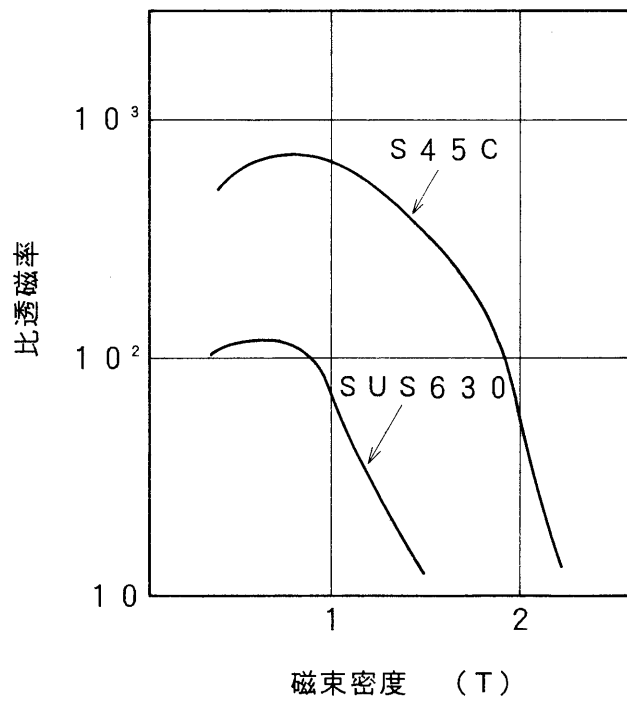


図2.4.2 SUS630の磁気特性

図 2. 4. 2 に SUS630 と一般的にヨーク材に使用されている構造用磁性材の S45C の磁気特性の比較を示す。SUS630 の比透磁率は S45C より一桁程度低いことがわかる。希土類永久磁石の残留磁束密度は 1 ~ 1.4 T であることから空隙磁束密度は約 1 T 程度になることが予想される。空隙磁束密度が 1 T のとき、SUS630 の比透磁率は約 100 であるので、SUS630 の磁性リングの磁気抵抗は空隙 (比透磁率 : 1.0) の磁気抵抗と比較して無視できる値であることがわかる。これより、径方向の磁気的な空隙長はリングの厚みを含まずに機械的空隙長のみとみなすことができる。次に周方向の漏れ磁束について検討する。永久磁石に作用する遠心力に耐えるには強度的にリングをかなり厚くする必要がある。永久磁石が発生する磁束は磁性リングをバイパスの磁路としてかなり漏れることが予想される。S45C を磁性リングとした場合、磁束密度が 2 T においても比透磁率は約 70 であることより磁性リングが局部的に磁気飽和するまでにかかなりの磁束が漏れる。一方、SUS630 では磁束密度が約 1.5 T 程度で磁気飽和が生じ、このとき比透磁率は約 10 となり非常に小となる。また、2 T では比透磁率は 5 以下になる。従って、漏れ磁束が集中する極間部は局部的に磁気飽和を生じて周方向の漏れ磁束を抑制できると推定される。

新規 RGM の解析対象となる高速電動機の諸元を表 2. 4. 1 に示す。

2. 4. 3 磁界解析

2. 4. 3. 1 解析方法

磁界解析により永久磁石特性、回転機の空隙磁束密度分布を得ることにより、各特性と新規 RGM の有効性について検討する。解析領域は対称性を考慮して図 2. 4. 3 に示すように回転機の 1/2 極分とする。金属リングの磁気特性は非線形で取扱い、固定子鉄心のスロットは省略してコアのみとする。解析のパラメータとしては回転機の極数、2 種類の希土類永久磁石、永久磁石の磁化方向を解析パラメータとして解析を行う。また、特性比較のため非磁性リングの従来機についても解析を行う^(2,3)。

磁界解析は 2. 2. 3 節で述べた基本式をもとに二次元有限要素法を適用して行われている。解析のパラメータを次に示す。

○回転機の極数：2 極、4 極

○永久磁石 : NdFeB 磁石 (294 kJ/m³)

Sm₂Co₁₇ 磁石 (200 kJ/m³)

○主磁石の磁化方向：径方向，平行着磁 (図 2. 4. 3 を参照)

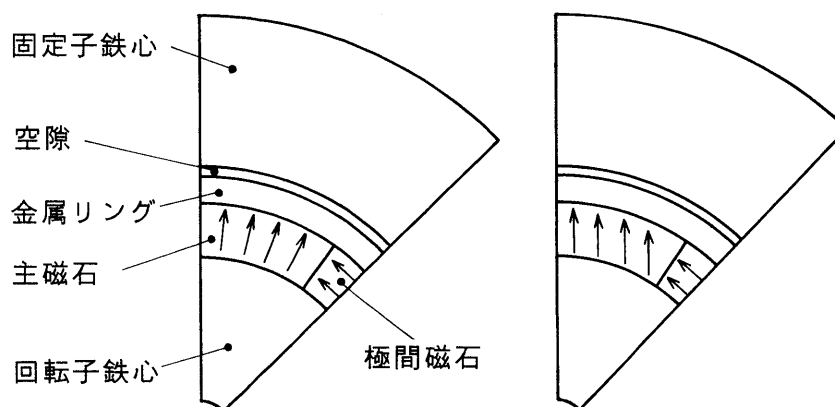
2. 4. 3. 2 解析結果

はじめに 2 極機について検討する。磁界解析により得られた新規 RGM と従来機の空隙磁束密度分布をフーリエ級数を用いて調波分析する。解析で得られた空隙磁束密度の各調波成分を表 2. 4. 2，表 2. 4. 3 に示す。

永久磁石に Sm₂Co₁₇ 磁石を適用した場合、表 2. 4. 2 より新規 RGM の空隙磁束密度の基本波は、径方向着磁では従来機の 127%、平行着磁では従来機の 104% となっている。このように 2 極の新規 RGM は主磁石の磁化方向により基本波磁束密度が大きく異なり、径方向着磁の新規 RGM が優れている。

表2.4.1 電動機の諸元

出力	回転数	固定子外径	リングの厚み
1400kW	22500rpm	360mm	8mm



(a) 径方向着磁

(b) 平行着磁

図2.4.3 解析モデル (1 / 2 極)

永久磁石にNdFeB磁石を適用した場合、表2.4.3より新規RGMの空隙磁束密度の基本波は0.921Tであり、従来機の127%ある。

空隙磁束密度の高調波成分は新規RGMと従来機のいずれにおいても、3次、5次の高調波成分が大である。3次の高調波成分は3相平衡時には零となるが、5次はトルク脈動の原因となるため、永久磁石形状、電機子巻線の接続法により低減する必要がある。また、コンプレッサ用電動機等の一般的な用途では、高精度な速度制御、トルク制御を必要としないため、これらの高調波成分は回転機の特性上問題にはならない値である。

特性の良い径方向着磁の新規RGMと従来機の磁束分布を図2.4.4に示す。従来機は径方向にほぼ均等に分布している。一方、新規RGMは磁極の中央部では磁束は径方向に固定子を貫き、極間部では磁束が密になり、周方向に磁束が漏れていることがわかる。これは、永久磁石の磁束密度は約1Tであることから、磁極中央部では磁性リングの磁気飽和の影響はほとんど無い。しかし、極間部ではリングの周方向に漏れる磁束が集まり、1.5T以上になり磁気飽和する領域に達すると磁束分布は収束するためと推定される。すなわち、低飽和磁束密度の磁性リングを適用すれば、極間部で磁性リングの比透磁率は約10程度になり、周方向の漏れ磁束が少なくなる。

また、図2.4.4より極間磁石は周方向に漏れる磁束を反発させている様子がわかる。さらに極間磁石の磁束により磁性リングの磁気飽和は促進される。

次に4極機について検討する。同様に磁界解析により得られた新規RGMと従来機の空隙磁束密度の各調波成分を表2.4.4に示しており、永久磁石はNdFeB磁石のときである。新規RGMの空隙磁束密度の基本波は、径方向着磁では従来機の116%、平行着磁では従来機の112%となっている。着磁方向の違いによる比較を行うと、4極機においては空隙磁束密度の基本波は平行着磁の方が幾分大であり、2極機とは逆の傾向にある。

また、平行着磁の新規RGMの空隙磁束密度の基本波は、0.843Tである。

空隙磁束密度の高調波成分は新規RGMと従来機のいずれにおいても、3次、5次の高調波成分が大であるが、2極機よりも値は小である。

特性の良い平行着磁の新規RGMと従来機の磁束分布を図2.4.5に示す。磁束分布は2極機と同様の傾向であり新規RGMは磁性リングの周方向に沿って磁束が漏れ、極間近傍で磁束が密となっていることがわかる。また、極数が多くなると磁極中央に比較的近い範囲でも磁性リングにより周方向の漏れ磁束が見られるため、極数が多くなるとさらに低い飽和磁束密度(低透磁率)の磁性材をリングに適用する必要がある。

次に新規RGMの空隙磁束密度が従来機より大となる理由について検討する。主磁石と非磁性リングから成る回転子の場合、主磁石と磁性リングから成る回転子の場合、主磁石と磁性リングと極間磁石からなる回転子の場合について磁界解析を行い、比較・検討を行っている。尚、主磁石の幅(ポールアーク)は同一とする。

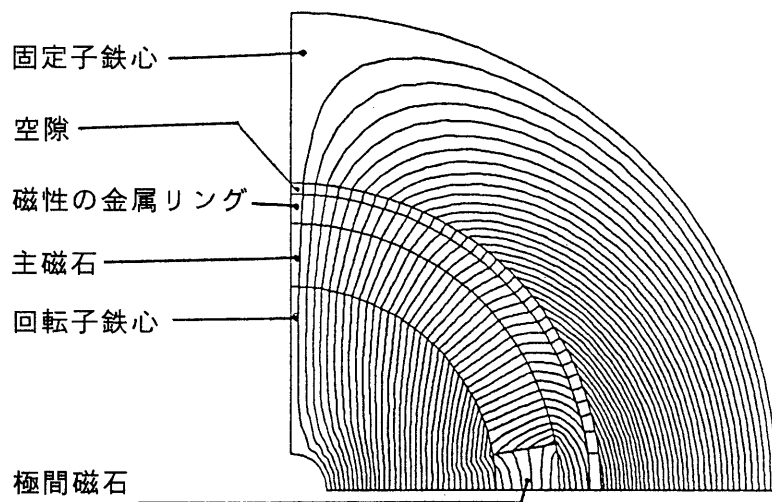
各場合の解析で得られた主磁石の特性と空隙磁束密度の基本波の変化を表2.4.5、表2.4.6に示す。SUS630の磁性リングを適用することによりパーミアンス係数 P_c は6.6~7.3となり、非磁性リングの約3.5倍である。従って、永久磁石が発生する磁束は大となる。さらに温度、電機子反作用による永久磁石の耐減磁特性も向上して、永久磁石も磁

氣的に安定する。空隙磁束密度は10～25%増加しており、この値は磁性リングにより磁石が発生する磁束の増加量と漏れ磁束による減少量の差である。

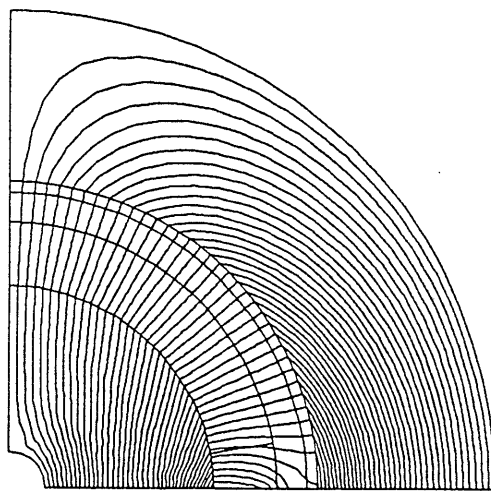
極間磁石の効果は磁性リングと(磁性リング+極間磁石)を比較することにより明らかとなる。表2.4.5に示すように2極機の場合、主磁石には変化がなく、空隙磁束密度がさらに5%増加していることから、極間磁石は磁性リングによる周方向の漏れ磁束を低減していることがわかる。表2.4.6の4極機では主磁石のパーミアンス係数もさらに大となり、空隙磁束密度はさらに7%増加している。これより、極間磁石は主磁石の磁束の増加と周方向磁束の漏れ磁束の低減の両方の効果がある。4極機のみパーミアンス係数が大きくなっている要因は次のように推定できる。主磁石の磁化方向の違いにより主磁石と極間磁石の磁化方向のなす角度が幾分変化するため、極間磁石の起磁力により主磁石は増減磁の影響を受けると思われる。

これらの解析結果より、新規RGMは従来の非磁性金属リングの回転機と比較して空隙磁束密度の基本波は1.2倍以上となり、小形・高出力化が期待できる。すなわち、従来困難とされていた高出力と耐高速回転を同時に実現できる。また、永久磁石の固定用接着剤が使用できない特殊環境の回転機にも有効である。

さらに、新規RGMはスロットと永久磁石の相互作用で生じるコギングトルクは磁性リングによりスロットの影響が緩和され、コギングトルクの低減も期待できる。

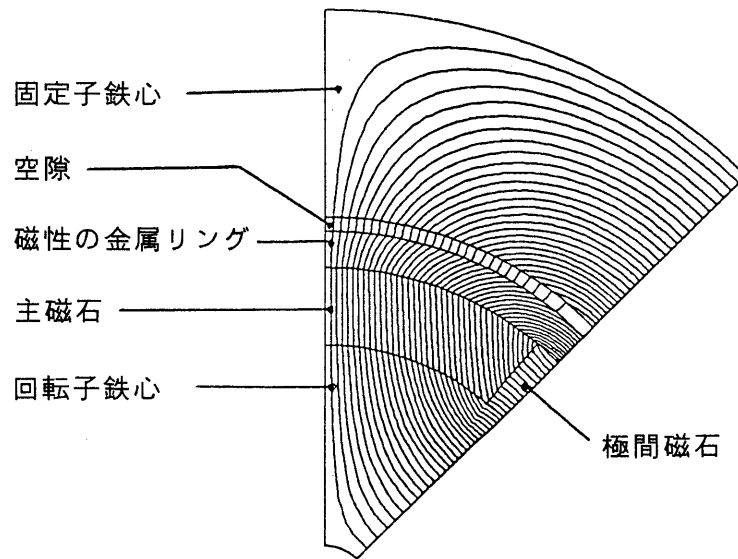


(a) 新規RGM

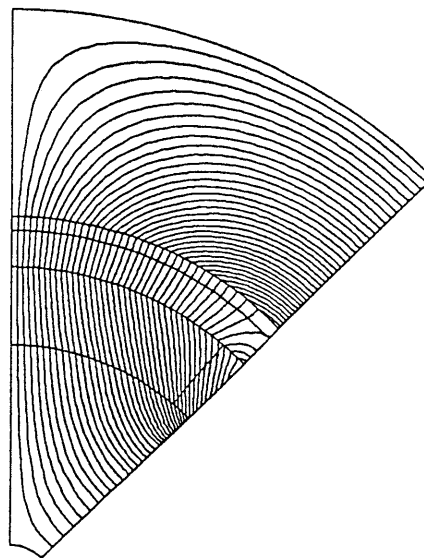


(b) 従来機

図2.4.4 2極機の磁束分布



(a) 新規RGM



(b) 従来機

図2.4.5 4極機の磁束分布

表2.4.2 2極機の空隙磁束密度の調波成分 (Sm₂Co₁₇永久磁石)

		空隙磁束密度 (*高調波成分:基本波成分に対する比率(%))					
		基本波(T)	3次	5次	7次	9次	11次
新RGM	径方向着磁	0.754	27.8	12.2	5.7	2.5	0.8
	平行着磁	0.617	1.3	2.0	0.1	0.4	0.8
従来機(径方向着磁)		0.592	30.1	14.8	8.3	4.9	3.1

表2.4.3 2極機の空隙磁束密度の調波成分 (NdFeB 永久磁石)

		空隙磁束密度 (*高調波成分:基本波成分に対する比率(%))					
		基本波(T)	3次	5次	7次	9次	11次
新RGM(径方向着磁)		0.921	27.4	11.8	5.3	2.1	0.5
従来機(径方向着磁)		0.723	30.1	14.9	8.3	5.0	3.1

表2.4.4 4極機の空隙磁束密度の調波成分

		空隙磁束密度 (*高調波成分:基本波成分に対する比率(%))					
		基本波(T)	3次	5次	7次	9次	11次
新RGM	径方向着磁	0.812	20.5	5.9	1.4	0.0	0.3
	平行着磁	0.843	15.8	3.5	0.5	0.2	0.2
従来機	径方向着磁	0.699	22.9	8.2	3.4	1.5	0.7
	平行着磁	0.750	17.3	5.9	2.4	1.1	0.5

表2.4.5 永久磁石特性と空隙磁束密度（2極機）

	主磁石（NbFeB, 径方向）		空隙磁束密度
	磁束密度 [T]	P c	基本波 [T]
非磁性	0.773	1.90	0.712
磁性	1.035	6.59	0.889
磁性+極間	1.035	6.59	0.921

※磁性：磁性リング，非磁性：非磁性リング，極間：極間磁石

表2.4.6 永久磁石特性と空隙磁束密度（4極機）

	主磁石（NbFeB, 平行着磁）		空隙磁束密度
	磁束密度 [T]	P c	基本波 [T]
非磁性	0.775	1.91	0.720
磁性	1.049	7.30	0.798
磁性+極間	1.078	9.28	0.843

※磁性：磁性リング，非磁性：非磁性リング，極間：極間磁石

2. 5 まとめ

本章では小形・高出力化を図るため回転機の高高速化について検討した。アキシヤルギャップ型とラジアルギャップ型の2つの新規の超高速回転機を提案し、解析、実験により提案機は高性能永久磁石の特性を十分に活かした新しい構成であり、優れた特徴を持っていることを明らかにした。

アキシヤルギャップ型の新規AGMは耐高速回転と鉄心の無い回転子により、従来の回転機では困難であった超高速回転が可能となり、極めて安定した高速回転特性が得られている。さらに次に示すような独自の優れた特徴を持っている。

- 回転子の円盤内部に永久磁石を埋め込むので、円盤が永久磁石を強固に保持し、超高速回転に十分に耐える。さらに多数の円柱磁石により一極が形成されるので遠心力による応力を分散できる。
- 新規の磁気構成により回転子鉄心は不要となり、軽量・高強度の非磁性材（ジュラルミン）が適用可能となる。回転子の軽量化により危険速度が向上し、イナーシャも小にできる。
- 2つのヨーク間において、回転子円盤と電機子のモールドコイルのみを次々と増加してタンデムに多段にすることにより出力を増加できる。また、磁性材は永久磁石のみ増加となるので重量当たりの出力はさらに大となる。当然、鉄損の増加もない。
- 磁氣的空隙長は非常に大となるため、インダクタンスは小となり、高速（高周波）時のリアクタンスを低減でき、力率・効率が向上する。
- AGM2における回転軸の曲げの実固有振動解析より、AGM2の回転子では1次の危険速度は33,328rpmとなり、運転速度から20%以上離れた範囲であり、回転子は超高速で安定に回転することが予想される。

解析、実験により次の知見が得られている。

- AGM3の回転子では1次の危険速度は26,146rpmとなり、20,000rpmより十分に大である。これより、AGM3も安定した高速回転が得られることが推定できる。
- 新規AGMは振動解析より固有振動モードは平坦であり、回転子の剛性が高いことがわかる。これより、高速回転における振動特性は向上する。また、高剛性より磁気軸受けを採用した場合、制御が容易になる。
- 超高速回転実験より20,000rpm(回転子の周速：272m/s)において、AGM2の回転子の変位は20～40 μ mと微小であり、安定した回転が確認された。また、回転子の剛性が高いため高速になるにつれて振動変位は小となっている。同時に、遠心力による円盤材料の伸びはなく、回転子の強度も十分にあることが確認された。
- 力率は高周波（高速回転）においても0.98の高い値を示しており、これは無鉄心による低インダクタンスの効果が現れている。
- 試作したAGM2の出力は8.39kWであるが、適切な占積率としたコイルの試し巻きにより出力は25.2kWと推定される。
- AGM3の出力は40kW—20,000rpmと推定される。

さらに、新規AGMの特徴である非磁性回転子を活かして、カーボンの強化繊維樹脂で作られた円盤にすることより回転子は磁性の回転子と比較して約1/2の軽量・低イナーシャ化を実現している。1次の危険速度は33,031rpmである。さらに高強度のチラノ繊維の強化繊維樹脂等を適用すれば、新規AGMはフライホイール式エネルギー貯蔵の発電電動機、車載用発電機として有望である。

次に、出力を低下させずに超高速回転時の過大な遠心力に耐えるRGMの回転機について検討した。新規RGMの回転子は鉄心表面に永久磁石を配置し、その外周に磁性の金属リングを設けて永久磁石覆うことにより永久磁石を強固に固定する構成である。金属リングには比透磁率が小である低飽和磁束密度材(飽和磁束密度:約1.5T)のSUS630を用いる。さらに主磁極となる永久磁石の極間において、主磁極の永久磁石の磁化方向と直角の方向に着磁された永久磁石を追加して配置する。

本新規RGMの特性を検討するため二次元有限要素法による磁界解析を行い、次の知見が得られた。

- 低飽和磁束密度の磁性リングを適用すれば、極間部で磁性リングの比透磁率は約10程度になり、周方向の漏れ磁束が少なくなる。
- 径方向着磁のNd-Fe-B磁石を界磁とする2極の新規RGMにおいて、空隙磁束密度の基本波は0.921Tであり、従来機の127%である。
- NdFeB磁石を界磁とする4極機の場合、同一の磁化方向の従来機と比較すると、新規RGM提案機の空隙磁束密度の基本波は、径方向着磁では従来機の116%、平行着磁では従来機の112%となっている。4極機における磁化方向の違いによる比較では、空隙磁束密度の基本波は平行着磁の方が幾分大であり、2極機とは逆の傾向にある。また、平行着磁の新規RGMの空隙磁束密度の基本波は、0.843Tである。
- SUS630の磁性リングを適用することによりパーミアンス係数は6.6~7.3となり、非磁性リングの約3.5倍である。従って、永久磁石が発生する磁束は大となる。さらに温度、電機子反作用による永久磁石の耐減磁特性も向上して、永久磁石も磁氣的に安定する。空隙磁束密度は10~25%増加しており、この値は磁性リングにより永久磁石が発生する磁束の増加量と漏れ磁束による減少量の差である。これより、出力が増加することがわかる。
- 磁性リングと(磁性リング+極間磁石)の場合の解析結果の比較より、極間磁石を追加することにより以下のことがわかった。2極機の場合、主磁石の特性に変化はなく、磁性リングによる周方向の漏れ磁束が低減されて、空隙磁束密度が5%増加している。4極機では主磁石のパーミアンス係数もさらに大となり、空隙磁束密度は7%増加している。これより、極間磁石は主磁石の磁束の増加と周方向磁束の漏れ磁束の低減の両方の効果があると推定される。
- 本新規RGMは従来の非磁性金属リングの回転機と比較して空隙磁束密度の基本波は約1.2倍以上となり、小形・高出力化が期待できる。すなわち、新規RGMは従来困難とされていた高出力と耐高速回転を同時に実現することができる。また、本方法は永久磁石の固定用接着剤が使用できない特殊環境の回転機にも有効である。

参考文献

- [1] T. Washizu, K. Sakai: “ Developments in Lundell Type Super High Speed Electric Machine ” , International Power Electronics Conference, pp. 1346-1349 (1995).
- [2] 堺, 井上, 他: 「高出力アクチュエータ用DCブラシレスサーボモータの開発」, 昭和61年電気学会全国大会, No. 758
- [3] G. A. J. Amaratunga, P. P. Acamley, P. G. McLaren; “ Optimum Magnetic Circuit Configurations for Permanent Magnet Aerospace Generators ” , IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-21, No. 2, March, pp. 230-255 (1985).
- [4] C. A. Ferreira, W. D. Jones: “ Detailed Design of a 30kW Switched Reluctance Starter/Generator System for a Gas Turbine Engine Application ” , IEEE IAS Annual Meeting, pp. 97-105 (1993).
- [5] 大木, 田中: 電気機器論, 実教出版, pp49-91 (1984)
- [6] C. Haglon: “ Improving Power-to-Weight and Power-to-Size Ratios for Variable Speed Drives ” , ALSTHOM REVIEW, No. 9, pp. 53-60 (1987).
- [7] 田中, 鈴木: 「超高速電動機駆動システム」, 電気学会誌, Vol. 105, No. 1, pp. 41-44 (1985)
- [8] 深尾: 「高速化する回転電機—その背景・開発例・展望—」, OHM, 7月号, pp. 29-32 (1986)
- [9] 深尾: 「高速回転機の現状と課題」, 86回パワーエレクトロニクス研究会資料, Vol. 15, 17(1989)
- [10] 堺, 伊藤: 「最近の永久磁石回転電機」, OHM, 3月号, pp. 98-105 (1993).
- [11] J. M. Bailey, R. A. Hawsey, C. W. Sohns: “ Self-Starting, Axial-Gap Permanent Magnet Motor and Adjustable-Speed Drive ” , Proc. of IEEE Southeast Conference, pp. 518-522 (1988).
- [12] J. S. Lai, J. M. Bailey, R. W. Young, A. Hawsey, C. W. Sohns: “ Optimum Current Control for a High Speed Axial Gap Permanent Magnet Synchronous Motor ” , Proc. of IEEE IAS Annual Meeting, pp. 767-772 (1989).
- [13] 堺, 森野, 鷺頭: 「超高速アキシヤルギャップモータ」, 平成4年電気学会全国大会, No. 747
- [14] 堺, 鷺頭, 遠藤: 「超高速アキシヤルギャップモータの基礎研究」, 平成4年電気学会産業応用部門全国大会, No. 72
- [15] 堺, 鷺頭: 「2段の円盤をもつ超高速アキシヤルギャップモータの構成と特性検討」 電気学会論文誌D, 113, 970 (1993)

- [16] K. Sakai, Y. Tabuchi, T. Washizu: "Structure and Characteristics of New High Speed Machines with Two or Three Rotor Discs", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 19-26 (1993).
- [17] 清家：電機子の巻線表と巻線図，パワー社，pp. 64 (昭43)
- [18] 佐野：電気機器と演習（増補），エース出版，pp. 53 (昭56)
- [19] 川村：電磁気学，昭晃堂，pp. 203 (昭55)
- [20] C. C. Chan; "Axial-Field Electrical Machine - Design and Application:", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-2, No. 2, June, pp. 294-300 (1987).
- [21] 田淵，堺，鷲頭：「超高速アキシヤルギャップモータの磁界解析」，電気学会回転機研究会資料，RM-93-77 (1993)
- [22] 田淵，堺，鷲頭：「3ロータの超高速アキシヤルギャップモータ」，平成5年電気学会全国大会，No. 785
- [23] J. D'Angelo, M. V. K. Chari, P. Campbell: "Three-Dimensional Finite Element Solution for a Permanent Magnet Axial-Field Machine", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS102, No. 1, January, pp. 83-90 (1983).
- [24] 中田，高橋：電気工学の有限要素法，森北出版，pp. 219 (1982)
- [25] 井上，堺，他：「ACサーボモータの磁束分布」，昭和58年電気学会東京支部大会，No. 266
- [26] 住友特殊金属：希土類磁石カタログ，(1992)
- [27] 東芝：希土類磁石カタログ，(1991)
- [28] 戸川：有限要素法による振動解析，サイエンス社 (1975)
- [29] 小河，橋本，米内：「カーボン／カーボン複合材の回転強度試験」，第9回日本ガスタービン秋期講演会論文集 (1994)
- [30] 竹内：発電機の体格と熱特性，オーム文庫，pp. 76，(1901)
- [31] 堺，田淵，鷲頭：「FRPで構成された永久磁石モータ」，平成5年電気学会全国大会，No. 784
- [32] 堺，田淵，鷲頭：「FRPで構成された永久磁石モータの解析と特性」，電気学会回転機研究会資，RM-93-77 (1993)
- [33] 遠藤，堺，太田，他：「高温サーボモータ」，平成5年電気学会全国大会，No. 913 (1993)
- [34] 堺，田淵，鷲頭：「磁性の保持リングを持つ永久磁石モータ」，平成6年電気学会全国大会，No. 871
- [35] 堺，田淵，鷲頭：「磁性の保持リングを持つ超高速永久磁石電動機の磁界解析による検討」，平成6年電気学会産業応用全国大会，No. 8

第3章 回転機の高トルク化

3.1 はじめに

電動機は高速・高出力のタイプと低速・高トルクのタイプに大きく分類することができる。ロボット等の駆動機構に適用するアクチュエータでは小形で大きな力が要求されるため、駆動源に適用する電動機は高トルクであることが最も重要である。

回転機を高トルクとするには多極化が行われるが、一般に極数が増加すれば、回転機の外形も大きくなる。これらの回転機の中でも誘導子型回転機は極ピッチを1mm程度にすることも可能であり、超多極の高トルクの電動機が実現できる。

誘導子型回転機は回転子の空隙表面に多数の歯(誘導子)を持っている。この歯と溝により相対的な回転子の位置で磁気抵抗が異なるので、磁気エネルギーが変化して回転子が回転する。誘導子型回転機は次の特徴を持っている。

- (1) 回転子の1歯で2極が形成できるので、極小ピッチで多極が構成できる。
- (2) 回転子が基本的に鉄心のみで構成できるので堅牢である。

誘導子型回転機は図3.1のように分類され、代表的機種としては(1)では100~500極の高周波発電機、ステッピングモータがあり、(2)ではリラクタンス型の高速発電機、スイッチドリラクタンスモータがある。このなかでもステッピングモータはOA機器、FA機器、宇宙用機器、原子力機器等の位置決めアクチュエータとして広範囲で多数適用されている。さらに、最近では、マイクロステップやPWM制御の正弦波のインバータで駆動され、低速・高トルクの変速ブラシレスモータとしても適用されている。

しかし、ステッピングモータの研究は装置への応用に関する研究が主であり、特性算出手法、超多極の同期機としての特性等は明らかにされていない。また、ステッピングモータを含めた誘導子型回転機は大容量になるにつれて鉄心の歯が磁気飽和して体積当たりの出力が低下する大きな問題がある。

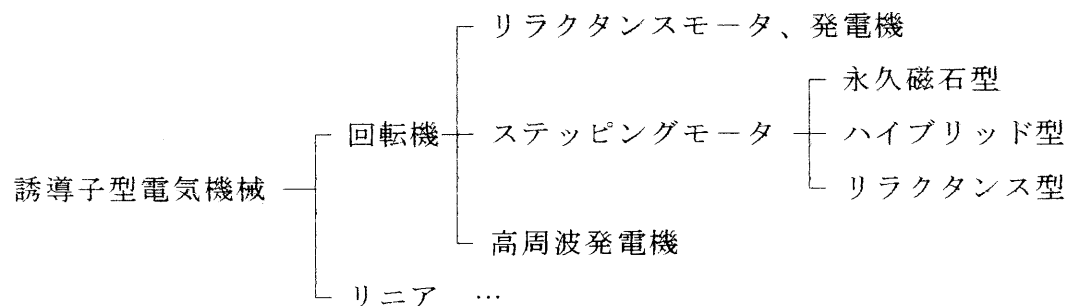


図3.1 誘導子型回転機の分類

ここでは、誘導子型回転機の代表機種であるハイブリッド型ステッピングモータにおい

て、アクチュエータとして静磁界で動作する特性と、同期機として交流磁界で動作するときの特性について理論的に検討し、空隙パーミアンスによる特性算出手法、同期機特性等を明らかにしている。さらに、Fe-Co-V合金の鉄心歯への応用、鉄心歯間の溝に界磁磁束と逆方向に永久磁石を配置する方法を提案し、これらの方法により鉄心歯の磁気飽和で生じる漏れ磁束を抑制して著しい高トルクが得られることを実験により明らかにしている。

3. 2 ステッピングモータの理論

3. 2. 1 ステッピングモータの基本構成^{(1), (2)}

ハイブリッド型ステッピングモータの基本構成について述べる。(以下、ハイブリッド型ステッピングモータをHB-STPと略称する)

HB-STPの基本構成を図3.2.1に示す。図3.2.2はコイルと永久磁石による磁束の流れを示す。固定子にはコイルが巻かれた数個の極歯があり、各極歯の空隙面には数個の小歯がある。回転子はケイ素鋼板を積層した2個の鉄心と、鉄心間に挟まれた永久磁石から構成される。永久磁石は図3.2.2に示すように軸方向に磁化されている。また、2つの回転子鉄心は互いに1/2歯ピッチ分だけ周方向にオフセットした位置で回転軸に固定されている。界磁の磁気回路は永久磁石により軸方向に形成される。

3. 2. 2 トルクの発生原理

(a) 静磁界のアクチュエータとしてのトルクの発生原理^{(3), (4)}

ステッピングモータは、空隙面に多数の小歯(以下、単に歯と称す)が対向しているのので、固定子と回転子の歯の回転位置によって磁気抵抗が変化する。固定子と回転子の歯が対向する状態では磁気抵抗が最小となり、固定子の歯と回転子の溝が対向する状態では磁気抵抗が最大になる。回転角度に対する磁気抵抗は図3.2.3に示すように変化し、直流成分 R_0 に正弦波状の交流成分 $R_1 \cos(Nr\theta)$ が重畳した式で表すことができる。

$$R(\theta) = R_0 + R_1 \cos(Nr\theta) \quad \dots\dots\dots (3.2.1)$$

ここに、 $R(\theta)$: 空隙磁気抵抗, Nr : 回転子の歯数

この磁気抵抗の変化により、磁気エネルギーが変化してトルク T が発生する。

$$T = \frac{\partial W}{\partial \theta} \quad \dots\dots\dots (3.2.2)$$

ここに、 W : 随伴磁気エネルギー, θ : 回転子の回転角度

最大トルクは、 θ が $\pi/2 + n\pi$ のときである。ただし、 $n=1, 2, 3, \dots, 2Nr$ 。

HB-STPにおいて、永久磁石による起磁力を U_m 、固定子(励磁)コイルによる起磁力を U_c 、空隙の最大磁気抵抗を R_{gmax} 、最小磁気抵抗を R_{gmin} とすると、図3.2.4の斜線部分が随伴磁気エネルギーの変化分に相当し、電動機の実出力になる。

(b) 交流磁界による同期電動機としてのトルクの発生原理

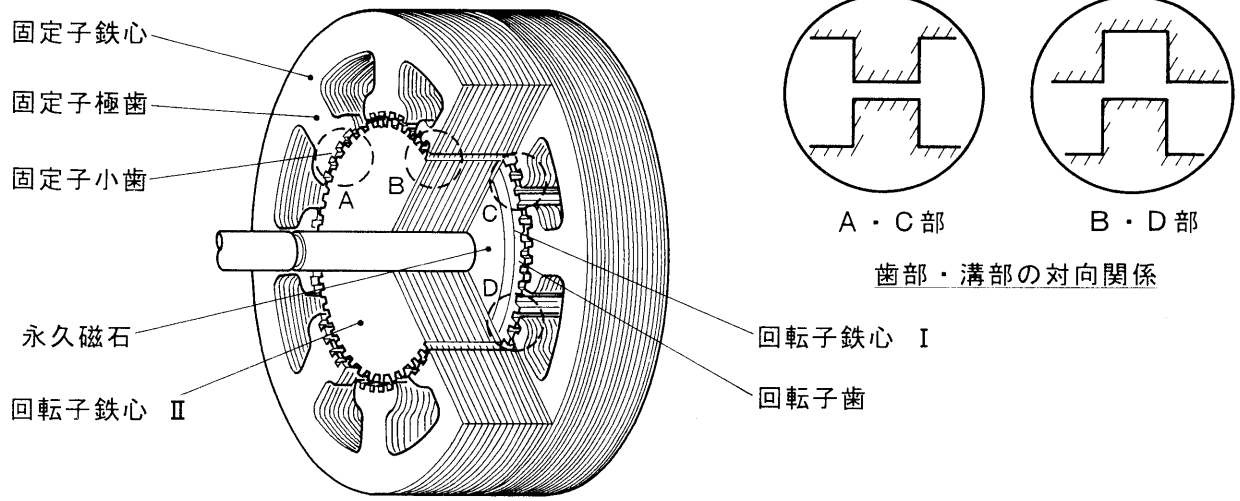
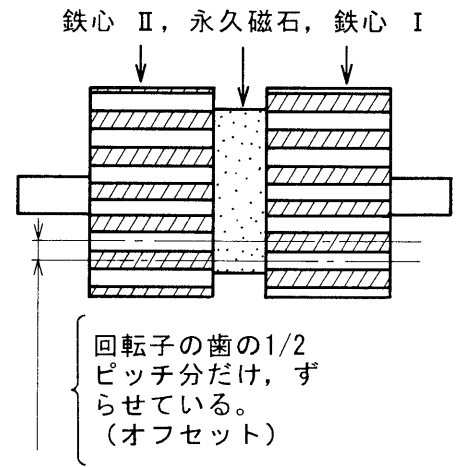
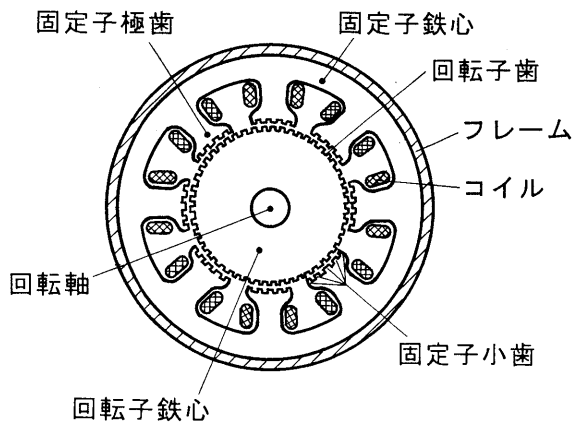


図3.2.1 HB-STPの基本構成

U_c : 固定子コイルによる起磁力

U_m : 永久磁石による起磁力

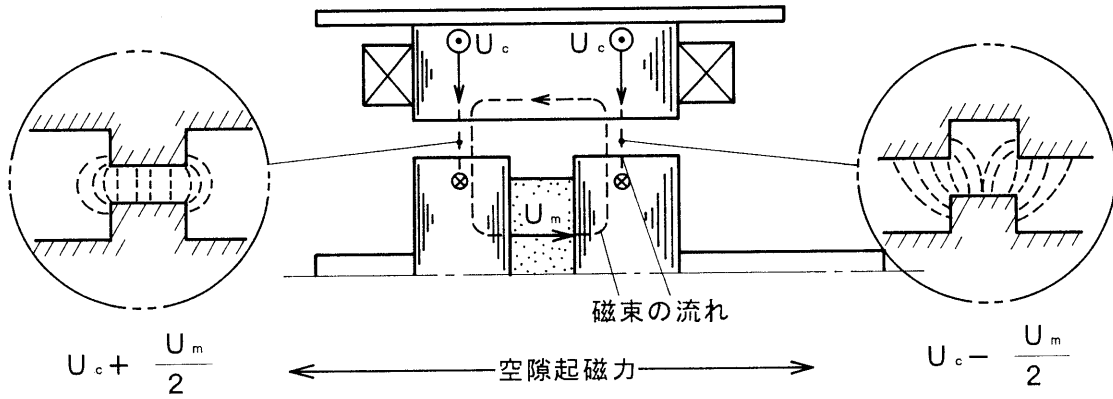


図3.2.2 HB-STPにおける磁束の流れ

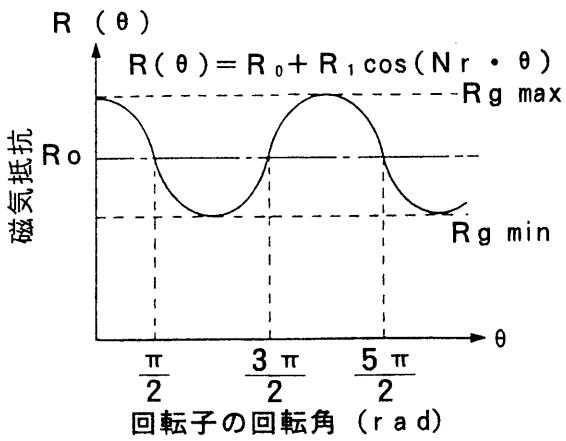


図3.2.3 磁気抵抗の変化

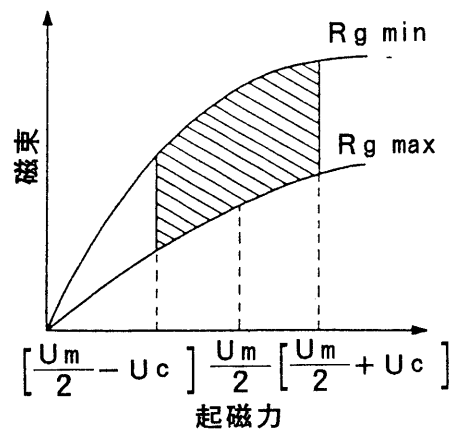


図3.2.4 磁気エネルギーの変化

一般に、回転機はN極とS極の界磁コイルを交互に設けることにより、空隙中に交流的に分布した空間磁界を形成する。同様に、ステッピングモータは回転子鉄心の歯による磁気抵抗の変化によって空隙中の磁界を変化させ、歯の数と同数の空間高調波が生じる。したがって、ステッピングモータの歯数は、同期電動機の極対数と同様に考えることができる。例えば、固定子コイルの交流励磁電圧の周波数を f とし、回転子の歯数が50であれば、 $f/50$ で回転し、50極対数の低速多極の同期機となる。

HB-STPの界磁は基本的に単極回転機と同様に回転軸方向の磁気回路を構成し、空隙磁界を形成するが、鉄心の空隙面に多数の歯を設けることによって、空隙磁界が変調されて空隙に空間高調波をつくる。これより、空隙の磁束密度分布は、回転子歯数と同数の交流成分が直流成分に重畳した状態となっている。直流成分の磁束密度分布があることが一般の電動機（同期機、直流機）と大きく異なり、固有の特性を持つ要因となる。

固定子コイルでは磁束の直流成分の回転方向の電磁力を打ち消し、交流成分のみが回転方向の電磁力として有効に作用するようにスイッチングして電流を流し、HB-STPはトルクを発生する。

ステッピングモータは、このように磁気抵抗の変化、すなわち磁気エネルギーの変化を応用した特殊なトルク発生原理を持つ電動機であるが、マクロ的な見方をすると、発生トルクの基本原理は、 BIL 則 (B :磁束密度, I :電流, L :磁束と鎖交する導線長)と同様と考えることができる。つまり、鉄心の磁気抵抗変化により変調された磁束密度が空隙中に分布し、導線長 L を流れる電流 I がこの磁束と鎖交することによって、歯数と同数の高調波磁束で生じる力のみが同方向の接線成分の力となり、トルクを発生する。すなわち、トルクは歯による空間高調波と電流のベクトル積で発生すると考えられる。

3. 2. 3 電機子と回転子歯の関係

ステッピングモータの場合、回転機の場合の極対数は固定子コイルの極数と一致せず、回転子歯数と一致する。そして、回転機として動作させるための最低必要条件として、固定子の総歯数 N_s と回転子歯数 N_r 、コイルの極数 N_p の間に、次の関係を満たす必要がある。

$$\text{HB-STP} \quad : N_s = N_{st} m N_p N_{pp} = N_r \pm N_p / 2 \quad \dots\dots\dots (3.2.3)$$

$$\text{リラクタンス型} : N_s = N_{st} m N_p N_{pp} = N_r \pm N_p \quad \dots\dots\dots (3.2.4)$$

ここに、 N_{st} : 1極歯当りの歯(小歯)数、 m : 相数、 N_p : 極数、 N_{pp} : 1相1極当りのスロット数

まず、2相励磁の1相のみについて考える。

コイルによる起磁力分布が N_p 極であるとする、固定子の総歯数 N_s は(3.2.5)式となる。

$$N_s = N_r \pm N_p / 2 \quad \dots\dots\dots (3.2.5)$$

(3.2.5)式から固定子の総歯数が回転子歯数より $N_p/2$ 個少ない場合を考える。固定子歯と回転子歯が一致している位置を基準にとると、隣合う歯とは、固定子歯に対して回転子

歯が $(N_p/2)/N_r$ 分ずれることになる。そして、コイル起磁力分布の1極分内の回転子歯数は N_r/N_p となり、コイルの1極当り、次の量だけ固定子歯と回転子歯間の位置の位相がずれる。

$(N_p/2)/N_r \cdot N_r/N_p = 1/2$ 歯 (空隙パーミアンス基本波の角度で示すと π になる。)
したがって、回転子の1歯は、電気角で2極 (2π) であるため、N極コイルの空隙のベクトル合成した交流基本波成分パーミアンスを $P_{1e}(\theta)$ とすると、S極コイルの空隙のベクトル合成した交流基本波成分パーミアンスは、 $P_{1e}(\theta + \pi)$ となる。したがってコイルの起磁力分布がN極からS極へ変わる(位相が π 変わる)と、合成基本波パーミアンスの位相も π 変わり、コイルによる磁界と歯間の空隙基本波パーミアンスが対応している。

幾何的には、固定子コイルが作る磁極を N_p 極とすると、機械角で $(360^\circ/N_p)$ の角度毎に固定子歯と回転子歯の相対的位置が、1/2歯ピッチ(電気角で π) ずれた構成となる。この様子を図3.2.5に示す。固定子コイルは4極であり、a相コイルにおいて、固定子歯と回転子歯が互いに対向した位置を基準位置にとると、機械角で 90° で固定子歯と回転子の溝、 180° で歯と歯、 270° で固定子歯と回転子の溝が対向する位置関係になる。残りのb相コイルの歯も 90° 毎に同様な位置関係となる。また、2相励磁のため、b相の固定子歯は、隣のa相の固定子歯より回転子歯に相対して $\pi/2$ ずれて配置されている。

3相駆動方式でも前記の2相の場合と同様に考えることができ、U、V、W相コイルのある歯は図3.2.6に示すような幾何的位置関係となっている。今、U相の固定子歯と回転子歯が対向した状態を基準位置とすると、V相の固定子歯は回転子歯の中心より1/3歯ピッチ(電気角： $2\pi/3$) ずれており、W相の固定子歯は回転子歯の中心より2/3歯ピッチ(電気角： $4\pi/3$) ずれている。

3.2.4 歯と空隙長⁽⁵⁾

ステッピングモータでは、空隙パーミアンスを決定する鉄心歯の寸法と空隙長は、出力特性上、最も重要な設計因子である。

空隙の磁気抵抗の逆数である空隙パーミアンス $P(\theta_e)$ は、次式で表すことができる。

$$P(\theta_e) \cong P_0 + P_1 \cos \theta_e \quad \dots \dots \dots (3.2.6)$$

ここに、 $\theta_e = N_r \theta$ 、 θ ：回転角度

空隙パーミアンス P_1, P_0 は、 $\tau/\delta g$ (歯ピッチ/空隙長) と T_w/τ (歯幅/歯ピッチ) によって決まる。この空隙パーミアンスは仮定磁路を用いた数値計算、磁界解析によって求めることができ、トルクを算出するときに重要となる値である^{(6), (7), (8), (9), (10), (12)}。
 $\tau/\delta g$ が大きいほどトルクは大きくなり、かつ力率も良くなる。しかし、外径を一定として τ を大きくすると歯数が少なくなり、トルクは減少する。また、 δg を小さくすると、製造上で生じる電磁氣的不平衡による電磁振動が大となったり、製造が難しくなることが考えられる。これらを考慮すると、 $\tau/\delta g = 20 \sim 40$ で設計すると、比較的输出密度の大き

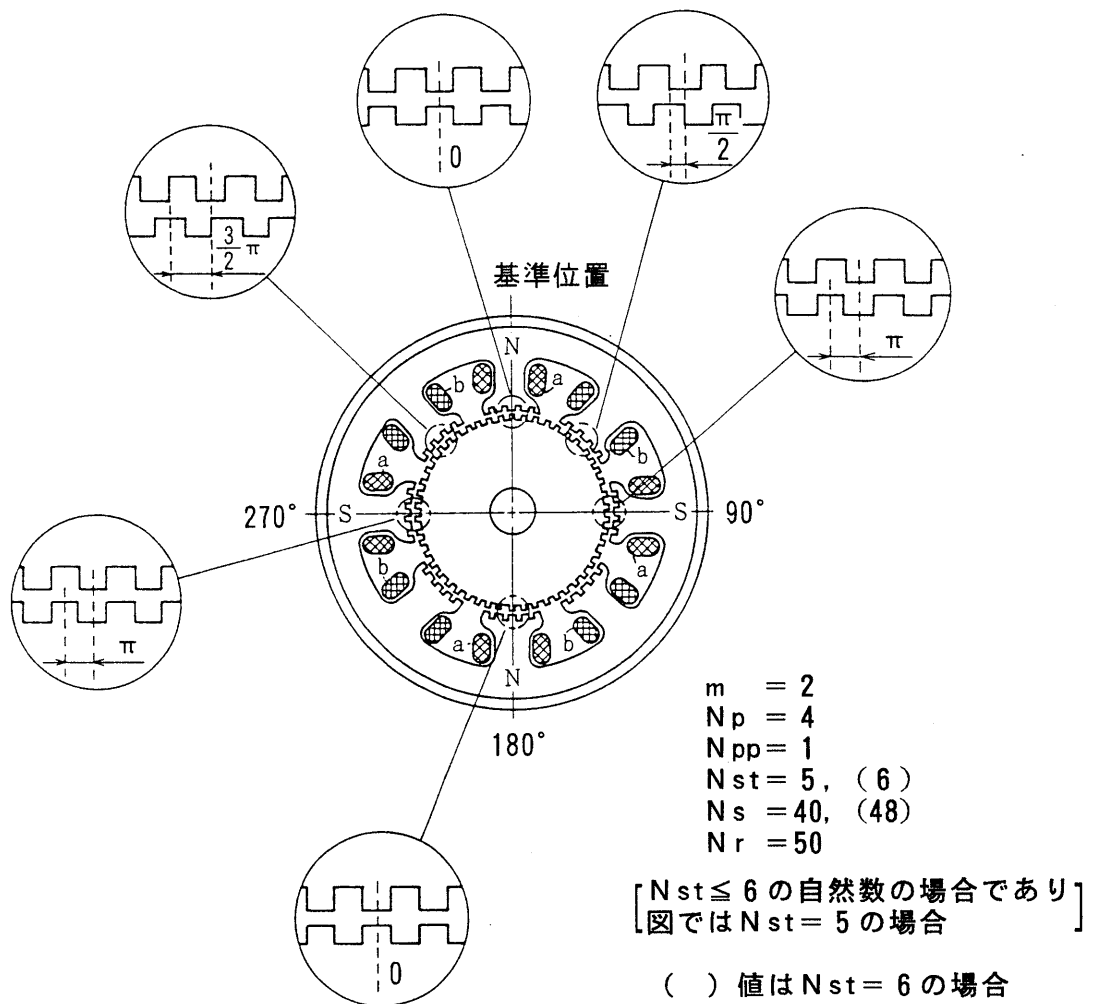


図3.2.5 歯の位置関係

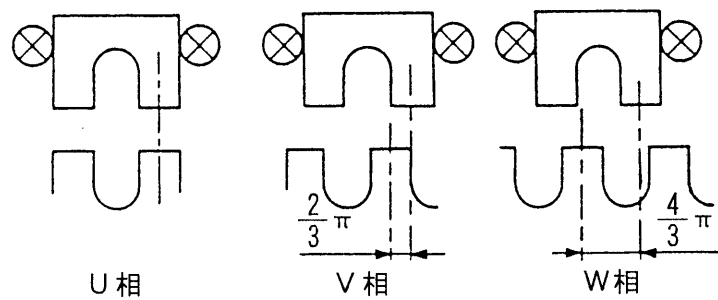


図3.2.6 3相駆動方式の歯の位置関係

な値が得られる。

歯幅もトルクに大きく影響し、一般に設計値としては、 $T_w/\tau = 0.35 \sim 0.45$ が選定されている。最大トルクが得られるときの T_w/τ は、 $0.4 \sim 0.42$ である。

歯高さ T_h は、 $T_h > 10 \delta g$ であれば、歯の溝底部の漏れ磁束は僅かとなり、 T_h は無限長とみなすことができるので、 T_h を考慮せずに特性算出が可能となる。

歯の形状(平行歯, インボリュート歯)は最大トルクには大きく影響せず、オープンループレ制御における位置決め精度やトルクの脈動に影響を与える。

3.3 静トルク特性

ステッピングモータは、位置決め制御のアクチュエータとして使われる場合、直流励磁で生じる最大静止トルクと、無励磁時の最大静止トルクであるディテントトルクによって基本性能が決定される。この特性を空隙パーミアンスで表された磁気エネルギーから導出する。

HB-STPの界磁は回転子の軸方向に磁化された永久磁石を起磁力として図3.2.2に示すように軸方向に界磁の磁気回路を形成する。永久磁石の磁束は軸方向に次のように流れる。永久磁石(N)→回転子鉄心→空隙→固定子鉄心(軸方向)→空隙→回転子鉄心→永久磁石(S)

一方、固定子コイルは径方向の回転磁界を形成するので、HB-STPの磁束は三次元に分布し、磁気等価回路は図3.3.1で表される。この磁気等価回路を用いて、空隙パーミアンスと永久磁石の動作点における特性を次に導出する。なお、 $N_{pp}=1$ とし、パーミアンスに関する各式には、真空の透磁率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (H/m) を省いている。

3.3.1 空隙パーミアンスと永久磁石特性^{(10), (11)}

(a) 空隙パーミアンス

図3.2.5に示す固定子歯と回転子歯の相対的位置関係より、図3.3.2に示すように位相が電気角で $\pi/2$ ずつずれた4つのパターンで全体を検討することができる。これより、固定子歯と回転子歯間の空隙パーミアンスが歯の相対位置角度 θ の周期関数となることに着目し、1歯間を領域として解析を行う。解析で得られた各位置における空隙パーミアンスをフーリエ級数展開し、(3.3.1)式で表される空隙パーミアンス $P(\theta_e)$ が得られる。

図3.3.2に示す P_a, P_b, P_c, P_d は関数 $P(\theta_e)$ で表すことができる。

$$P(\theta_e) = P_0 + \sum_{n=1} P_n \cdot \cos(n\theta_e) \quad \dots\dots\dots (3.3.1)$$

$$\begin{aligned} P_a &= P(\theta_e) \\ P_b &= P(\theta_e + \pi/2) \quad \dots\dots\dots (3.3.2) \end{aligned}$$

$$P_c = P(\theta_e + \pi)$$

$$P_d = P(\theta_e + 3/2 \cdot \pi)$$

軸方向に2分割された回転子鉄心の片側鉄心（例えば、永久磁石のS極側回転子鉄心）の空隙パーミアンス P_{gs} は次式のように P_0 で表され、回転角度に対して一定値となる。

$$P_{gs} = mN_p N_{st} (P_a + P_b + P_c + P_d) / 4$$

$$= 2 N_p N_{st} P_0 \quad \dots\dots\dots (3.3.3)$$

また、磁気抵抗 R_{gs} は、 $R_{gs} = 1/P_{gs}$ となる。

永久磁石のN極側回転子鉄心の空隙パーミアンスは同様にして等しくなる。

$$P_g = P_{gs} = P_{gN} \quad \dots\dots\dots (3.3.4)$$

(b) 永久磁石の動作点における特性

永久磁石からみた外部磁気抵抗 R_z は次式で表される。

$$R_z = 2 R_g + R_s + R_r \quad (P_z = 1/R_z) \quad (1/m) \quad \dots\dots\dots (3.3.5)$$

永久磁石のパーミアンス係数 P_{co} より、永久磁石の動作点における磁束密度 B_m 、磁界の強さ H_m 、起磁力 U_m を求める。

$$P_{co} = R_m / R_z \quad \dots\dots\dots (3.3.6)$$

$$B_m = B_r / (1 + \mu_r / P_{co}) \quad (T) \quad \dots\dots\dots (3.3.7)$$

$$H_m = B_m / (\mu_o P_{co}) \quad (AT/m) \quad \dots\dots\dots (3.3.8)$$

$$U_m = H_m L_m \quad (AT) \quad \dots\dots\dots (3.3.9)$$

ここに、 R_g ：空隙の磁気抵抗、 R_s ：固定子の磁気抵抗、 R_r ：回転子の磁気抵抗、 R_z ：外部磁気抵抗、 R_m ：永久磁石の磁気抵抗、 B_m ：動作点の磁束密度、 B_r ：永久磁石の残留磁束密度、 μ_r ：永久磁石の比透磁率、 H_m ：永久磁石の磁界の強さ、 U_m ：永久磁石の起磁力、 L_m ：永久磁石の厚み

永久磁石による空隙の起磁力は次式となる。

$$U_{mg} = R_g / R_z \cdot U_m \quad (AT) \quad \dots\dots\dots (3.3.10)$$

3.3.2 ディテントトルク

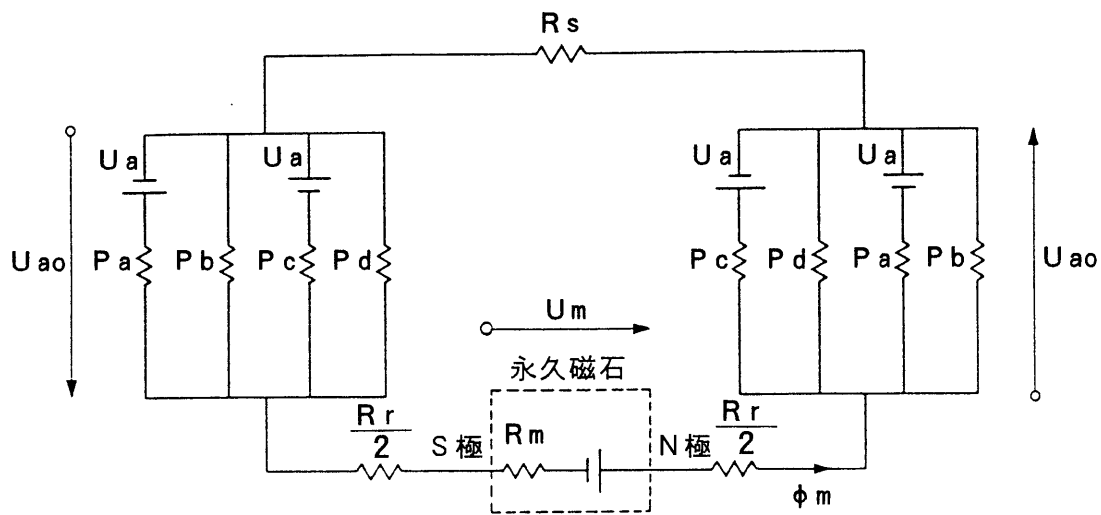
HB-STPは永久磁石により無励磁時にも回転軸を保持するトルクが生じる。この無励磁時の最大静止トルクがディテントトルクトルクである。ディテントトルクは永久磁石の起磁力と空隙パーミアンス変化により生じるもので次式から得られる⁽⁷⁾。

$$T_d = \frac{U_{mg}^2}{2} \cdot \frac{\partial \Sigma P}{\partial \theta}$$

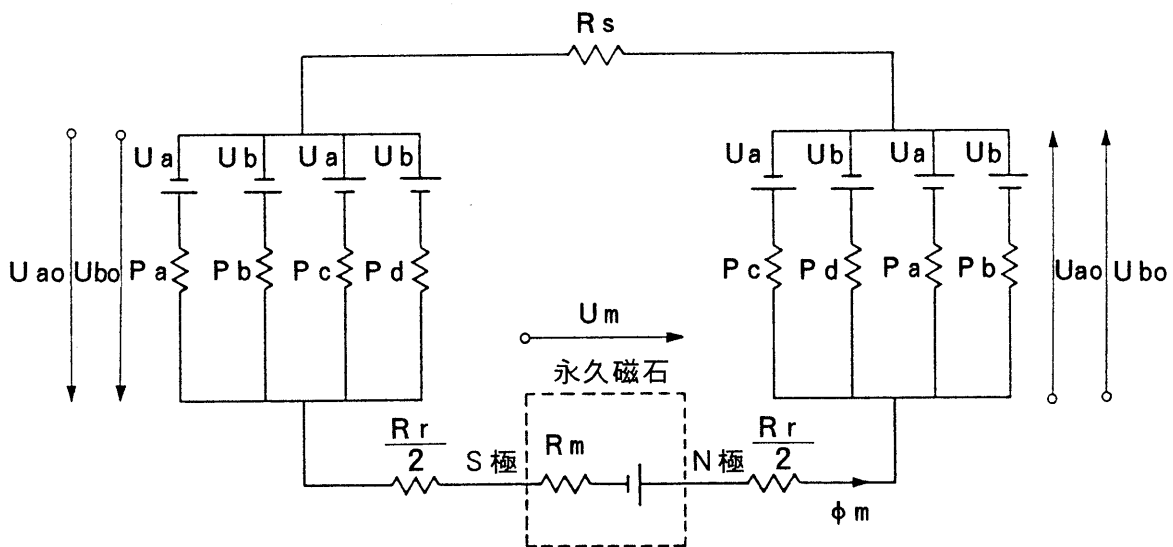
$$= m N_p (N_{st} / 4) 2 L_r U_{mg}^2 / 2 \frac{\partial}{\partial \theta} (P_a + P_b + P_c + P_d)$$

$$\approx - \gamma L_r U_{mg}^2 \sum_{n=1}^4 n P_n \sin(4 n \theta e) \quad (N \cdot m) \quad \dots\dots\dots (3.3.11)$$

ここに、 $\gamma = m N_p N_{st} N_r$ 、 $\theta e = N_r \theta$ 、 L_r ：片側の回転子鉄心の長さ
前式からわかるようにディテントトルクは主に4n次の高調波パーミアンス成分からな



(a) 1相励磁の磁気等価回路



(b) 2相励磁の磁気等価回路

図3.3.1 ハイブリッド形の磁気等価回路

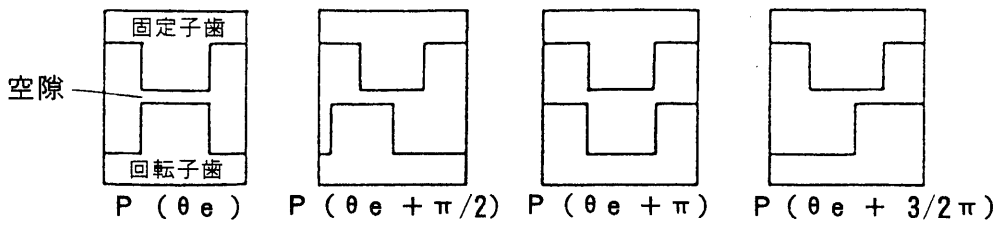


図3.3.2 固定子歯と回転子歯の位置関係

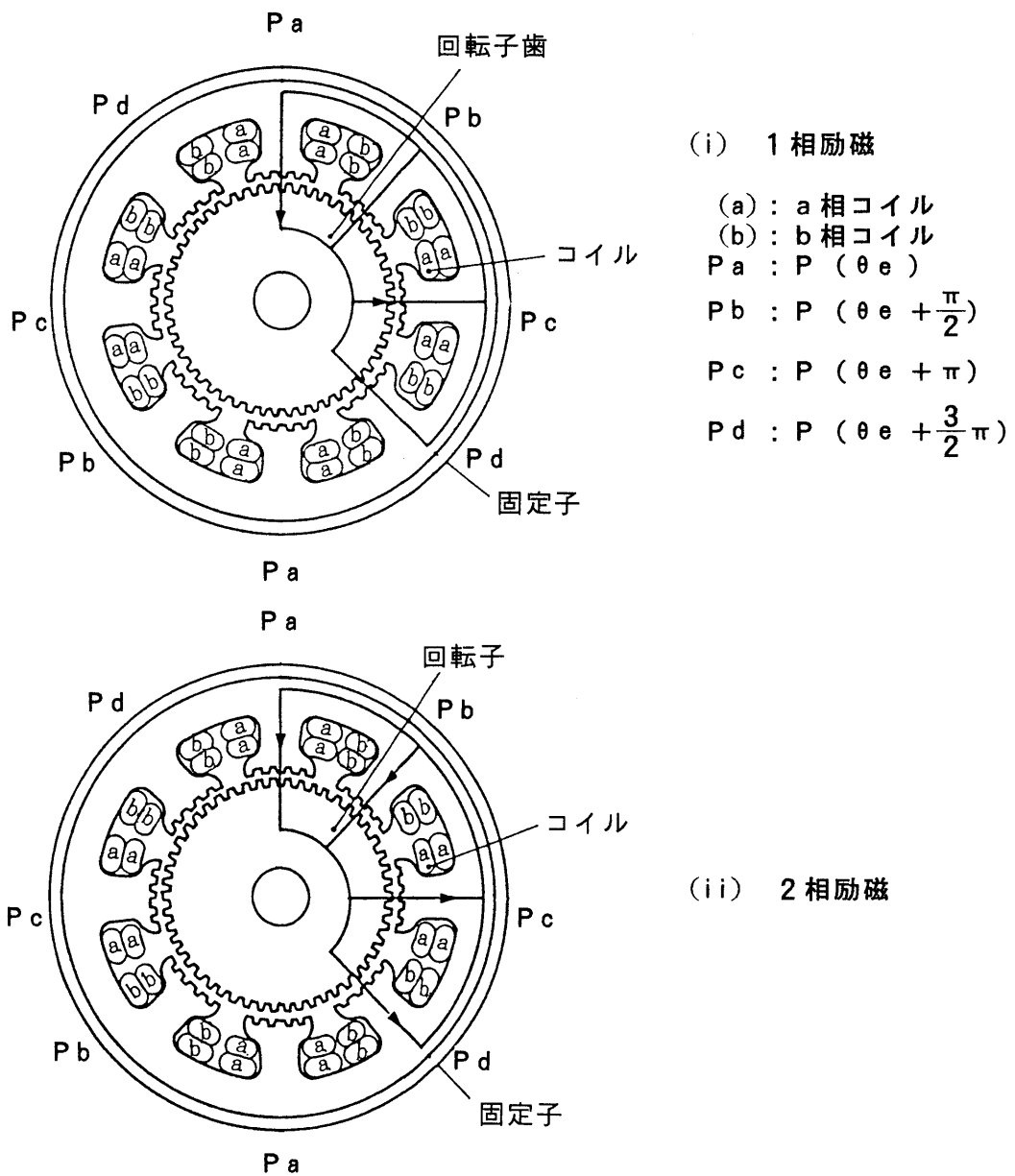


図3.3.3 固定子コイルの励磁による磁路
(永久磁石のS極側の鉄心)

る。したがって、ディテントトルクを低減するときは鉄心歯をオフセットするか、またはバーニア歯として位相を電気角で $\pi/4$ だけずらすことにより理論的にディテントトルクを零にすることができる。

3. 3. 3 最大静止トルク

3. 3. 3. 1 1相励磁のトルク

駆動時には、永久磁石による起磁力のほかに、コイルによる起磁力を考える必要がある。図3.3.3のa相コイルのみを励磁した場合について考える。

励磁したときの各起磁力を磁気回路より計算する。

ここで、 U_{a0} , U_{ap} , U_{am} はa相コイルの励磁により発生する起磁力で、磁気抵抗の差によってコイルのアンペアターン U_a を配分して求める。 U_{a0} はa相コイルの励磁による無励磁極(a相以外の極)の空隙起磁力、 U_{ap} はa相コイルの励磁によるa相の極歯の空隙起磁力で U_{a0} が加わる方向、 U_{am} はa相コイルの励磁によるa相の極歯の空隙起磁力で U_{a0} が減少させる方向、 U_{ma} はa相コイルの励磁による永久磁石間の起磁力である。

$$U_a = N_c I_a \quad \dots\dots\dots (3.3.12)$$

ここに、 N_c : 1極当りのコイルのターン数、 I_a : a相コイルの電流

図3.3.1の磁気等価回路から、磁束の連続条件より次式が導かれる。

$$P_{sr}(2U_{a0} + U_{ma}) + P_a(U_{a0} - U_a) + (P_b + P_d)U_{a0} + P_c(U_{a0} + U_a) = 0 \quad \dots\dots\dots (3.3.13)$$

$$P_{sr}(2U_{a0} + U_{ma}) + (P_m + P_L)U_{ma} = 0 \quad \dots\dots\dots (3.3.14)$$

ここに、 $P_{sr} = 1/(R_s + R_r)$

(3.3.12)式、(3.3.14)式より U_{ma} を消去すると、(3.3.15)式が得られる。

$$U_{a0} = (P_{sr} + P_m + P_L)(P_a - P_c) / [2(P_m + P_L)P_{sr} + (P_{sr} + P_m + P_L)(P_a + P_b + P_c + P_d)] U_a \quad \dots\dots\dots (3.3.15)$$

P_L は永久磁石の漏れパーミアンスであり、 $P_L = 0$ とみなせるので(3.3.15)式は次式となる。

$$U_{a0} = k_p(P_a - P_c)U_a \quad \dots\dots\dots (3.3.16)$$

ここに、 $k_p = (P_{sr} + P_m) / [2P_m P_{sr} + (P_{sr} + P_m)(P_a + P_b + P_c + P_d)]$

したがって、a相コイルの励磁により生じる空隙起磁力のうち、a相コイルのある空隙部の起磁力 U_{ap} , U_{am} は等価回路より次のようになる。

$$U_{am} = U_a - U_{a0} \quad \dots\dots\dots (3.3.17)$$

$$U_{ap} = U_a + U_{a0} \quad \dots\dots\dots (3.3.18)$$

次に永久磁石からの起磁力も加算して、各極歯における起磁力を求める。

回転子鉄心の歯はモータの磁極中央部で2分割され、永久磁石のN極側鉄心とS極側鉄心で1/2歯ピッチずれていること、a相コイルによる起磁力方向、永久磁石による起磁力方向を考えると各起磁力は次のようになる。

$$\begin{aligned}
\text{コイルN極；磁石S極} & : U_{aNs} = U_{am} + U_{mg} \\
\text{コイルN極；磁石N極} & : U_{aNn} = U_{ap} - U_{mg} \\
\text{コイルS極；磁石S極} & : U_{aSs} = -U_{ap} + U_{mg} \\
\text{コイルS極；磁石N極} & : U_{aSn} = -U_{am} - U_{mg} \quad \dots\dots\dots (3.3.19) \\
\text{無励磁極；磁石S極} & : U_{a_0s} = -U_{a_0} + U_{mg} \\
\text{無励磁極；磁石N極} & : U_{a_0n} = U_{a_0} - U_{mg}
\end{aligned}$$

上式から、1相励磁の最大静止トルク T_{H1} を求める。

$$\begin{aligned}
T_{H1} = mNp(Nst/4)Lr [& \frac{\partial P(\theta e)}{\partial \theta} (U_{am} + U_{mg})^2 + \{ \frac{\partial P(\theta e + \pi/2)}{\partial \theta} \\
& + \frac{\partial P(\theta e + 3/2 \cdot \pi)}{\partial \theta} \} (-U_{a_0} + U_{mg})^2 + \frac{\partial P(\theta e + \pi)}{\partial \theta} (-U_{ap} + U_{mg})^2] \quad \dots (3.3.20)
\end{aligned}$$

$U_{a_0} = 0$ として近似すると、最大静止トルクは、次のようになる。

$$\begin{aligned}
T_{H1} = -NrmNpNstLr [& (2n-1) \sum P_{2n-1} \sin\{(2n-1)\theta e\} NcIaU_{mg} \\
& + n \sum P_{2n} \sin(2n\theta e) \cdot (NcIa)^2 \\
& + 4n \sum P_{4n} \sin(4n\theta e) \cdot U_{mg}^2] \quad (N \cdot m) \quad \dots\dots\dots (3.3.21)
\end{aligned}$$

基本波のトルク T_{1r} では(3.3.21)式の第1項で $n=1$ の値であり、(3.3.22)式で表される。

$$\begin{aligned}
T_{1r} & = -NrmNpNstLrP_1U_{mg}NcIa \\
& = -NrmNpNstLrP_1/(mNpNstP_0) \cdot U_{mPz}NcIa \\
& = -NrLr(P_1/P_0)(U_{mPz})(NcIa) \quad \dots\dots\dots (3.3.22)
\end{aligned}$$

3.3.3.2 2相励磁のトルク

2相励磁の場合は図3.3.3に示すa相コイル、b相コイルを励磁する。a相コイルを励磁した時の磁気回路とb相コイルを励磁した時の磁気回路は重ね合わせの理が適用できるので、それぞれ独立に考える。

2相励磁の最大静止トルク T_{H2} は、それぞれのコイルに対して、1相励磁の場合と同様に求められる。

$$U_b = NcIb \quad \dots\dots\dots (3.3.23)$$

ここに、 U_b : b相コイルのアンペアターン、 I_b : b相コイルの電流

$$U_{am} = U_a - U_{a_0} \quad \dots\dots\dots (3.3.24)$$

$$U_{ap} = U_a + U_{a_0} \quad \dots\dots\dots (3.3.25)$$

$$U_{bm} = U_b - U_{b_0} \quad \dots\dots\dots (3.3.26)$$

$$U_{bp} = U_b + U_{b_0} \quad \dots\dots\dots (3.3.27)$$

$$U_{a0} = k_p(P_a - P_c)U_a \quad \dots\dots\dots (3.3.28)$$

$$U_{b0} = k_p(P_b - P_d)U_b \quad \dots\dots\dots (3.3.29)$$

$$\begin{aligned} \text{a相コイルN極；磁石S極} & : U_{aNS} = U_{am} + U_{mg} - U_{b0} \\ \text{a相コイルN極；磁石N極} & : U_{aNN} = U_{ap} - U_{mg} + U_{b0} \\ \text{a相コイルS極；磁石S極} & : U_{aNS} = -U_{ap} + U_{mg} - U_{b0} \\ \text{a相コイルS極；磁石N極} & : U_{aSN} = -U_{am} - U_{mg} + U_{b0} \\ \text{b相コイルN極；磁石S極} & : U_{bNS} = U_{bm} + U_{mg} - U_{a0} \quad \dots\dots\dots (3.3.30) \\ \text{b相コイルN極；磁石N極} & : U_{bNN} = U_{bp} - U_{mg} + U_{a0} \\ \text{b相コイルS極；磁石S極} & : U_{bSS} = -U_{bp} + U_{mg} - U_{a0} \\ \text{b相コイルS極；磁石N極} & : U_{bSN} = -U_{bm} - U_{mg} + U_{a0} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{H2} = mN_p(N_s t / 4) L_r [& \partial P(\theta_e) / \partial \theta (U_{am} + U_{mg} - U_{b0})^2 \\ & + \partial P(\theta_e + \pi/2) / \partial \theta (U_{bm} + U_{mg} - U_{a0})^2 \\ & + \partial P(\theta_e + \pi) / \partial \theta (-U_{ap} + U_{mg} - U_{b0})^2 \\ & + \partial P(\theta_e + 3/2 \cdot \pi) / \partial \theta (-U_{bp} + U_{mg} - U_{a0})^2] \quad \dots (3.3.31) \end{aligned}$$

$U_{a0}=0, U_{b0}=0$ と近似し、 $I_a=I_b=I$ とすると、

$$\begin{aligned} T_{H2} = -\gamma L_r [& \sqrt{2}(2n-1) \Sigma P_{2n-1} \sin\{(2n-1)(\theta_e + \pi/4)\} \cdot N_c I U_{mg} \\ & + 4P_4 \sin(4\theta_e) \cdot \{(N_c I)^2 + U_{mg}^2\}] \quad (N \cdot m) \quad \dots\dots\dots (3.3.32) \end{aligned}$$

ここに、 $\gamma = mN_p N_s t N_r$

(4) モータの動特性⁽¹³⁾

いま、 $U_{a0}=0, U_{b0}=0, U_a=N_c I \cos(\omega_e t), U_b=N_c I \cos(\omega_e t + \pi/2), \theta_e = \omega_e t + \delta = N_r \omega t + \delta$ とし、2相励磁でHB-STPを正弦波駆動したときのトルク T_{m2} を導出する。

ここに、 ω_e ：励磁周波数、 ω ：回転子の回転角速度 $=2\pi n_r, \delta$ ：トルク角

$$\begin{aligned} T_{m2} \doteq -\gamma L_r [& \frac{N_c I U_{mg} P_1 \sin \delta}{\text{有効な基本トルク}} \\ & + \frac{1/2 \{P_2 \sin(2\delta)\} (N_c I)^2}{\text{リラクタンストルク}} \\ & + \frac{1/2 [P_2 \sin\{2(2\omega_e t + \delta)\} + 2P_4 \sin\{4(\omega_e t + \delta)\}]}{\text{トルク脈動成分}} (N_c I)^2 \\ & + \frac{4P_4 [\sin\{4(\omega_e t + \delta)\}]}{\text{ディテントトルク}} U_{mg}^2] \quad \dots\dots\dots (3.3.33) \end{aligned}$$

(3.3.33)式からわかるように、トルク脈動成分とディテントトルクが僅かであると仮定すると、トルク角 δ が $\pi/2$ のときに駆動トルクは最大になる。

2相励磁の電圧・電流方程式は次のように導出される。ここに、 $i = I \cos(\omega_e t)$ とす

る。

$$\begin{aligned}
 V_a &= N_c \frac{d \Phi(i, \theta)}{d t} + R i \\
 &= N_c N_{st} N_{sc} L_r \left[\frac{d}{d t} \{P(\theta e) \cdot (U_{am} + U_{mg} - U_{bo})\} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{d}{d t} \{P(\theta e + \pi) \cdot (U_{ap} - U_{mg} + U_{bo})\} \right] + R i \quad \dots\dots\dots (3.3.34)
 \end{aligned}$$

ここに、 N_{sc} : 1相当の直列コイル数
 $U_{a0} = 0, U_{b0} = 0$ として近似すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 V_a &= -N_c N_{st} N_{sc} 2L_r \\
 &\times \left[N_r \left\{ \sum_{n=1} (2n-1) P_{2n-1} \sin\{(2n-1)\theta e\} \cdot U_{mg} + \sum_{n=1} 2n P_{2n} \sin(2n\theta e) \cdot U_a \right\} \frac{d \theta}{d t} \right. \\
 &\quad \left. - N_c \left\{ P_0 + \sum_{n=1} P_{2n} \cos(2n\theta e) \right\} \frac{d i}{d t} \right] + R i \quad \dots\dots\dots (3.3.35)
 \end{aligned}$$

(3.3.35)式から速度起電力はパーミアンスの基本波成分 P_1 からなり、自己インダクタンスはパーミアンスの直流成分 P_0 からなっていることがわかる。

すなわち、 P_1/P_0 の値が大となるようにすれば、自己インダクタンスの小さく、力率の良い電動機が得られることになる。

3.4 同期機としての電動機特性

3.4.1 鎖交磁束と誘起電圧

(a) 鎖交磁束

3.3.1節の B_m より、永久磁石の発生する磁束 Φ_m は次式となる。

$$\Phi_m = B_m A_m \quad \dots\dots\dots (3.4.1)$$

これより、任意の歯を通る有効磁束 Φ_g は次式となる。

$$\Phi_g = \Phi_m / P_g P_n \quad \dots\dots\dots (3.4.2)$$

ここに、 P_n : 任意の歯間のパーミアンス ($n=1, 2, \dots, n$)

固定子コイルのピッチが1番目のスロットから n 番目のスロットまでとすると、磁束 Φ_m が1つのコイルと鎖交する磁束 Φ_c は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 \Phi_c &= N_{st} \Phi_m / P_g \left[\sum_{j=1}^{n-1} P\{\theta e + \pi(j-1)/m\} \right] \\
 &= N_{st} \Phi_m / P_g \left[\underbrace{(n-1)P_0}_{\text{直流成分}} + k_v \underbrace{[P_1 \cos\{\theta e + (n-2)\pi/(2m)\}]}_{\text{交流成分 } \Phi_c(\text{ac})} \right] \quad \dots\dots\dots (3.4.3)
 \end{aligned}$$

ただし、 $k_v = \sin[(n-1)\pi/(2m)]/\sin[\pi/(2m)]$, 位相差: $\pi/(mN_{pp}) = \pi/m$

この鎖交磁束量 Φ_c は (3.4.3) 式からわかるように回転子の回転に対して交流成分と直流成分をもっている。永久磁石のN極側の回転子鉄心とS極側の回転子鉄心の歯が1/2歯ピッチ(電気角 π)位相がずれているため、図3.4.1に示すように、固定子コイルと鎖交する回転子のN極側より発生する永久磁石磁束 Φ_N の交流成分の位相は、S極側より発生する永久磁石磁束 Φ_s の交流成分に対して π ずれる。したがって、 Φ_N と Φ_s の和となる鎖交磁束 ($\Phi_N + \Phi_s$) の直流成分は零となり、交流成分 ($\Phi_c(ac) \times 2$) のみが加え合わされる。磁束変化分である交流成分が誘起電圧となり、出力に寄与する。

$$\begin{aligned} \Phi_{ct} &= N_c (\Phi_c(ac) \times 2) \\ &= 2 k_e \Phi_m / P_g [P_1 \cos\{\theta_e + (n-2)\pi/(2m)\}] \quad \dots\dots\dots (3.4.4) \end{aligned}$$

ここに、 $k_e = N_{st} N_{ckv}$

(b) 誘起電圧: E

$$\begin{aligned} E &= -d/dt [\Phi_{ct}] \\ &= -2 N_r \omega k_e \Phi_m / P_g [P_1 \sin\{\theta_e + (n-2)\pi/(2m)\}] \quad \dots\dots\dots (3.4.5) \end{aligned}$$

ここに、 $\theta_e = N_r \omega t$, $\omega = 2\pi n_r$, n_r : 回転数(rps)

一相当りの直列コイル数を N_{sc} とすると、1相の誘起電圧 E は、

$$|E| = k_e' \Phi_m P_1 / P_o \quad \dots\dots\dots (3.4.6)$$

ここに、 $k_e' = \sqrt{2 N_r N_{sc} \omega k_e} / (m N_p N_{st})$

3.4.2 インダクタンス

インダクタンス L はコイルを貫く磁束から求める。尚、パーミアンスの高調波成分、及び漏れ磁束により発生するインダクタンスは考慮していない。

$$L = P \cdot N^2 \quad \dots\dots\dots (3.4.7)$$

ここに、N: コイルのターン数, P: 磁気回路のパーミアンス

永久磁石のN極側の回転子鉄心とS極側の回転子鉄心は周方向に1/2歯ピッチ位置がずれて回転軸に固定されている。任意の固定子の極で、例えばN極のコイル下における空隙パーミアンス P_{gN} は次式で表され、回転角 θ_e に対して一定であることがわかる。

$$\begin{aligned} P_{gN}(\theta_e) &= N_{st} \left[\sum_{j=1}^{n-1} P\{\theta_e + \pi(j-1)/m\} + P\{\theta_e + \pi(j-1)/m + \pi\} \right] \\ &= 2(n-1)N_{st}P_o \quad \dots\dots\dots (3.4.8) \end{aligned}$$

1極当りの自己インダクタンス L_o は $N_c^2 \cdot P_{gN}(\theta_e)$ であり、次式となる。

$$L_o = 2(n-1)N_{st}N_c^2 P_o \quad \dots\dots\dots (3.4.9)$$

2相巻線の場合、a相コイルとb相コイルは空間的に電気角で90° ずれた位置に配置されるので、相互インダクタンス M は零となる。したがって、同期インダクタンス L_s は次式となる。

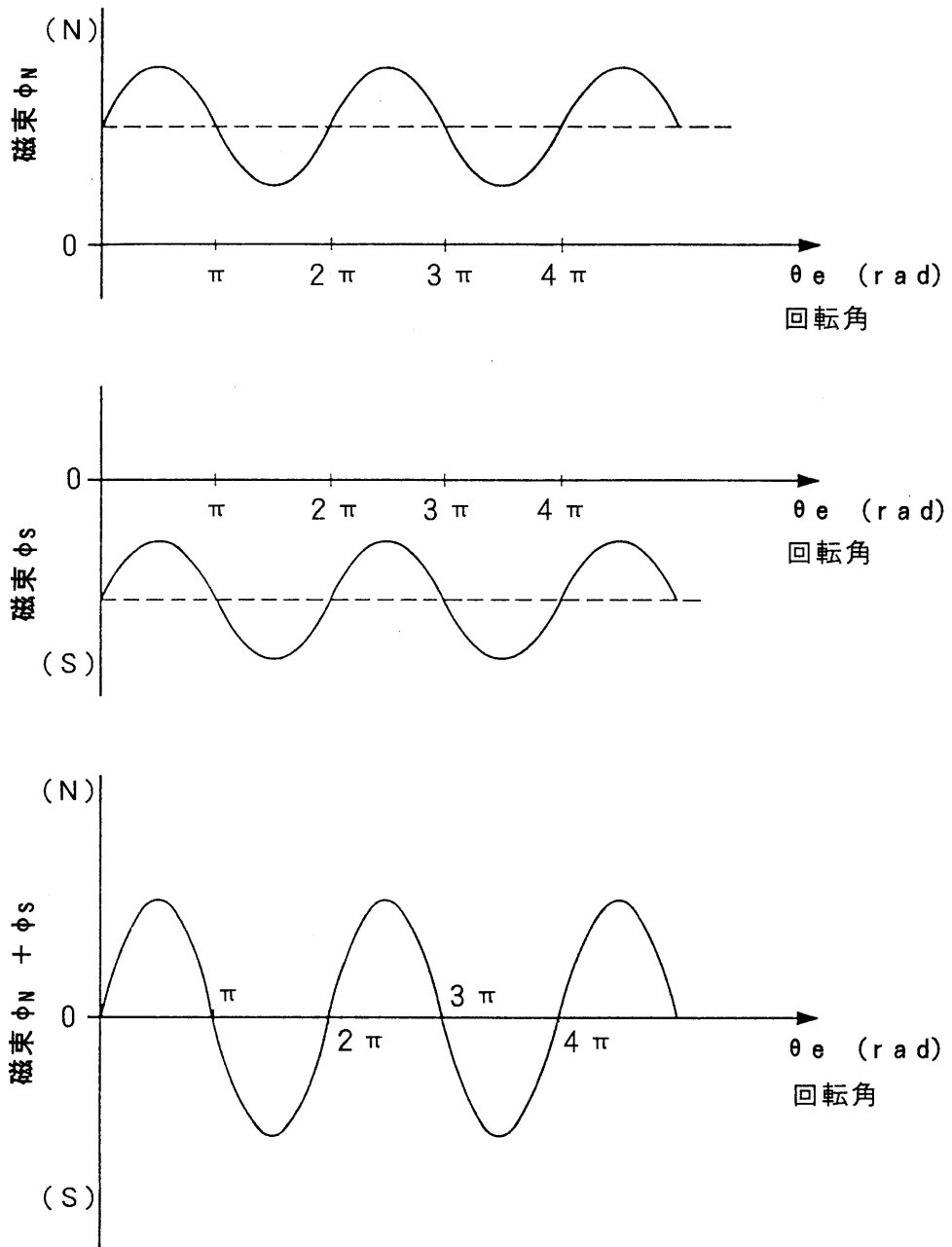


図3.4.1 回転角と磁束の関係

V : 相電圧, E : 相誘起電圧, I : 相電流

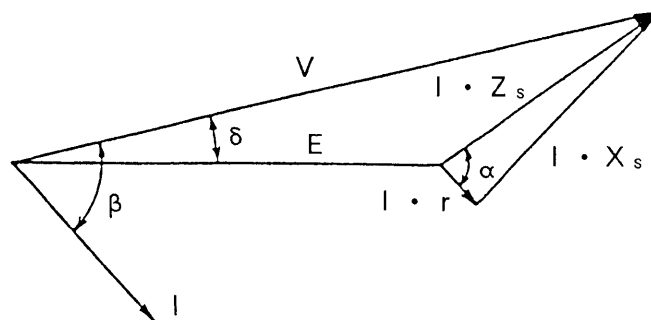


図3.4.2 ステッピングモータのベクトル図

$$L_s = L_0 + M = L_0 \quad \dots\dots\dots (3.4.10)$$

3相巻線では、固定子内にU相、V相、W相コイルは電気角で120°で空間的に配置されている。相互インダクタンスMuv, Mvw, Mwuは、Muv=Mvw=Mwu=L₀cos(120)=-L₀/2となるので、U相に鎖交する磁束から、次の関係式が導出される。

$$L_s I_u = L_0 I_u + M_{uv} I_v + M_{wu} I_w = L_0 (I_u - I_v/2 - I_w/2) \\ = (3/2)L_0 I_u \quad \dots\dots\dots (3.4.11)$$

ここに、I_u+I_v+I_w=0, I_u, I_v, I_w: u, v, wの各相電流

したがって、同期インダクタンスL_sと同期リアクタンスX_sは次式で表される。

$$L_s = (3/2)L_0 \quad \dots\dots\dots (3.4.12)$$

$$2 \text{相コイル: } X_s = \omega L_0 = 2 \omega N_c^2 (n-1) N_{st} N_{sc} P_0 \quad \dots\dots\dots (3.4.13)$$

$$3 \text{相コイル: } X_s = 3/2 \omega L_0 = 3 \omega N_c^2 (n-1) N_{st} N_{sc} P_0 \quad \dots\dots\dots (3.4.14)$$

同期インピーダンスZ_sは、Z_s=√(r²+X_s²)で表される。

以上、HB-STPの特性式を導出した。さらにこれらの式より次のことが明らかになった。

同期リアクタンスX_sの式において、P₀は空隙パーミアンスの直流分であり、回転子の回転角に対してほぼ一定である。すなわち、HB-STPは非突極の同期機特性を持っていることがわかる。

3.4.3 同期特性

HB-STPは回転子の突極性を利用してトルクを発生するが、3.4.2節の検討結果より電動機の特長としては、非突極性の円筒型同期電動機とみなすことができる。

この結果から、円筒型同期電動機のベクトル図⁽¹⁴⁾を用いてHB-STPの同期機としての特性を導出する。

図3.4.2に示すHB-STPのベクトル図より、(3.4.15)式、(3.4.16)式が得られる。

$$V = E \cos \delta + Z_s I \cos(\alpha - \beta) \quad \dots\dots\dots (3.4.15)$$

$$E \sin \delta = Z_s I \sin(\alpha - \beta) \quad \dots\dots\dots (3.4.16)$$

ここに、V: 相電圧、E: 相誘起電圧、I: 相電流、Z_s=√{r²+(ωL_s)²},

δ: トルク角, α: tan⁻¹(ωL_s/r)

(3.4.15)式、(3.4.16)式より、次式が得られる。

$$V \sin \alpha = E \sin(\alpha + \delta) + Z_s I \sin \beta \quad \dots\dots\dots (3.4.17)$$

$$V \cos \alpha = E \cos(\alpha + \delta) + Z_s I \cos \beta \quad \dots\dots\dots (3.4.18)$$

力率角βは(3.4.6)式、(3.4.17)式、(3.4.18)式とα≠0より、次式が導かれる。

$$\beta = \tan^{-1} \left\{ \frac{V \sin \alpha - E \sin(\alpha + \delta)}{V \cos \alpha - E \cos(\alpha + \delta)} \right\} \\ = \tan^{-1} \left\{ \frac{V - E \cos \delta}{E \cos \delta} \right\}$$

$$= \tan^{-1} \left\{ \frac{V - k_e' \Phi_m (P_1/P_0) \cos \delta}{k_e' \Phi_m (P_1/P_0) E \cos \delta} \right\} \dots\dots\dots (3.4.19)$$

(3.4.19)式より (P1/P0)が大となれば、力率角βは小となり力率が向上することがわかる。
次に、(3.4.18)式を次式に変形する。

$$I \cos \beta = V/Z_s \cos \alpha - E/Z_s \cos(\alpha + \delta) \dots\dots\dots (3.4.20)$$

これより、入力Winは次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} W_{in} &= V I \cos \beta \\ &= V [V/Z_s \cos \alpha - E/Z_s \cos(\alpha + \delta)] \dots\dots\dots (3.4.21) \end{aligned}$$

また、(3.4.17)式、(3.4.18)式から次式が導かれる。

$$I \cos(\beta - \delta) = V/Z_s \cos(\alpha - \delta) - E/Z_s \cos \alpha \dots\dots\dots (3.4.22)$$

(3.4.22)より、出力Woは次式となる。

$$\begin{aligned} W_o &= E I \cos(\beta - \delta) \\ &= E [V/Z_s \cos(\alpha - \delta) - E/Z_s \cos \alpha] \dots\dots\dots (3.4.22) \end{aligned}$$

したがって、同期化力は次式となる。

$$d(W_o)/d\delta = E V/Z_s \sin(\alpha - \delta) \dots\dots\dots (3.4.23)$$

これから、最大出力Wmaxは α - δ = 0 のときであることがわかり、次式となる。

$$W_{max} = E [V/Z_s - E/Z_s \cos \alpha] \dots\dots\dots (3.4.24)$$

また、トルクTは次式となる。ただし、nr : 回転数

$$T = P_o / \omega = P_o / (2\pi n_r) \dots\dots\dots (3.4.25)$$

電流Iは、(3.4.17)式、(3.4.18)式から導出される。

$$I = E/Z_s \sqrt{[(V/E)^2 - 2(V/E)\cos\delta + 1]} \dots\dots\dots (3.4.26)$$

ここで、HB-STPをm相とすると、最大出力Wmax、最大トルクTmaxは次のようになる。

$$W_{max} = m E [V/Z_s - E/Z_s \cos \alpha] \dots\dots\dots (3.4.27)$$

$$T_{max} = m W_{max} / (2\pi n_r)$$

また、rがコイルのリアクタンスXsと比較して著しく小さいときは、α = π/2となり、次式で近似される。

$$W_{max} = m E V/Z_s \dots\dots\dots (3.4.28)$$

次に、上記の特性算出式を用いて駆動方式を考慮した出力式を導出する。

定電流駆動では(3.4.22)式、(3.4.6)式より出力は次式で表される。

$$W_o = m E I \cos(\beta - \delta) = k_e' (P_1/P_0) \phi_m I \cos(\beta - \delta) \dots\dots\dots (3.4.29)$$

定電圧駆動では、(3.4.22)式、(3.4.6)式より出力は次式となる。

$$\begin{aligned} W_o &= m E [V/Z_s \cos(\alpha - \delta) - E/Z_s \cos \alpha] \\ &= m E V/Z_s \sin \delta \\ &= k_e' (P_1/P_0) \phi_m V / (k_z P_o) \sin \delta \dots\dots\dots (3.4.30) \end{aligned}$$

(3.4.29)式、(3.4.30)式より、出力も(P_1/P_0)に比例して増加することがわかる。

3.5 高トルク化

3.5.1 高トルク化の検討と新方法

HB-STPの出力は(3.4.30)式に示すように(P_1/P_0)に比例した式で表すことができる。

これより高トルク化を図るには(P_1/P_0)を大とすればよく、同時に力率も向上することが(3.4.19)式よりわかる。 (P_1/P_0) を大とするには、 P_0 が磁束の直流成分であることから漏れ磁束を低減すれば良いと推定される。ここで、平均トルクから高トルク化を検討する。

$$T = Nr \left[k \frac{P_1}{P_0} \phi_m N_c I \right] \dots\dots\dots (3.5.1)$$

ここに、 k ：係数、 N_c ：コイルの巻数、 I ：電流、

ここで、回転子の単位体積当りのトルクをトルク密度として T_0 で表せば、次のようになる。

$$\begin{aligned} T_0 &= T / \{ (\pi/4) D r_0^2 L \} \\ &= k_0 N_r (P_1/P_0) A_c B_g \dots\dots\dots (3.5.2) \end{aligned}$$

トルク密度を高くするには、(3.5.2)式より比電気装荷 A_c 、比磁気装荷 B_g を大きくすればよいことがわかる。しかし、 A_c はジュール損により発熱したときの絶縁物の耐熱特性、 B_g は永久磁石の磁束量に限界があるので、現状より著しいトルク密度の増加は期待できない。そこで、(3.5.2)式の残りのパラメータについて検討する。

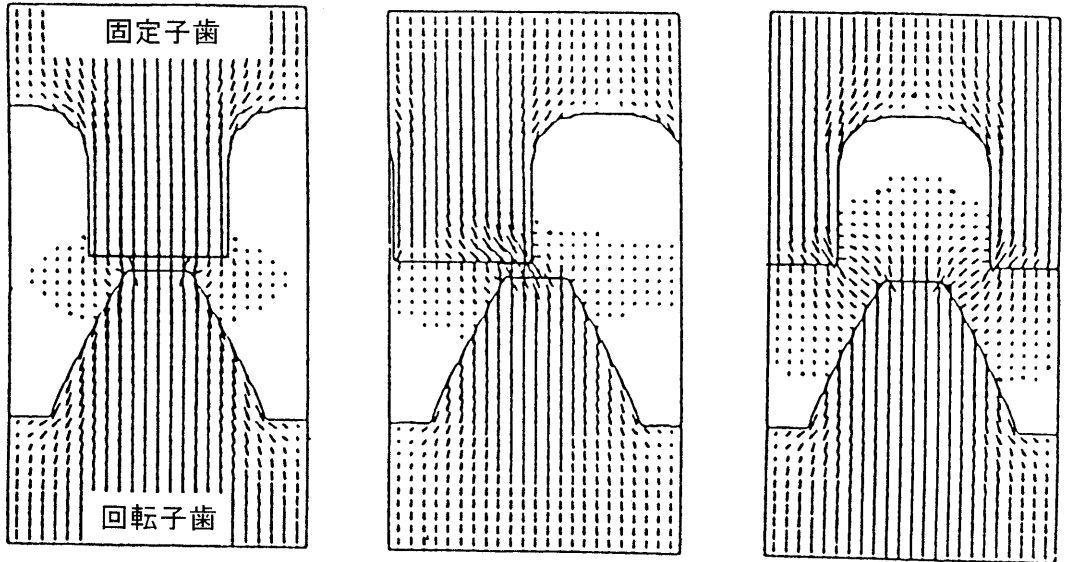
- (a) N_r を増す。
- (b) P_1/P_0 の値を大きくする。

鉄心の歯の磁気特性が線形の範囲では、 P_1/P_0 は関数 $f(\tau/\delta g, Tw/\tau)$ で表される。

ここに、 τ ：歯ピッチ、 δg ：空隙長、 Tw ：歯幅

- (a)については、 $\tau/\delta g$ 、 Tw/τ が一定のときは P_1/P_0 が一定であるので、 N_r を増やす。
- (b)については、 N_r が一定のときは、製作が可能な範囲で δg を小さくし、空隙磁束密度を高くする。同時に P_1/P_0 も大きくできる。

しかし、電流を与えたときコイルの磁束と永久磁石の磁束が合成されて、鉄心歯に磁気飽和が生じて P_1/P_0 の値は小となる。特に A_c 、 B_g が大である場合、理想的なトルクに対して、磁気飽和によりトルクがかなり低下することが考えられる。これを解析的に検討するため、有限要素法を適用した磁界解析を行っている^{(12)・(15)}。HB-STPの固定子と回転子の鉄心歯を含む空隙部における磁束分布を図3.5.1に示している。 $\theta = \pi/2$ のときが最大トルクを生じるときであり、歯が対向する部分に磁束が集中していることがわかる。磁束が集中する部分で局所的に磁気飽和が生じて透磁率は低下し、歯側面からの漏れ磁束が増加する。すなわち、 P_1/P_0 は小となる。そこで、歯の磁気飽和による漏れ磁束を低減することにより、HB-STPの高トルク化を図る次の方法を提案している。



(a) $\theta_e = 0$

(b) $\theta_e = \frac{\pi}{2}$

(c) $\theta_e = \pi$

圖3.5.1 磁束分布

[Fe-Co-V合金の鉄心による方法] ⁽¹⁵⁾

電流が小さな範囲においても、歯が対向する部分では磁束密度が集中して局部的に磁束密度が高くなり、歯の透磁率が低下する。ステッピングモータは、磁気抵抗の変化を利用してトルクを発生させるため、透磁率の低下により理想値と比較してトルクが減少する。

この解決方法として、1.5～2 Tの高磁束密度領域で高い透磁率をもつFe-Co-V合金を歯に適用し、磁気飽和による漏れ磁束を低減して、トルクを増加させる。

試作機に適用したFe-Co-V合金の磁気特性を図3.5.2に示しており、飽和磁束密度は約2.3 Tである。

[小歯間に永久磁石を装着する方法] ^{(16), (17)}

大容量のHB-STPや小形・高出力とするため磁気装荷・電気装荷を大とした設計をおこなったHB-STPでは、歯の磁束密度は局部的に約2 Tになる。このとき歯は部分的に磁気飽和し、空隙磁束密度の変化は小となる。すなわち、歯による空隙の空間高調波は低下し、電流に対するトルクの増加率が低下する。そこで、図3.5.3に示すように歯間の溝に界磁磁束(リング状永久磁石の磁束)と逆方向に永久磁石を挿着して、空隙磁束密度の変化を大きくする。すなわち、等価的に磁気抵抗の変化を大きくして、トルクが増加する。または、図3.5.4に示すように逆方向に磁化された永久磁石が磁気飽和により漏れる磁束を強制的に歯部方向に曲げると考えることもできる。

このとき、主界磁のリング状永久磁石と電機子コイルによる減磁界が作用するため、溝部永久磁石は高保磁力の希土類永久磁石を適用する必要がある。

3.5.2 試作機

実験により特性を評価する試作機の基本的な諸元を表3.5.1に示す。

表3.5.1 試作機の基本的な諸元

モータ型式	ハイブリッド型ステッピングモータ
駆動方式	2相バイポーラ駆動
主要寸法	外径φ56mm—長さ54mm(鉄心長25mm)
空隙長	50μm
回転子歯数	50歯
界磁永久磁石	Sm ₂ Co ₁₇ 永久磁石
定格電流	0.6A

試作機の諸元で示すような同一の機械寸法、電気装荷で設計し、試作した次の4方式のHB-STPを用いて実験により特性を検証する。

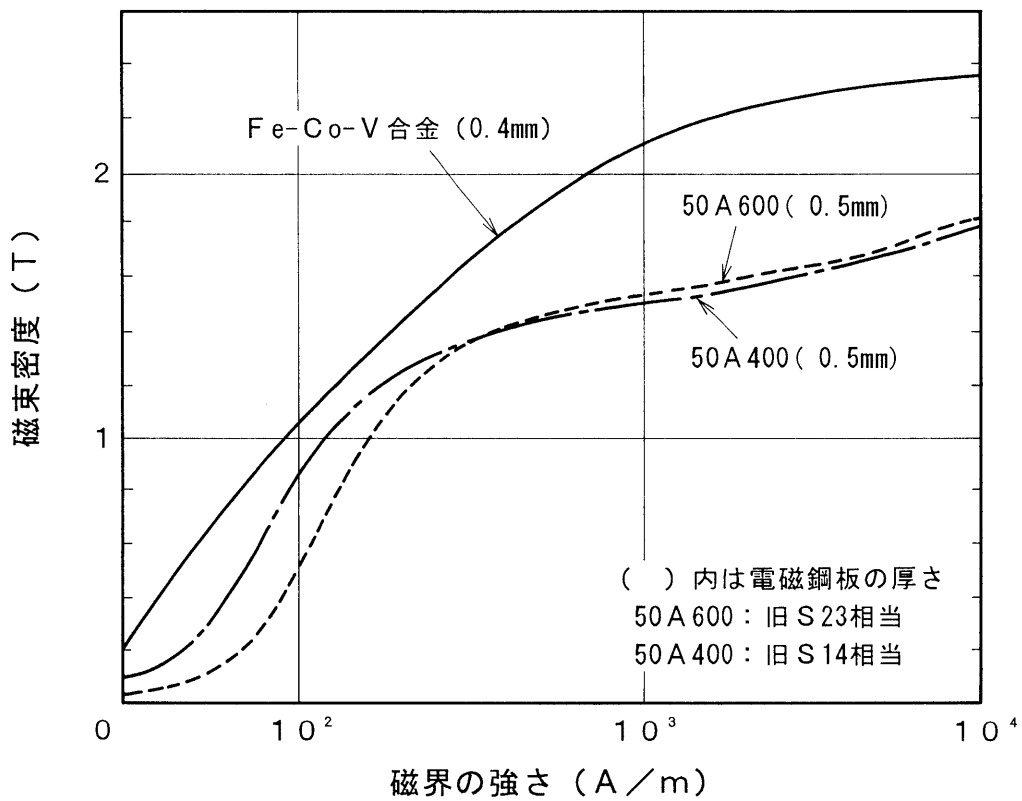


図3.5.2 Fe-Co-V合金とけい素鋼板の磁気特性

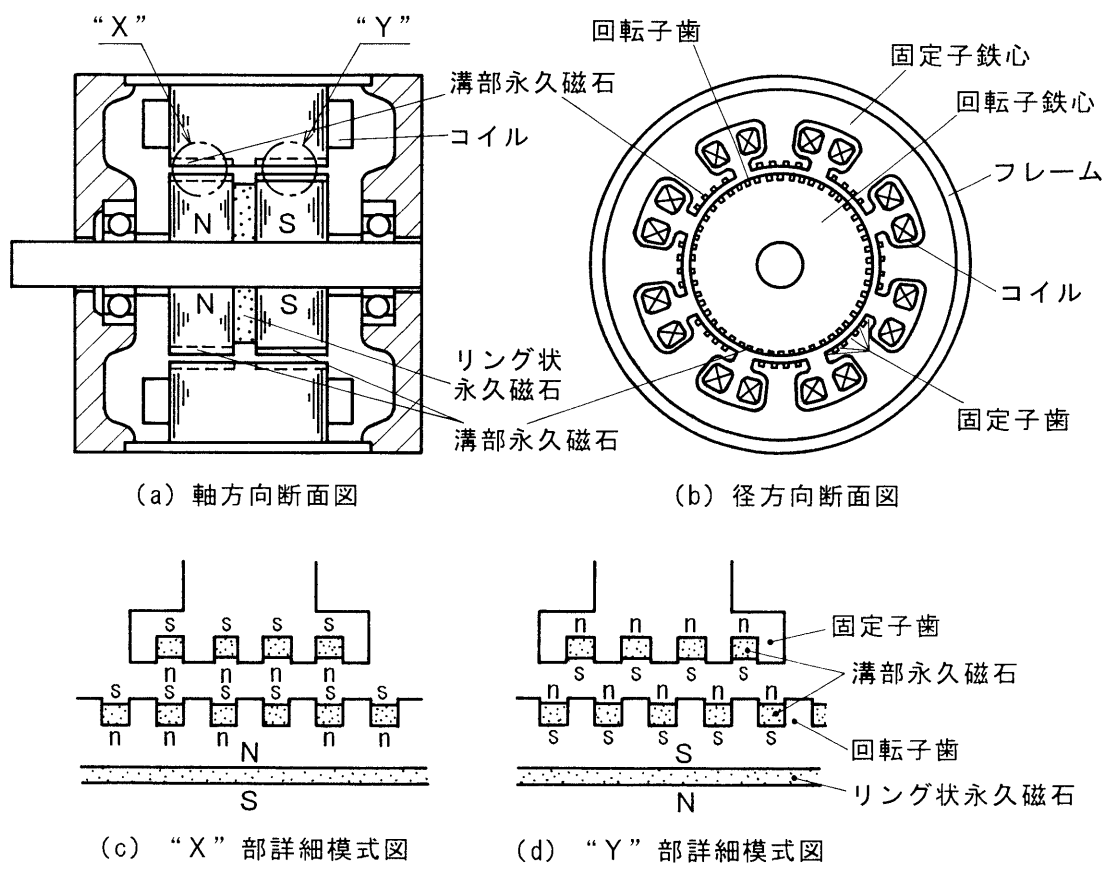


図3.5.3 小歯間永久磁石方式の基本構成

HB-STPの試作機：

- (a) 従来方式STP（ケイ素鋼板50A600(S23)の鉄心）
- (b) 小歯間永久磁石方式STP（歯間部の永久磁石を装着： $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ）
- (c) Fe-Co-V合金方式STP（Fe-Co-V合金を鉄心に応用）
- (d) (b)と(c)を組み合わせた方式のSTP⁽¹⁸⁾

3.5.3 特性実験

3.5.3.1 最大静止トルク特性⁽¹⁸⁾

供試機の軸端にトルクゲージを取り付け、直流励磁して回転軸を保持状態とした供試機に外部より回転力を加える。外部力が保持力より大きくなり脱出する瞬間のトルクを測定する。このトルクが最大静止トルクとなる。最大静止トルク特性を図3.5.5に示す。

図3.5.5に示すようにFe-Co-V合金方式STPにおいて実験の全電流範囲でトルクは従来方式STPの1.4～1.6倍となっている。一方、小歯間永久磁石方式STPにおいては低電流の範囲でトルクは従来方式STPの1.0～1.2倍であり、定格電流以上の範囲ではトルクは従来方式STPの1.3～1.5倍となっている。さらに、定格電流の1.5倍以上の電流範囲では、Fe-Co-V合金方式STPは磁気飽和が生じて小歯間永久磁石方式STPのトルクより小となる。小歯間永久磁石方式STPでは、溝部の永久磁石により強制的に空隙磁束を変化させるため、大電流に対しても空隙の変化率の低下は僅かになると考えられる。(d)のモータでは定格電流0.6Aでトルクは1.4N・mになっている。実験の全電流範囲において従来方式STPの約2倍の高トルクを示しており、低負荷から高負荷まで効率、力率の良い特性が得られている。

3.5.3.2 駆動トルク特性⁽¹⁴⁾

供試機をある速度で回転させ、外部より負荷トルクを徐々にかけて、脱出するときのトルクを測定する。この実験装置を図3.5.6に示す。実験装置は供試機の出力軸にプーリを取り付け、プーリに巻き付けた糸をロードセルを介して引っ張り、糸の摩擦力でモータに負荷をかけて脱出トルクを測定する。駆動電源には、128分割のマイクロステップ駆動のドライバを使用する。0.45Aの電流時の脱出トルク特性を図3.5.7に示す。小歯間永久磁石方式STPの脱出トルクは0.93N・mであり、従来方式STPの約1.5倍の高トルクである。Fe-Co-V合金方式STPの特性も小歯間永久磁石方式とほぼ同等の特性である。(d)のSTPは定電流0.45A、回転数が1～5 rpsの範囲でトルクは約1N・mあり、従来方式STPの約2.0倍の高トルクが確認されている。

(P_1/P_0)を大とする本方法で試作したHB-STPの特性実験より、小電流から大電流までの広範囲で、従来方式のHB-STPの約2倍の高トルク化が確認され、同時に力率・効率も良くなるため、駆動電源の小形化も可能である。

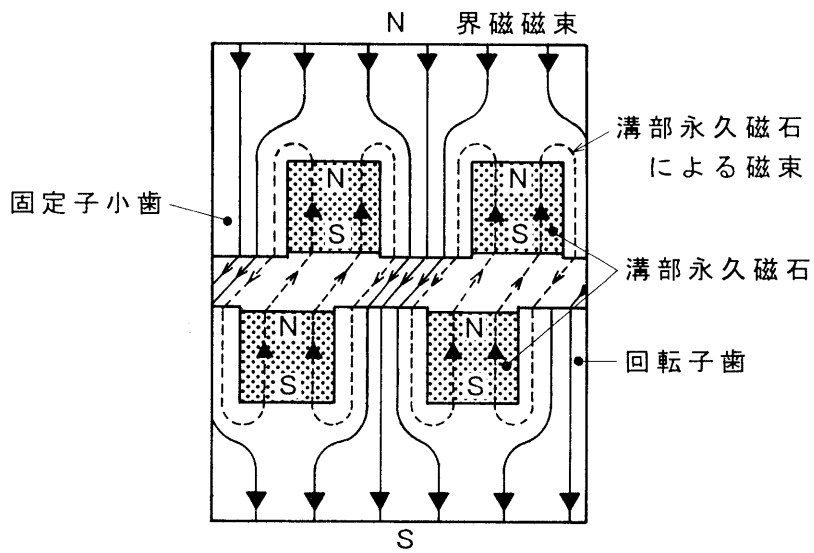


図3.5.4 小歯間永久磁石方式 S T P

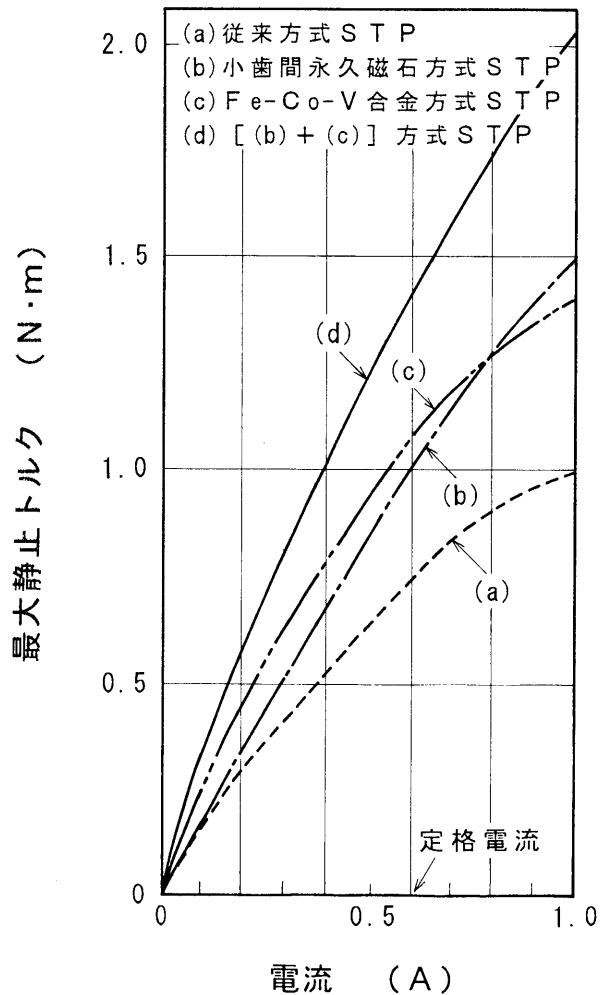


図3.5.5 励磁時の最大静止トルク特性

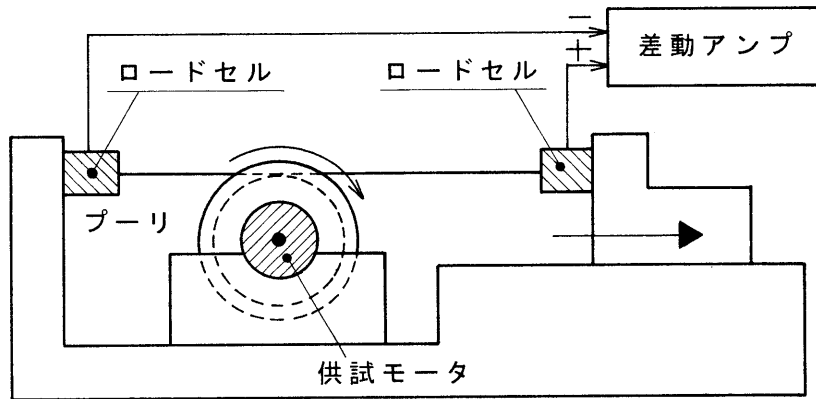


図3.5.6 脱出トルク特性実験装置

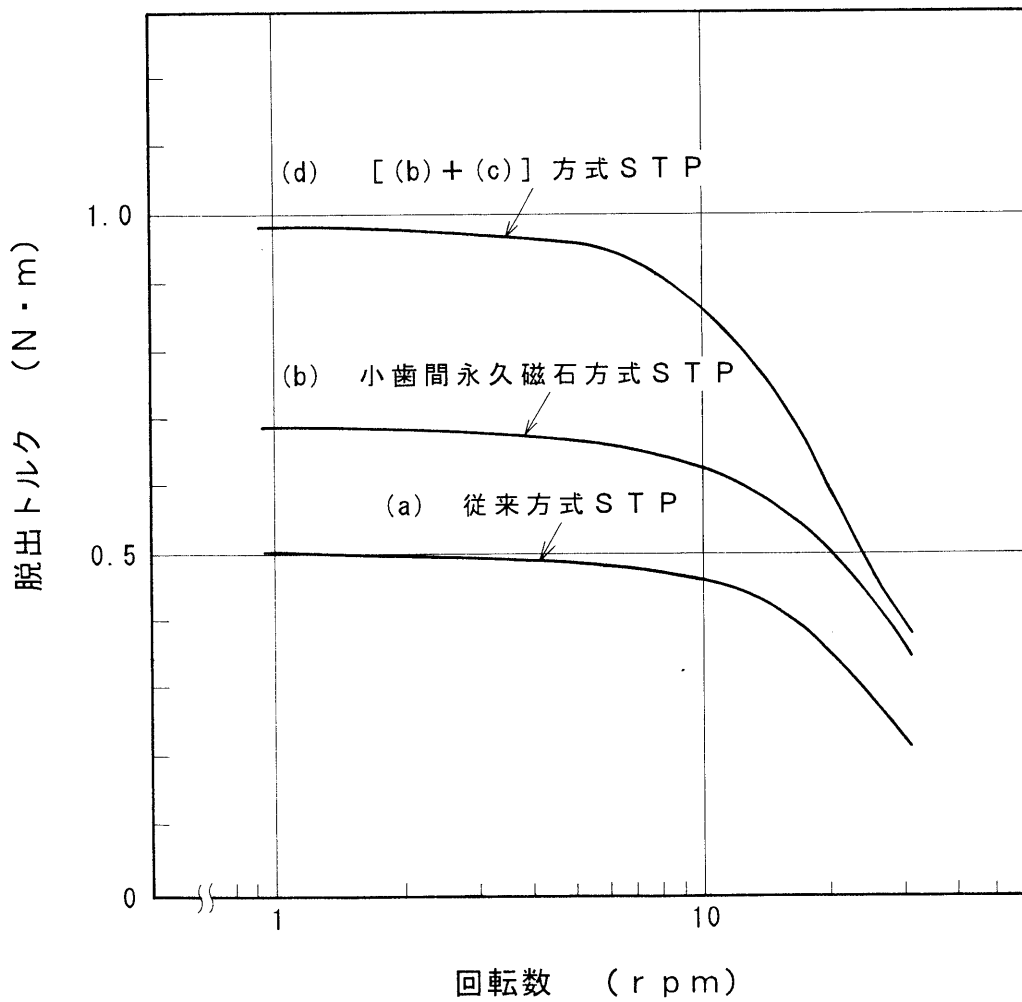


図3.5.7 脱出トルク特性

3. 6 まとめ

ロボット等の駆動源として、短いストローク範囲で大きな力を発生する電磁アクチュエータが要求されている。この電磁アクチュエータには低速・高トルクのHB-STP(ハイブリッド型ステッピングモータ)が適しているが、トルクの算出手法、同期機特性が明らかにされてなかった。本研究では空隙パーミアンスを用いてHB-STPのトルク特性を理論的に検討し、その特性算出手法、同期機特性について明らかにした。

さらに、磁気飽和時に生じる漏れ磁束を効果的に抑制する新方法を提案し、試作機の実験により著しいトルクの向上が確認されており、HB-STPの高トルク化の一手法として極めて有効であることが明らかにされた。同時に次の貴重な知見が得られている。

なお、 P_n ($n=0, 1, 2, 3, \dots$) は空隙パーミアンスの n 次高調波を表す。

- 無励磁時の最大静止トルクは主に $4n$ 次の高調波の空隙パーミアンス成分 P_{4n} からなる。
- 励磁時の最大静止トルクは次式で表すことができ、トルクは (P_1/P_0) 、永久磁石の磁束密度、電流に比例する。ただし、磁気飽和の影響は無いものとする。

$$\text{基本波トルク： } T_{1f} = -NrLr(P_1/P_0)(UmPz)(NcIa)$$

- 主に速度起電力は P_1 からなり、同期インダクタンスはパーミアンスの直流成分 P_0 からなる。したがって、 P_1/P_0 の値が大となるようにすれば、同期リアクタンスの小さい力率の良い電動機が得られることになる。
- 同期インダクタンスは P_0 で表されるので、回転子の位置にかかわらず一定となる。

すなわち、HB-STPは回転子の突極性を利用してトルクを発生するが、特性算出は、非突極性の円筒形同期電動機として行うことができる。

- (P_1/P_0) が大となれば、力率角 β は小となり力率が向上する。
- 電動機出力は (P_1/P_0) に比例して増加する。
- Fe-Co-V合金方式STPの最大静止トルクは従来機の1.4~1.6倍であり、高トルクが得られている。
- 小歯間永久磁石方式STPの最大静止トルクは、小電流領域で従来機の1.0~1.2倍、定格電流以上の領域で従来機の1.3~1.5倍である。さらに、定格電流の1.5倍以上の領域では、トルクはFe-Co-V合金方式STPより大となる。
- Fe-Co-V合金方式と小歯間永久磁石方式を組み合わせたHB-STPでは、最大静止トルク、及び駆動時の脱出トルクは全電流領域で従来機の約2倍であり、著しく高いトルクが得られている。

これらの結果より、新方式のHB-STPは小形・高トルクが重要となる高性能な電磁アクチュエータの一つとして考えることができる。また、新方式のHB-STPはダイレクトドライブ等の新しいロボットを生み出す重要な要素になると思われる。

参考文献

- [1] 糸見, 堺, 他: 実用モータ設計マニュアル, 総合電子出版社, pp. 209-243 (1992)
- [2] 見城, 新村: ステッピングモータの基礎と応用, 総合電子出版社 (1983)
- [3] Herbert H Woodson, James R. Melcher: Electromechanical Dynamics — Part 1 (Discrete Systems, pp. 60-177, Krieger Publishing (1990).
- [4] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen D. Umans.: Electric Machinery, pp. 71-174, McGraw-Hill (1985).
- [5] M. R. Harris, P. J. Lawrenson: “Static Torque Production in Saturated Doubly Salient Machines”, Proceedings of IEE, Vol. 122, No. 10, pp. 1121-1127 (1975).
- [6] M. R. Harris, J. W. Finch: “Estimation of Static Characteristics in the Hybrid Stepping Motor”, 8th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp293-306 (1979)
- [7] Hi Dong Chai: “Permeance between Toothed Structure”, 7th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp45-54 (1978).
- [8] Hi Dong Chai: “Permeance-Based Motor Model Revisited”, 14th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp399-410 (1985).
- [9] G. A. Gao, B. C. Kuo: “Permeance Model of Saturated Tooth Structure and Its Utilization in Step Motor Design”, 11th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp233-240 (1982).
- [10] Hi Dong Chai, K. Konecny: “Effect of Saturation on Step Motor Tooth Permeance and Force”, 11th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp223-231(1982).
- [11] U. Y. Huh, B. C. Kuo: “Hybrid Step Motor Simulation using Magnetic Circuit Model”, 15th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp233-240 (1986).
- [12] 堺, 徳増, 他: 「V R形レゾルバの空隙パーミアンス解析」, 昭和62年電気学会全国大会, No. 786
- [13] M. L. Patterson: “Analysis and Correction of Torque Harmonics in Permanent Magnet Step Motors”, 6th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp25-37 (1977).
- [14] 堺, 森野, 鷺頭: 「ステッピングモータの同期機特性と高トルク化」, 平成3年電気学会産業応用全国大会, No. 78
- [15] 堺, 森野, 井尾, 竹内: 「高飽和磁束密度材によるモータの高トルク化」, 平成2年電気学会産業応用全国大会, No. 49

- [16] 堺, 森野, 鷺頭, 池谷: 「高出力密度モータの開発」, 平成元年電気学会全国大会, No. 734
- [17] 堺, 森野, 池谷, 熊谷: 「高出力密度モータの開発」, 機械学会 電磁力関連のダイナミックスシンポジウム, No. 708 (1989)
- [18] 堺, 森野, 鷺頭: 「ステッピングモータの小形・高トルク化」, 平成3年電気学会全国大会, No. 841

第4章 可変速運転の広範囲化

4.1 はじめに

2章、3章では回転機の小形・高出力化について論じているが、本章では永久磁石回転機の運転特性の向上について論じる。近年、装置は運転性能、効率の向上のため、装置の状況に応じて回転機を速度を可変して最適な状態で運転することが要求されている。エネルギー機器としては可変速揚水発電用の発電電動機の研究開発が進められ、産業・交通機器においては広範囲の可変速運転が行われつつある。コンプレッサ、ポンプ等は基底速度(定格速度)から10~50%の範囲で可変速を行っているが、電気自動車、電車、船舶等の電気推進システムでは基底速度から100%以上の広範囲の可変速運転が要求されている。すなわち、電動機の最高速度は基底速度の2倍以上となり、極めて高性能な電動機が必要となる。特に、システムを小形で高効率にするために、各速度における電動機の運転特性は基底速度までの低速領域では定トルク特性、基底速度から最高速度までの高速領域では定出力特性となり、従来に無い高度な運転が要求されている。

このように最高速度は基底速度の2倍以上あるので磁束を一定とすると最高速度において誘起電圧も2倍になる。すなわち、高速領域では定出力であるのかかわらず、2倍の容量の電力変換器が必要となる。そこで、定出力特性の高速領域ではインバータの電圧をほぼ一定とし、電力変換器を小型化することが望まれる。この運転特性を得るには、界磁を直接に制御できる直流機の適用が考えられるが、大形になる問題がある。一方、永久磁石電動機は小形・高出力であるが、永久磁石により確立される界磁の磁束は一定であるので、界磁制御が困難である。誘起電圧は速度に比例して高くなり、高速領域では電圧制限により電流が小となりトルクが低下し、最高速度も低下する。これを解決する方法として、d軸電機子電流により界磁の磁束量を低減する等価的な弱め界磁制御が提案されている⁽¹⁾、⁽²⁾、⁽³⁾、⁽⁴⁾、⁽⁵⁾。

また、電気推進システムでは小形・軽量化も重要なポイントである。その方法として、速度を約10,000rpmとする高速回転による電動機の小形化、または扁平形状電動機による装置の小形化がある。いずれも、回転時に回転子に作用する遠心力は大となり、永久磁石を回転子に強固に固定する機械的な保持機構を必要とする。

最近、等価弱め界磁に適した電動機として、埋め込み型永久磁石電動機が提案されている⁽²⁾、⁽⁵⁾、⁽⁶⁾、⁽⁷⁾、⁽⁸⁾。しかし、この電動機は基本的に永久磁石の外周にポールピースを設けた構成であり、機械強度的に高速化、大容量化が困難である。

ここでは、弱め界磁に適し、高速回転・大容量化を実現し、かつ永久磁石の耐減磁特性を向上する新構成の永久磁石電動機を提案し、有限要素法を用いた磁界解析により提案機

は d 軸電流による等価的な弱め界磁に有効であり、提案機の永久磁石特性を含めた無負荷、負荷特性、d 軸電流による弱め界磁の電磁的挙動と特性を明らかにしている。

4. 2 等価弱め界磁

永久磁石電動機は界磁量を直接に調整できないため次のような電機子反作用による減磁作用を利用した等価的な界磁制御を行う^{(1), (3), (4), (6), (7)}。

d - q 軸座標上で表した永久磁石電動機の電圧方程式を(4.2.1)式に表し、定常時の永久磁石電動機のフェーザを図4.1.1に示す。

$$\begin{vmatrix} V_d \\ V_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ \omega \phi_a \end{vmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.2.1)$$

ここで、 V_d, V_q : d, q 軸の電機子電圧, R : 電機子抵抗, L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス, ω : 角速度, p : d/dt , i_d, i_q : d, q 軸の電機子電流, $\phi_a = \sqrt{3/2} \phi_f$, ϕ_f : 永久磁石による電機子鎖交磁束の最大値

一般的に永久磁石電動機は d 軸電流を零としたブラシレス DC モータ駆動が行われる。ここで、(4.2.1)式、及び図4.1.1により負の d 軸電流を与えると $\omega L_d i_d$ より V_q が小となり、等価的な弱め界磁が行うことができる。しかし、従来の永久磁石電動機で弱め界磁制御を行うにはかなりの大きさの d 軸電流を必要とするので、効率が悪くなり、さらに永久磁石が減磁する可能性も大きくなる。これは以下の永久磁石電動機の固有の特性による。界磁の希土類永久磁石の比透磁率は真空の比透磁率である 1 にほぼ等しいので、磁気回路上は永久磁石は磁氣的な空隙と考えることができる。従って、磁氣的空隙長は永久磁石の径方向厚みと固定子と回転子間の幾何的空隙長の和なり、電機子反作用の磁界は小となる。(4.2.1)式で示すと L_d が小となり、かなりの大きさの d 軸電流を必要とする。

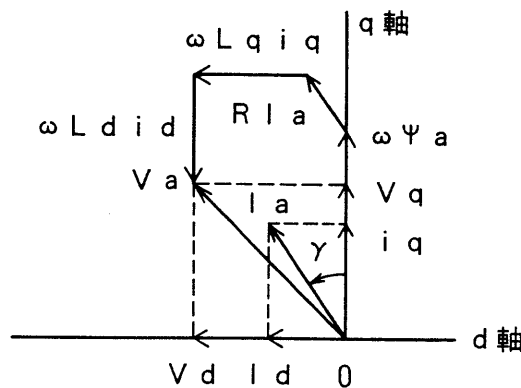


図4.1.1 定常時の永久磁石電動機のフェーザ図

さらに負の d 軸電流の電機子反作用により永久磁石に大きな減磁界が作用して、永久磁石が不可逆減磁を生じる問題もある。

4. 3 提案機 (A機)

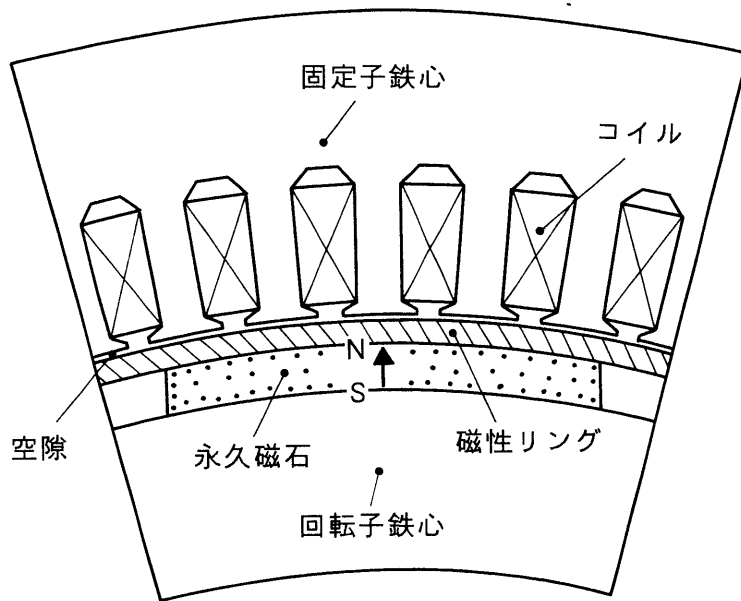
4. 3. 1 提案機の構成と特徴

提案の永久磁石電動機は回転子の鉄心表面に希土類永久磁石を配置し、電磁鋼板を回転軸方向に積層した磁性リングが希土類永久磁石の外周表面に配置された構成からなり、 $L_d \approx L_q$ の非突極機となる^{(9)・(10)}。提案機(A機)の1極分の断面を図4.3.1(a)に、提案機の諸元を表4.3.1に示す。均一で径方向に比較的厚みのある磁性リングを空隙部に設けることにより次の効果が期待でき、埋め込み型永久磁石電動機より優れた点がある⁽¹¹⁾。

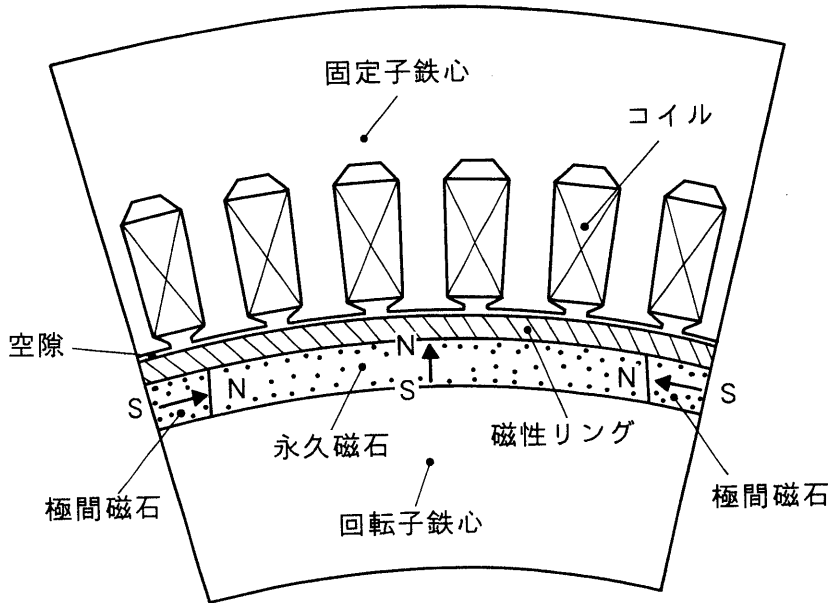
- 提案機では磁性リングと固定子鉄心間に磁気回路が形成され、電機子反作用磁界が大となる。従って、少ないd軸電流で大きな弱め界磁が可能となる。
- 永久磁石と電機子間に磁性材があるため永久磁石にかかる負のd軸電流による電機子反作用の減磁界は小となる。さらに、磁性リングはバイパス磁路となり、回転子鉄心と閉じた磁気回路も形成する。従って、弱め界磁の減磁状態においても、永久磁石のパーミアンス係数は大となり、磁氣的に安定した状態が得られる。特に高温雰囲気でパーミアンス係数が小である場合、高温雰囲気で弱め界磁制御による減磁界下におかれる場合、埋め込み型を含めた従来の永久磁石電動機では、永久磁石が不可逆減磁をおこして、特性が劣化する。特に本提案の構成は、高磁気エネルギー積であるが温度特性の悪いNdFeB永久磁石を適用した電動機に効果的である。
- 磁性リングは十分な径方向の厚みがあるため永久磁石を強固に保持でき、回転子の周速が50~200m/sとなる高速回転においても十分に耐え得る⁽⁹⁾。
一方、埋め込み型永久磁石電動機はフラックスバリア部分にある鉄心と一体になった細い連結部でポールピースと永久磁石を保持するため高速・大容量回転機では遠心力に対して強度的に問題となる。
- 磁性リングを電磁鋼板で積層して構成した場合、インバータで発生する高調波磁束、スロットリップルによる空間高調波磁束で生じる渦電流損失も同時に低減できる。

表4.3.1 電動機の諸元

出力	15~45 [kW]
極数	12極
固定子内径	390 [mm]
回転子外径	388 [mm]
永久磁石	NdFeB磁石, BHmax: 295 [kJ/m ³] 径方向厚み: 8 [mm]



(a) A機



(b) B機

図4.3.1 提案機の構成

4. 3. 2 磁性リングによる磁束の増加と漏れ

磁性リングにより永久磁石の磁束と周方向の漏れ磁束の増減が考えられ、検討する。

(1) 永久磁石の磁束

永久磁石の磁束は磁性リング内で径方向に貫く磁束とリングの円周方向に沿って流れる磁束に分かれる。

径方向磁束においては、永久磁石による空隙磁束密度は1 T程度であることから磁性リングは磁気抵抗とはならず無視できる。一方、周方向の磁束においては、極間部になるにつれて磁束密度は高くなるので、透磁率は低くなり磁気抵抗が生じる。従って、磁気等価回路は磁性リングによるパーミアンスが空隙パーミアンスと並列に追加された図4. 3. 2の回路となり、この等価回路を用いて検討する。

パーミアンス係数 P_c は(4. 3. 1)式となる。

$$P_c = \mu_m (P_r + P_g) / P_m \quad \dots\dots\dots (4. 3. 1)$$

ここで、 μ_m ：永久磁石の可逆比透磁率、 P_r ：磁性リングのパーミアンス、 P_g ：空隙パーミアンス、 P_m ：永久磁石のパーミアンス

永久磁石の磁束密度 B_m は(4. 3. 2)式となる。

$$B_m = \frac{B_r}{1 + \frac{P_m}{P_r + P_g}} \quad \dots\dots\dots (4. 3. 2)$$

ここで、 B_r 、残留磁束密度

(4. 3. 1)式、(4. 3. 2)式より、追加した P_r は P_c と B_m を大とし、永久磁石の磁束量を増加する作用があることがわかる。

(2) 磁束の周方向の漏れ

磁性リングは界磁のバイパス磁路となるので、磁性リングを通る周方向磁束は漏れ磁束となり、固定子の電機子コイルと鎖交する有効な磁束が減少する。

従って、(1)の永久磁石が発生する磁束の増加と(2)の磁性リングのバイパス磁路による漏れ磁束の増加の割合により電機子コイルと鎖交する磁束が増減し、この鎖交磁束が定トルク特性を決定する。鎖交磁束は磁性リングの非線形磁気特性(透磁率の変化)に依存するため詳細な磁界解析が必要となる。

4. 3. 3 弱め界磁の検討

磁性リングがある提案機と従来機の電機子反作用による空隙磁界 H_g と永久磁石の磁界 H_m は下記となる。尚、空隙と永久磁石の磁路断面積は等しいものと仮定する。

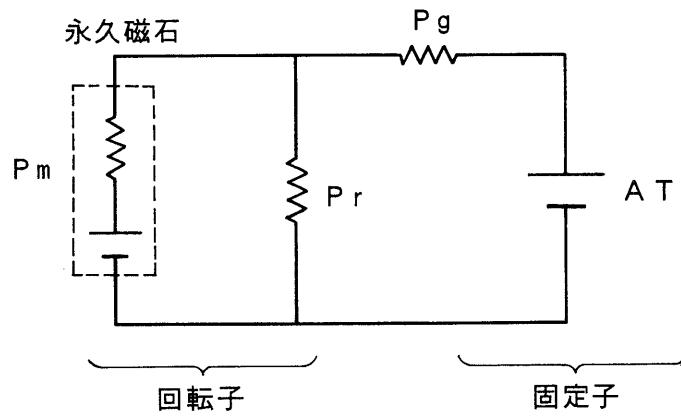


図4.3.2 提案機の磁気等価回路

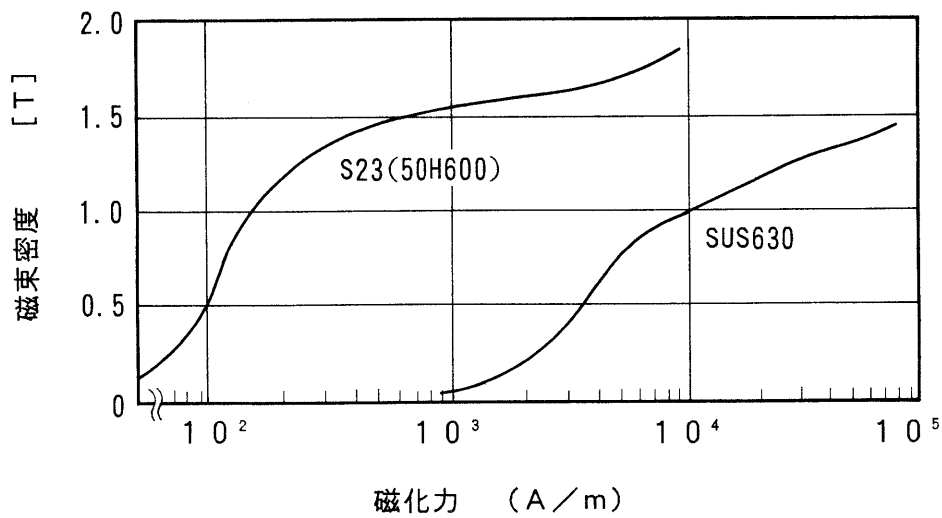


図4.4.1 磁性リングの磁気特性

(1) 従来機

$$H_g = \frac{AT}{KgL_g + L_m / \mu_m} \dots\dots\dots (4.3.3)$$

$$H_m = \frac{AT}{\mu_m KgL_g + L_m} \dots\dots\dots (4.3.4)$$

ここで、AT：電機子の起磁力、Kg：カータ係数、L_g；空隙長、L_m：永久磁石の厚み

(2) 提案機

$$H_{gr} = \frac{AT}{KgL_g + \frac{L_m}{\mu_m + \mu_r Kr \frac{L_m}{L_{fr}}}} \dots\dots\dots (4.3.5)$$

$$H_{mr} = \frac{AT}{(\mu_m + \mu_r Kr \frac{L_m}{L_{fr}}) KgL_g + L_m} \dots\dots\dots (4.3.6)$$

ここで、μ_r：磁性リングの比透磁率、Kr：空隙と磁性リングの磁路断面積比、L_{fr}：磁性リングの磁路長

下記数値を(4.3.5)式、(4.3.6)式に代入し、空隙磁界より弱め界磁について検討する。

K_g = 1, L_g = 1 mm, μ_m = 1.05, μ_r = 200, L_{fr} = 30mm, L_m = 8 mm, K_r = 0.1~0.2とすると、H_{gr}の分母は μ_m ≪ μ_r より KgL_g + L_{fr} / (μ_rK_r) = 1.8~2.5となり、H_gの分母は KgL_g + L_m / μ_m = 8.6となる。これより、提案機の空隙磁界は従来の約3~4倍となり、電機子反作用による弱め界磁の効果が大きくなることが期待できる。永久磁石の減磁界について検討する。

同様にして、H_{mr}の分母は μ_m ≪ μ_r より μ_rK_r(L_m/L_{fr})KgL_g + L_m = 13~19となり、H_mの分母はKgL_g + L_m = 9となる。これより、提案機の永久磁石に作用する減磁界は従来の0.5~0.6となり、約2倍の電流を流しても減磁に耐え得ることが予想される。

4.4 磁界解析による検証

4.4.1 解析方法

磁性リングによる上記の磁氣的効果を検証するため有限要素法による磁界解析を行う。提案機（A機）の特性は磁性リングの磁束密度に影響を受けるため、永久磁石の幅τ、リングの径方向厚みL_rにより大きく変化する。従って、τ/L_rにて特性評価を行い、L_rを解析のパラメータとする。磁性リングは透磁率の低い低飽和磁束密度材のSUS630と透磁率の高いケイ素鋼板(S23)を用いる。これらの磁氣特性を図4.4.1に示す。また、比較のためエポキシ樹脂を含浸したテープがバインドされた非磁性リング(径方向厚み：2mm)の従

来機についても解析を行う。いずれも、固定子は全て同一条件とし、回転子外径、永久磁石の径方向厚み・幅(ポールアーク)も同一とする。従って、リングが厚くなると回転子鉄心の内径のみが小となる。

磁界解析は2.2.3節で述べた永久磁石を考慮した基本式をもとに二次元有限要素法を適用して行われている。

解析パラメータは以下の数値としている。

- ・リングの径方向厚み： 2, 3, 4, 6, 8 [mm]
- (τ/Lr : 37, 25, 18.8, 12.5, 9.4)

4.4.2 無負荷・定トルク($i_d=0$)における解析

電動機の基本的性能を把握するために重要となる無負荷特性、及び永久磁石電動機の代表的駆動方法であるブラシレスDCモータ駆動時の特性を検討する。ブラシレスDCモータとして駆動するには、 d 軸電流を零($i_d=0$)とし、トルクとなる q 軸電流のみが流れるように制御する。このような $i_d=0$ 駆動は低・中速度の定トルク領域における運転で適用される。解析では、 $i_d=0$ 駆動は d 軸電流が零であり、かつ、 q 軸電流は80Aとする。また、無負荷での運転では損失が無いものとして d 軸、 q 軸電流が零の状態と仮定する。

(1) 界磁の永久磁石特性

各電動機の無負荷時における永久磁石の特性について検討する。 $\tau/Lr=9\sim 20$ の範囲で、提案機(A機)の永久磁石の平均磁束密度は図4.4.2(b), 図4.4.3(b)に示すように1.05~1.09Tであり、従来機の0.86Tより高くなっている。図4.4.2(a), 図4.4.3(a)は解析より得られた永久磁石のパーミアンス係数を示し、提案機のパーミアンス係数は6.3~9.9であり、従来機の2.5よりかなり大である。これより、永久磁石が磁氣的に安定した状態であることがわかり、高温に対する特性が良好となることが推定される。永久磁石の磁束密度及びパーミアンス係数が大であることは4.3.2節の(1)の等価回路による検討結果と一致する。また、図4.4.4の提案機の磁束分布より永久磁石の磁束は固定子鉄心の磁路と並列に新たな磁性リングの磁路を通ることが確認され、この磁束分布からも永久磁石のパーミアンス係数、磁束密度が高くなることが推定できる。

次に負荷時の特性について検討する。提案機の永久磁石の平均磁束密度は図4.4.2(b), 図4.4.3(b)に示すように1.00~1.04Tであり、従来機の0.86Tより高くなっている。図4.4.2(a), 図4.4.3(a)より提案機のパーミアンス係数は5~6であり、従来機の2.5よりかなり大である。無負荷と同様に永久磁石が磁氣的に安定した状態であり、提案機の耐減磁特性は従来機の約2倍になる。

(2) 空隙磁束密度

図4.4.2(c), 図4.4.3(c)は従来機と提案機(A機)における空隙磁束密度の基本波

の最大値を示す。従来機の無負荷時の空隙磁束密度は0.97 Tであり、負荷時の値と同一である。一方、提案機では $\tau/Lr=9\sim 25$ の範囲で負荷時の空隙磁束密度は無負荷時よりも高くなる特徴があり、無負荷時に対する負荷時の磁束密度の比率はつぎの値となる。SUS630のリングでは $\tau/Lr=18.8、12.5$ の場合で、比率はそれぞれ103、105%となり、ケイ素鋼板のリングでは比率はそれぞれ112%、120%となる。この結果は磁束分布から以下のように推定できる。無負荷時の状態である図4.4.4の磁束分布より、永久磁石で発生した磁束の一部がバイパス磁路となる磁性リングに漏れており空隙磁束密度が低下することがわかる。一方、負荷時の状態である図4.4.6 ($\gamma=0$)の磁束分布より、磁性リングに漏れる磁束が減少していることが確認される。永久磁石の右側では電機子反作用により増磁となり磁性リングの透磁率が低下して周方向の漏れ磁束が減少する。永久磁石の左側では電機子反作用により減磁界となり極間部で電機子反作用が最大となるため周方向に漏れようとする永久磁石の磁束は径方向となる。特にケイ素鋼板は透磁率が高いため、無負荷時の漏れ磁束は多くなり、無負荷に対する負荷時の鎖交磁束の比率が大となる。この現象は無負荷の状態からみると負荷時は強め界磁になると考えることもできる。

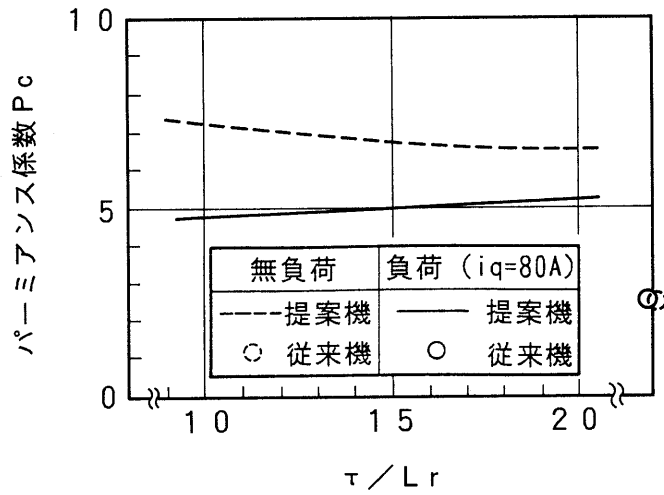
次に定格トルクを発生する負荷時の空隙磁束密度の基本波成分について検討する。

従来機の空隙磁束密度を100%とすると、図4.4.2(c)、図4.4.3(c)より $\tau/Lr=12\sim 19$ において、SUS630リングの空隙磁束密度は107~113%であり、ケイ素鋼板リングでは106~112%である。これは、一つは4.3.2節の(1)に述べたように磁性リングにより永久磁石の発生する磁束が増加すること、もう一つは上記に述べたように負荷時では磁性リングをバイパス磁路とする周方向の漏れ磁束が減少することから、空隙磁束密度としては従来機より幾分高くなるためと推定される。

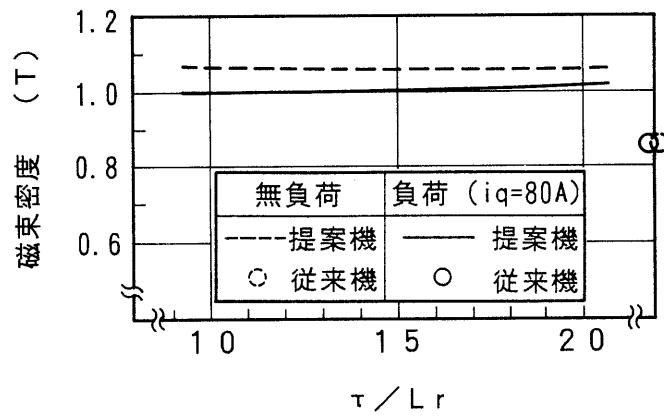
以上より提案機は無負荷時に対する負荷時の鎖交磁束の比率が高く、かつ、定格負荷時の鎖交磁束が従来機より大であることが確認された。

次に電機子反作用について検討するため、永久磁石を無着磁の状態とし電機子電流を与える。このときの磁束分布を図4.4.5に示す。従来機では、電機子電流による磁束は永久磁石を貫いているが、提案機ではかなりの磁束が永久磁石と鎖交せず磁性リングを通っている。これより、磁性リングが電機子反作用の大きな減磁界から永久磁石を防いでいることがわかる。また、電機子電流による磁束が磁性リングと磁気回路を形成しており、小さな起磁力で大きな電機子反作用が得られることがわかる。

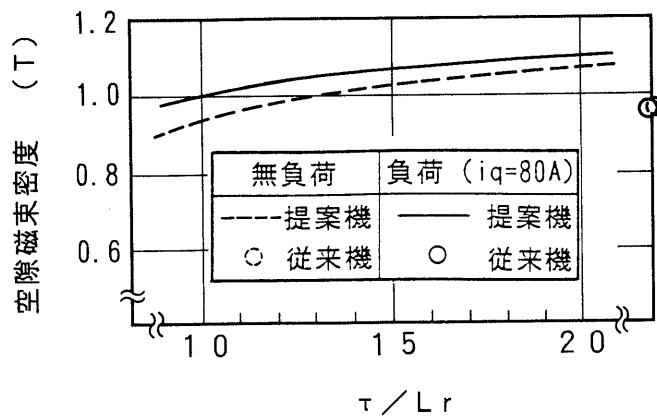
次に解析値と4.3.2の等価回路による計算の比較を行う。解析値は等価回路と同様に空隙長 $Lg=1\text{ mm}$ のときの値である。永久磁石の最大減磁界の強さは解析では従来機の0.6~0.7倍に小となり、等価回路による計算では従来機の0.5~0.6倍となり、解析値が大となっている。一方、空隙の磁界は磁性リングの作用で従来機の1.5~2倍となり、等価回路による計算では従来機の3~4倍であり、解析値が小となっている。この値の差は等価



(a) パーミアンス係数

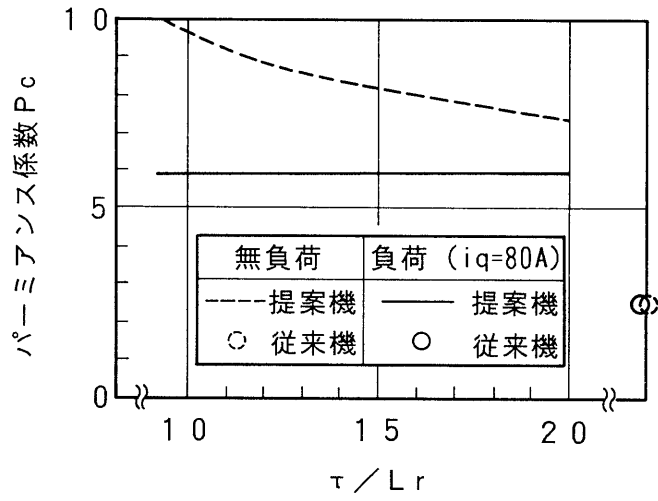


(b) 永久磁石の平均磁束密度

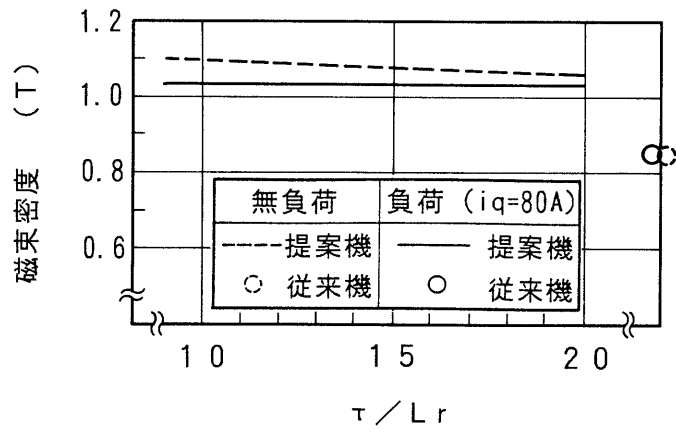


(c) 空隙磁束密度

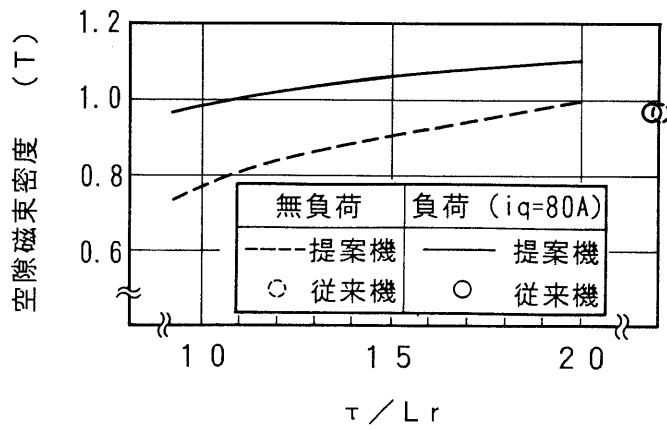
図4.4.2 $i_d=0$ 時の提案機 (SUS630) の特性



(a) パーミアンス係数

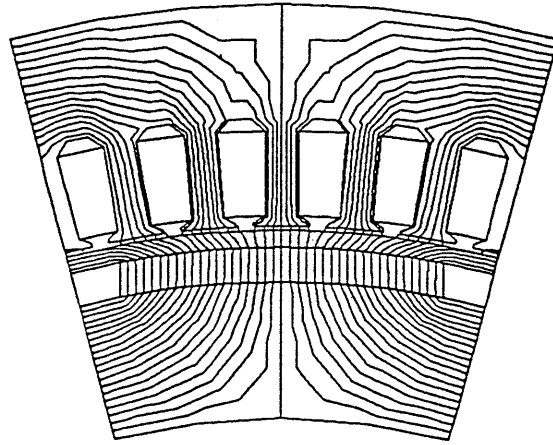


(b) 永久磁石の平均磁束密度

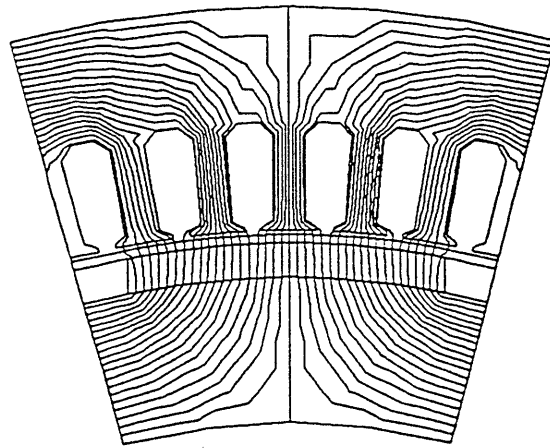


(c) 空隙磁束密度

図4.4.3 $i_d=0$ 時の提案機 (ケイ素鋼板) の特性

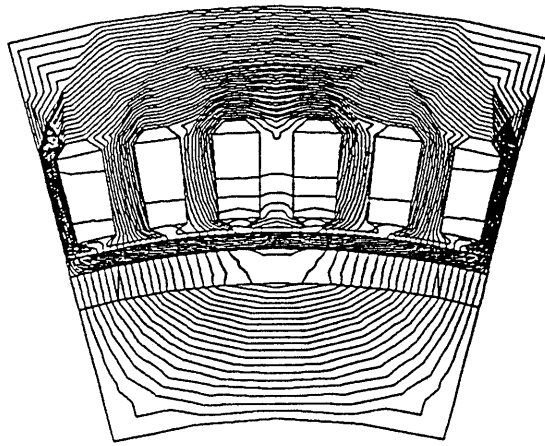


(a) 提案機 (ケイ素鋼板 4 mm)

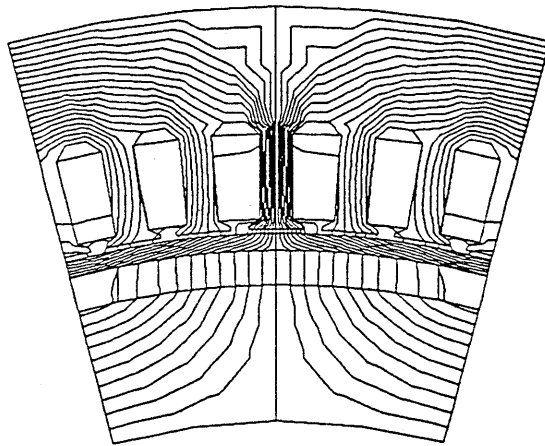


(b) 従来機

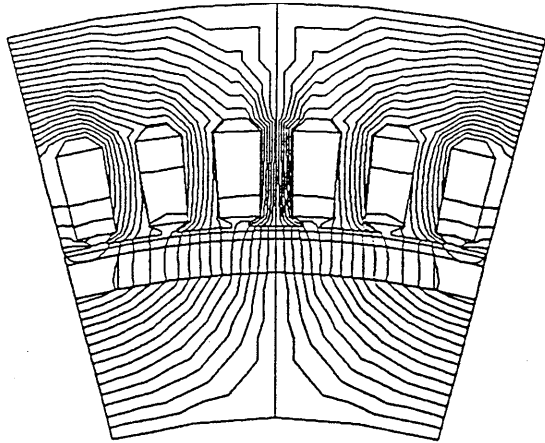
図4.4.4 無負荷磁束分布



(a) 提案機 (ケイ素鋼板 4 mm ; $i_d=0, i_q=80A$)



(b) 提案機 (ケイ素鋼板 4 mm ; $i_d=80A, i_q=0$)



(c) 従来機 ($i_d=80A, i_q=0$)

図4.4.5 電機子電流による磁束分布

回路による計算法(パーミアンス法)が集中定数、線形で計算するため生じたものと思われる。

以上の(1), (2)をまとめると、磁性リングにより漏れ磁束が生じるが、永久磁石の発生する磁束は増加し、負荷時では鎖交磁束は従来機より増加する。さらに磁性リングは永久磁石を磁氣的に安定状態とする効果があるため耐減磁特性を向上する。

4. 4. 3 等価弱め界磁における解析

d軸電流を与えたときの永久磁石と電機子による磁束分布の状態、提案機(A機)の等価的な弱め界磁の効果を磁界解析により検討する。

電機子電流ベクトルと界磁磁束の位相差角である電流角を変化させることにより電機子電流一定の条件でd軸電流を変化させる。つまり、電流角 $\gamma = 0 \sim 90^\circ$ に対して $i_d = 0 \sim 80\text{A}$ となる。ただし、電機子電流は $I_a = \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)} = 80\text{A}$ である。各電流角における提案機と従来機の磁束分布を図4.4.6に示す。提案機の永久磁石による磁束は電流角が大きくなるにつれて磁性リングを通るようになり、電機子コイルと鎖交する磁束が減少している。 $\gamma = 90^\circ$ になると明確に鎖交磁束が減少していることが確認できる。一方、従来機では電機子コイルと鎖交する磁束は僅かに減少しており、弱め界磁が効果的でないことがわかる。

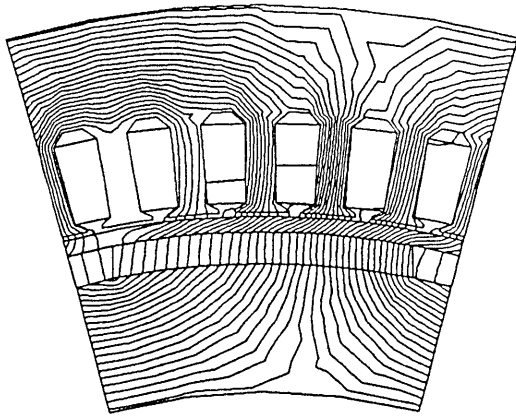
これらの解析結果から電機子から減磁作用を受けたときに磁性リングが永久磁石の磁束のリターンパスとなり、効果的に鎖交磁束を減少する作用があることがわかる。

各リングにおける電流角に対する空隙磁束密度の基本波の最大値を図4.4.7に示す。

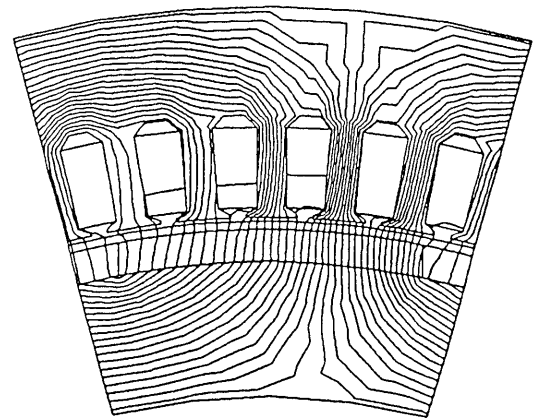
SUS630, ケイ素鋼板リングの提案機は電流角が大きくなる(d軸電流が増加する)につれて空隙磁束密度は大きく低下している。 $\gamma = 0^\circ$ の運転は基底速度までの定トルク運転の状態を示しており、 $\gamma = 0^\circ$ の磁束密度を100%として $\gamma = 60^\circ$ で特性を比較する。磁束密度はケイ素鋼板では36~46%、SUS630では39~52%、従来機では63%に低下する。高速領域で端子電圧をほぼ一定とした条件では、端子電圧は空隙磁束密度と速度の積にほぼ比例するので、解析結果より従来機の最高速度は基底速度の1.6倍となり、提案機の最高速度は基底速度の約3倍となる。従って、等価弱め界磁制御により提案機は広範囲の可変速運転が可能となることがわかる。

本提案機(A機)においてはケイ素鋼板リングとSUS630リングを比較する。運転パターンから総合評価するには定トルクの低速領域では空隙磁束密度が高く、定出力の高速領域では空隙磁束密度が低い特性(電流角に対する空隙磁束密度の変化比が大となる特性)を持つ回転機は効率が良く、広範囲の可変速領域を持つことになる。

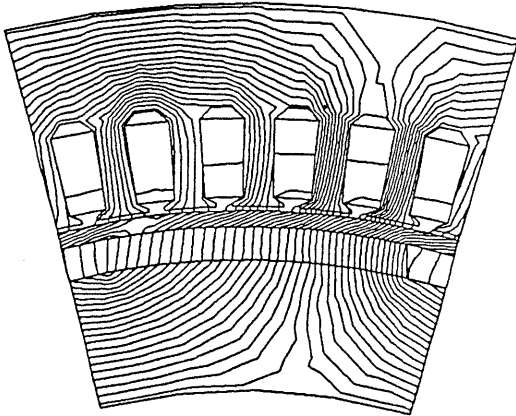
従って、4.4.2節より $i_d=0$ 駆動の負荷時では空隙磁束密度は幾分低くなるが、電流角に対する空隙磁束密度の変化比が大となるケイ素鋼板リングの提案機が広範囲の可変速運転に適しており、 $\tau/Lr=12\sim 19$ が妥当と思われる。また、回転子周速が100~200m/s



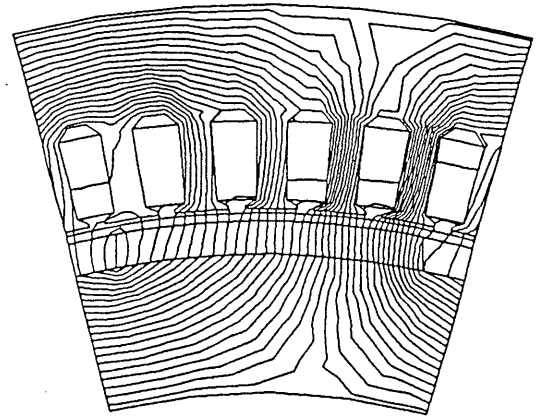
$\gamma = 0^\circ$ ($i_d = 0A$)



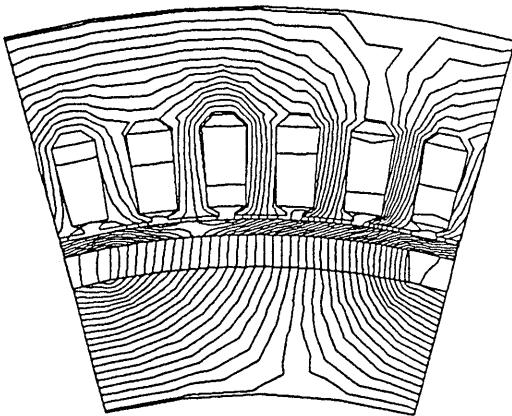
$\gamma = 0^\circ$ ($i_d = 0A$)



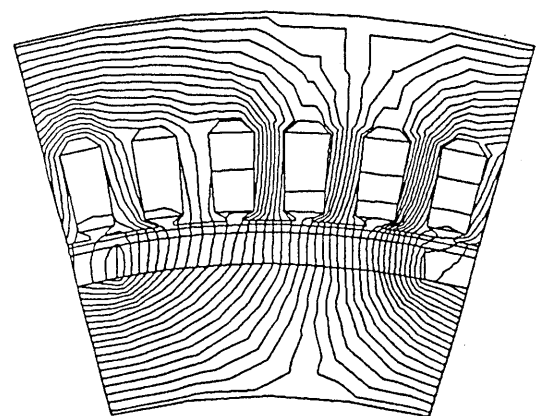
$\gamma = 30^\circ$ ($i_d = 40A$)



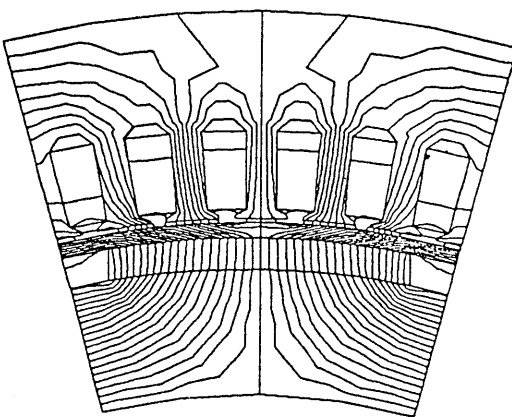
$\gamma = 30^\circ$ ($i_d = 40A$)



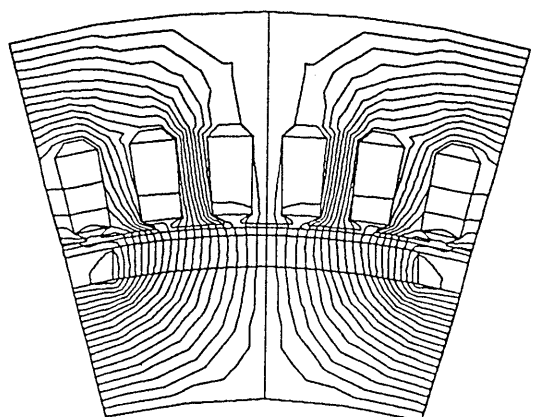
$\gamma = 60^\circ$ ($i_d = 69A$)



$\gamma = 60^\circ$ ($i_d = 69A$)



$\gamma = 90^\circ$ ($i_d = 80A$)

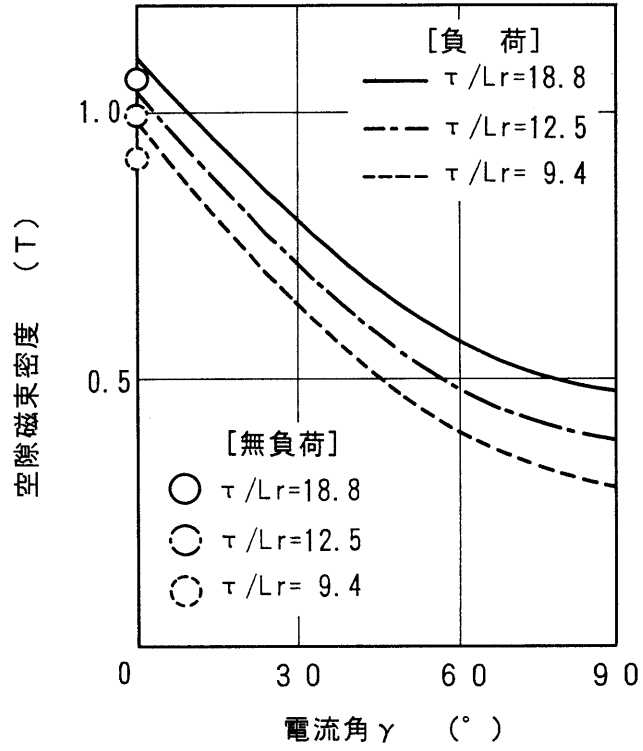


$\gamma = 90^\circ$ ($i_d = 80A$)

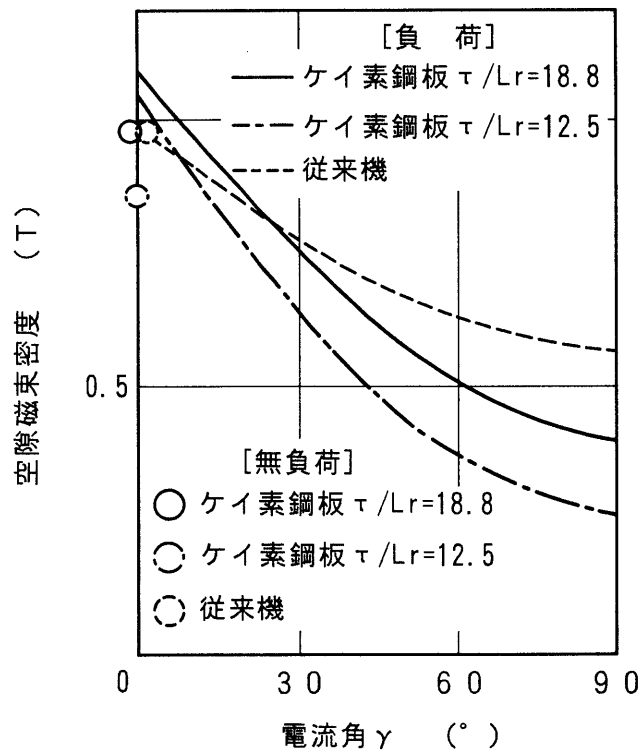
(a) 提案機 (ケイ素鋼板 4 mm)

(b) 従来機

図4.4.6 弱め界磁制御時の磁束分布



(a) 提案機 (SUS630)



(b) 提案機 (ケイ素鋼板) と従来機

図4.4.7 弱め界磁特性

の超高速電動機では、 $\tau/Lr=9\sim 12$ のSUS630リングの提案機が適している。これは強度上、高速回転に耐え得るようにリングの径方向厚みを大とする必要があり、SUS630は低透磁率であるのでリング厚に対して漏れ磁束の比率が小となり、空隙磁束密度の低下を抑えることができるためである。

また、永久磁石特性に関しては、等価弱め界磁状態では、磁性リングにより電機子磁束と界磁磁束の各々バイパス(リターン)磁路が形成されるため、動作時の永久磁石のパーミアンス係数は比較的大となり、永久磁石に作用する減磁界も小となる。従って、弱め界磁の減磁界が作用したときも永久磁石は磁氣的に安定した状態が得られる。特に、高温でかつパーミアンス係数が小である場合、高温雰囲気ですべて弱め界磁制御による減磁界下におかれる場合、埋め込み型を含めた従来の永久磁石電動機では、永久磁石が不可逆減磁をおこし、特性が劣化するおそれがある。しかし、本提案機の構成は、高磁気エネルギー積であるが温度特性の悪いNdFeB永久磁石を上記の条件下で減磁することなく適用することができる。

4. 5 極間永久磁石による特性向上

4. 5. 1 提案機 (B機)

前述したA機は回転子の表面に希土類永久磁石を配置し、電磁鋼板を積層した磁性リングが希土類永久磁石の外周表面に配置された構成からなっている。

次に機器の大容量化を考慮したときの耐遠心力の向上、また、磁性リングの漏れ磁束を低減して特性の向上を図るため、回転子が主界磁となる希土類永久磁石の極間にもう一つの希土類永久磁石を追加して配置した構成からなる回転機を検討する⁽¹⁾⁽²⁾。極間の永久磁石は主界磁の永久磁石の磁化方向と直交する方向に磁化されており、B機の1極分の断面を図4.3.1(b)に示す。

均一で径方向に比較的厚みのある磁性のリングを空隙部に設けることにより4.3節に述べた磁氣的な効果を得ることができ、同時に永久磁石を強固に固定できるので耐遠心力が向上することが期待できる。

しかし、厚みのある磁性リングにより周方向の漏れ磁束が増加し、固定子と鎖交する有効な磁束が減少することが予想される。この漏れ磁束を低減するため主界磁の磁化方向と直交する方向に磁化された永久磁石を極間に配置している。

従って、有効な鎖交磁束量は4.3.2(1)による磁束の増加と(2)による漏れ磁束の割合により決定されるが、鎖交磁束は極間永久磁石の磁束ベクトル、磁性リングの非線形磁気特性に依存するため詳細な磁界解析が必要となる。

4. 5. 2 磁界解析による検証

磁性リングと極間永久磁石による上記の磁氣的効果を検証するため有限要素法による磁

界解析を行う。解析対象はA機に極間永久磁石を追加したものでB機とする。従って、B機の寸法はA機と同一であり、磁性リングはケイ素鋼板(S23)を用いる。

以下、B機と比較するA機はケイ素鋼板リングの提案機とする。

解析時のパラメータ L_r も同様に4, 6, 8mmとする (τ/L_r : 18.8, 12.5, 9.4)。

4.5.2.1 無負荷・定トルク $i_d=0$ における特性解析

4.4.2節と同様に $i_d=0$ 駆動はd軸電流が零であり、かつ、q軸電流は定格値である80Aとし、無負荷はd軸、q軸電流が零の状態と仮定して解析を行っている。

(1) 界磁の永久磁石特性

各電動機の無負荷における永久磁石の特性について検討する。

$\tau/L_r=9.4\sim 18.8$ の範囲で、B機の磁束密度は図4.5.1(b)に示すように1.10~1.07Tであり、A機と同値である。B機のパーミアンス係数は図4.5.1(a)に示すように10.0~7.6であり、従来機の2.5よりかなり大である。

各電動機の負荷時における永久磁石の特性について検討する。A機の永久磁石の平均磁束密度は図4.4.3(b)に示すように1.04Tであり、従来機の0.86Tより大である。B機の磁束密度は図4.5.1(b)に示すように1.04Tであり、A機と同値であり従来機より大である。図4.4.3(a), 図4.5.1(a)より、A機とB機のパーミアンス係数は5.9~6.1であり、従来機の2.5よりかなり大である。これより、無負荷時と同様に永久磁石が磁氣的に安定した状態であり、提案機の耐減磁特性は従来機の約2倍になる。

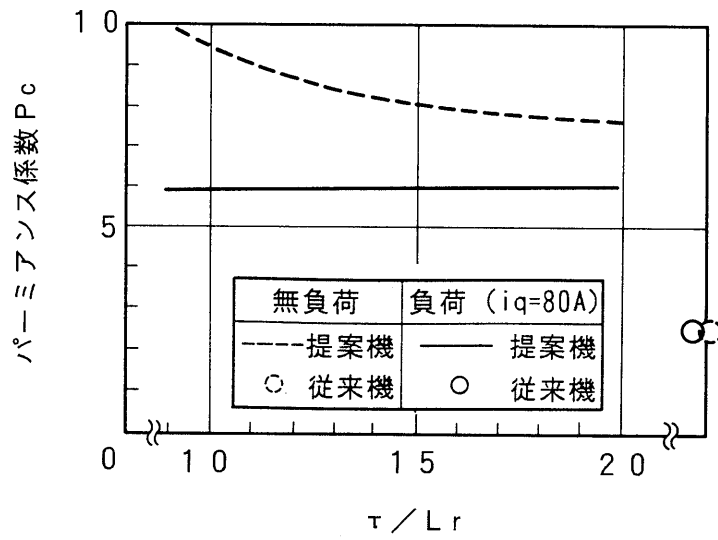
(2) 空隙磁束密度

図4.5.1(c)に従来機と提案機(B機)の空隙磁束密度の基本波値を示す。従来機の無負荷の空隙磁束密度は0.97Tであり、負荷の値と同一である。一方、提案機では $\tau/L_r=9.4\sim 18.8$ の範囲で、図4.4.3(c)よりA機の無負荷の空隙磁束密度は0.75~0.98T、図4.5.1(c)よりB機の値は0.83~1.05Tである。すなわち、A機の磁束密度は従来機の値より小であるが、B機の値は従来機の値より大である。これは、極間永久磁石の作用によるものである。図4.5.2(c)の磁束分布よりわかるように主界磁と直交する方向に磁化された極間磁石が形成する磁界により磁性リングを通して漏れようとする主界磁の磁束の一部が径方向に分布して有効な鎖交磁束となる。

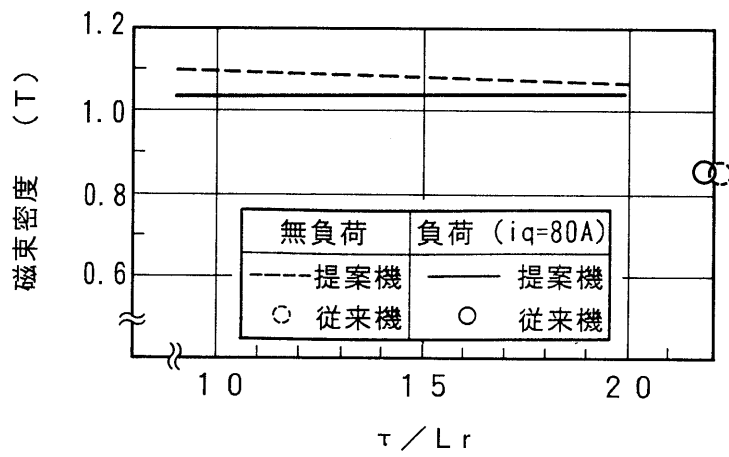
負荷時の提案機の特性では磁束密度は無負荷時よりも大となる特徴があり、無負荷時に対する負荷時の磁束密度の比率はつぎの値となる。 $\tau/L_r=9.4\sim 18.8$ において、A機の比率はそれぞれ112~130%となり、B機の比率は109~124%となる。

次に定格トルクを発生する負荷時の空隙磁束密度の基本波成分について検討する。従来機の空隙磁束密度を100%とすると、図4.4.3(c), 図4.5.1(c)より $\tau/L_r=9.4\sim 18.8$ において、A機の空隙磁束密度は100~112%であり、B機は105~117%である。

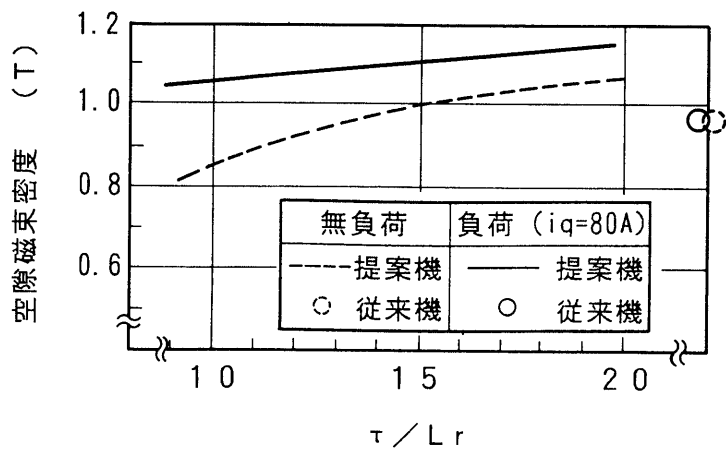
以上より磁性リングの作用により提案機は無負荷時に対する負荷時の鎖交磁束の比率が



(a) パーミアンス係数

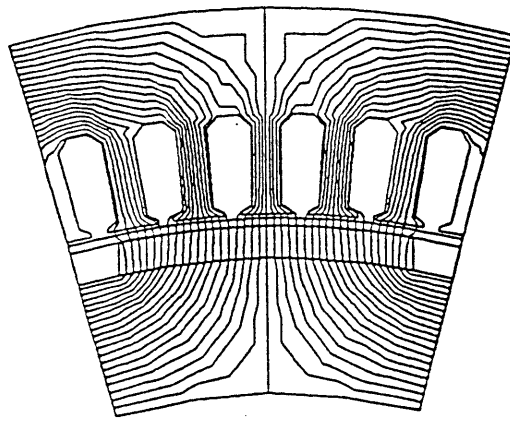


(b) 永久磁石の平均磁束密度

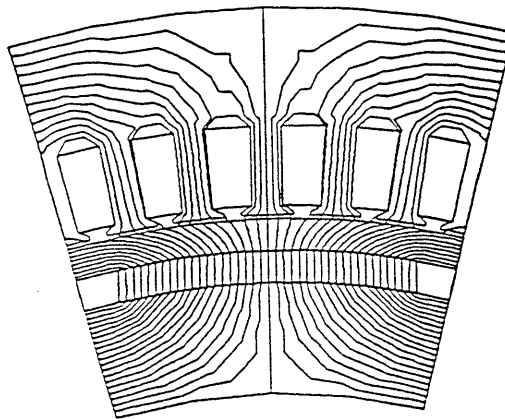


(c) 空隙磁束密度

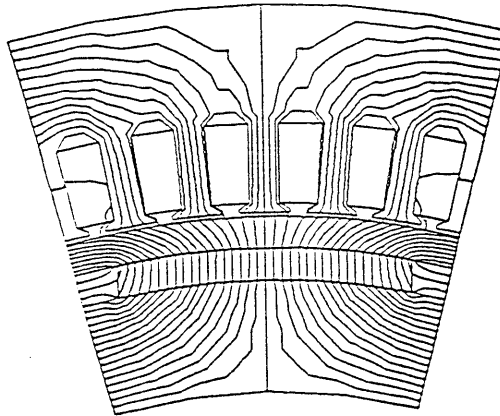
図4.5.1 $i_d=0$ 時のB機の特性



(a) 従来機



(b) A機 ($\tau/Lr=9.4$)



(c) B機 ($\tau/Lr=9.4$)

図4.5.2 無負荷時の磁束分布

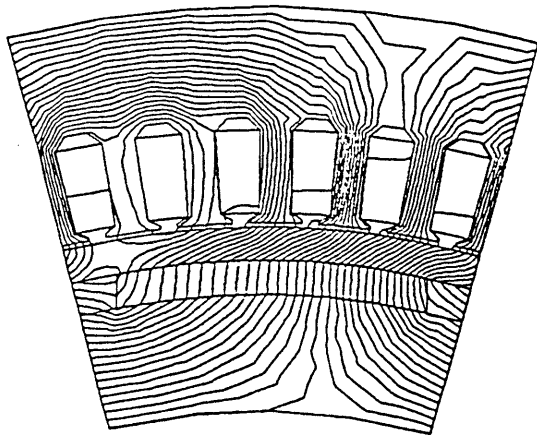
高く、かつ、負荷時の鎖交磁束が従来機より高い回転機である。また、A機とB機を比較すると(1)に述べたように永久磁石の磁束密度は同一であるが、(2)の空隙磁束密度ではB機が約5%大きくなっている。これは極間の永久磁石が界磁磁石に影響は与えずに磁性リングを通る漏れ磁束を低減することにより、鎖交磁束を増加する効果があるためと推定される。さらに、B機では十分な空隙磁束密度が得られるため8mmの厚みの金属リング($\tau/L_r=9.4$)が適用でき、磁性リングは永久磁石の遠心力に対して十分な強度を持つ保持リングにもなり、高速回転が容易となる。

4.5.2.2 等価弱め界磁における解析

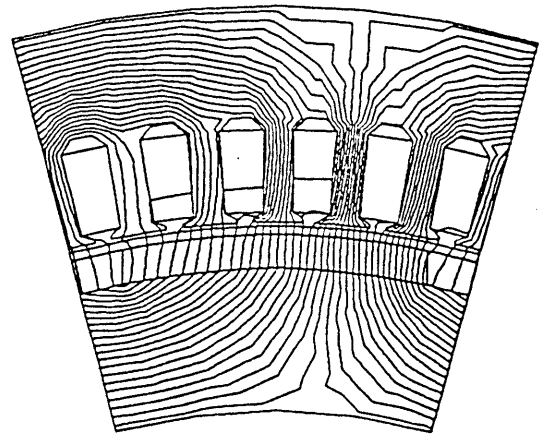
B機において同様にd軸電流を与えたときの等価弱め界磁の効果を磁界解析により検討する。電機子電流は $I_a = \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)} = 80\text{A}$ で、電流角 γ を $0 \sim 90^\circ$ で変化させて解析を行う。各電流角におけるB機と従来機の磁束分布を図4.5.3に示す。B機もA機と同様に電流角が大きくなるにつれて鎖交磁束が減少していることがわかる。

B機における電流角に対する基本波の空隙磁束密度を図4.5.4に示す。A機と同様にB機は電流角が大きくなる(d軸電流が増加する)につれて空隙磁束密度は大きく低下している。 $\gamma = 0^\circ$ の磁束密度を100%として $\gamma = 60^\circ$ において特性を比較すると、A機の磁束密度は26~46%、B機では31~49%、従来機では63%に低下する。すなわち、A機とB機は磁束密度を著しく大きく変化させることができる。

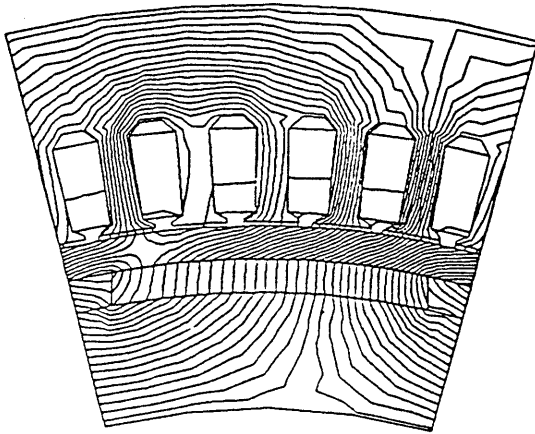
次に、本提案機においてはA機とB機を比較する。基底速度で運転する $\gamma = 0^\circ$ においては、 $\tau/L_r=12.5$ のA機と $\tau/L_r=9.4$ のB機の磁束密度が1.03Tでほぼ同一であるので、この場合で弱め界磁を行ったときの磁束密度の変化量を比較する。 $\gamma = 0^\circ$ の磁束密度を100%として $\gamma = 60^\circ$ で比較すると、A機の磁束密度は36%、B機は31%であり、B機の磁束密度(誘起電圧)の変化量が大きいことがわかる。これより、端子電圧を一定とした条件では、磁束密度を100%から31%に変化させると、最高速度は基底速度の3.3倍まで高くなり、高速領域を拡大することができる。さらにB機の方が磁性リングが厚いため永久磁石の保持リングとして強度的により高速回転が可能となる。したがって、磁性リングと極間の永久磁石を回転子に有するB機は高トルクを必要とする低速領域から弱め界磁制御を行う高速領域の広範囲において良好な特性が要求される可変速運転に最適である。



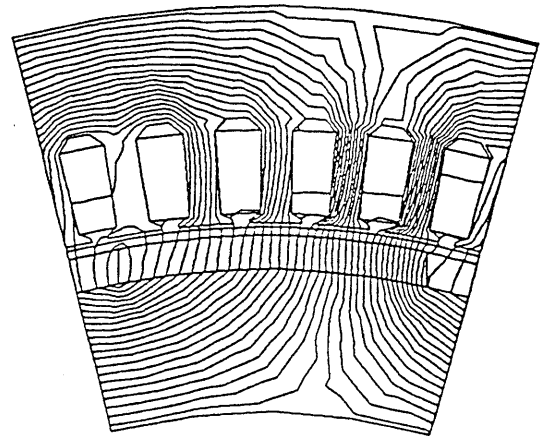
$\gamma = 0^\circ$ (id=0A)



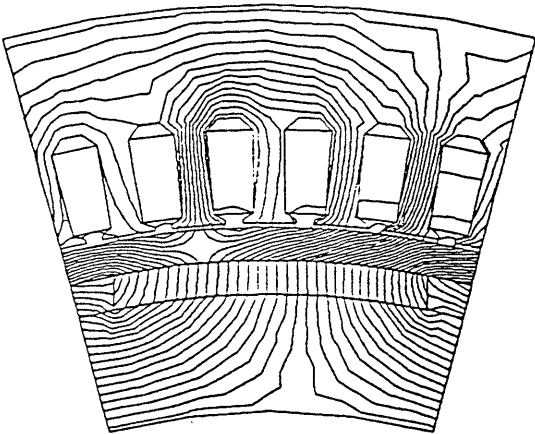
$\gamma = 0^\circ$ (id=0A)



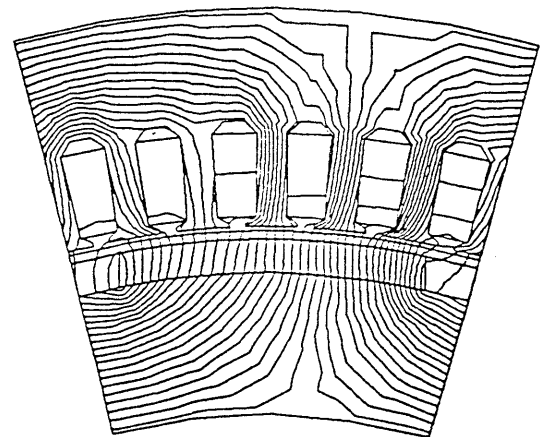
$\gamma = 30^\circ$ (id=40A)



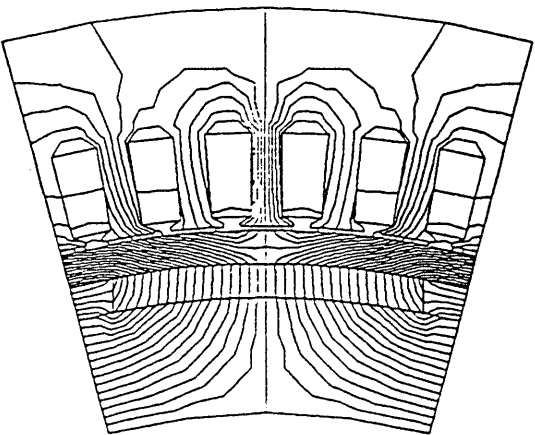
$\gamma = 30^\circ$ (id=40A)



$\gamma = 60^\circ$ (id=69A)

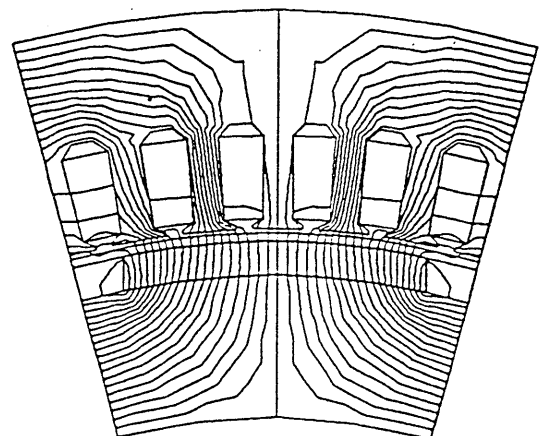


$\gamma = 60^\circ$ (id=69A)



$\gamma = 90^\circ$ (id=80A)

(a) B機 ($\tau / Lr = 9.4$)



$\gamma = 90^\circ$ (id=80A)

(b) 従来機

図4.5.3 弱め界磁制御時の磁束分布

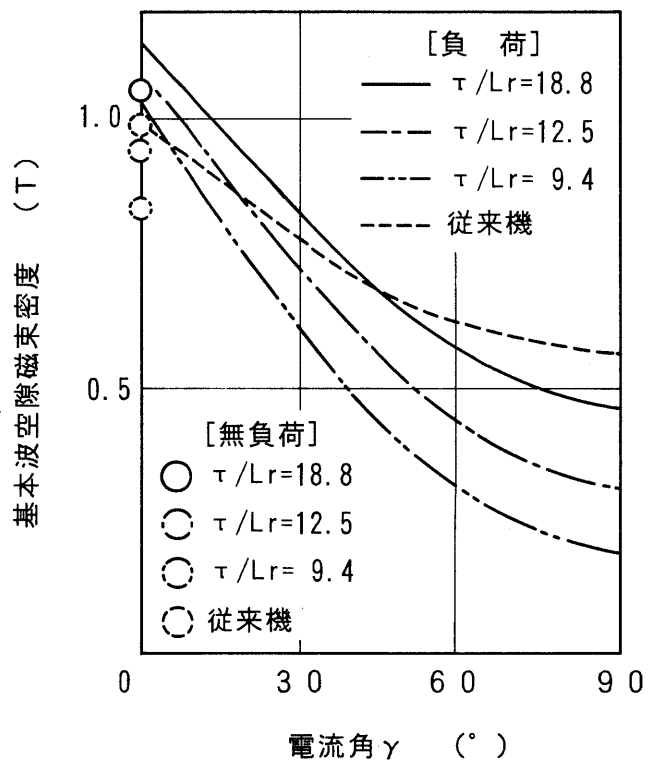


図4.5.4 弱め界磁特性 (B機)

4. 6 まとめ

希土類永久磁石電動機は高磁界を形成できるので、低・中速領域での出力特性は優れているが、永久磁石の磁束が一定であるため高速で電圧が飽和して、広範囲の可変速運転を行うことができなかった。そこで、本研究では、等価弱め界磁制御に適した新規の磁性リング方式永久磁石電動機を創出し、磁界解析上で提案機の等価弱め界磁制御をシミュレーションした結果、従来機よりも2～3倍の広範囲の可変速運転が可能であることが明らかになった。すなわち、提案機は高トルクを必要とする低・中速領域から弱め界磁制御を行う高速領域までの広範囲で最適な可変速運転が可能となる。同時に電機子反作用による永久磁石の耐減磁も約2倍となることもわかった。また、磁性リングは十分な径方向の厚みがあるため永久磁石を強固に保持でき、高速回転においても十分に耐え得る構造となる。さらに、各提案機において次のような重要な知見が得られた。

(1) 磁性リングを永久磁石の外周に配置したA機(SUS630リング, ケイ素鋼板リング)

a) 電動機の基本特性

- $\tau/Lr=9\sim 19$ の範囲において、無負荷時では永久磁石のパーミアンス係数は6.3～9.9であり、従来機の2.5よりかなり大となる。負荷時ではパーミアンス係数は5～6であり、従来機の2.5より大である。
- パーミアンス係数が従来機よりかなり大であることから、永久磁石が磁氣的に安定し、高温特性が良好となることが推定される。したがって、磁性リング方式は高温でかつパーミアンス係数が小となる電動機、高温雰囲気ですみ弱め界磁制御による減磁界下におかれる電動機に有効である。特に高磁気エネルギー積であるが温度特性の悪いNdFeB永久磁石を適用する電動機に有効である。
- $\tau/Lr=9\sim 19$ の範囲において、無負荷時では永久磁石の平均磁束密度は1.05～1.09Tであり、従来機の0.86Tより高い値である。負荷時では、永久磁石の平均磁束密度は1.00～1.04Tであり、従来機の0.86Tより高くなっている。
- 負荷時の空隙磁束密度の基本波成分は次の値が得られている。従来機の空隙磁束密度を100%とすると、 $\tau/Lr=12\sim 19$ において、SUS630リングの空隙磁束密度は107～113%であり、ケイ素鋼板リングでは106～112%であり、いずれも空隙磁束密度は高くなる。
- 磁性リングは漏れ磁束を生じるが、永久磁石の発生する磁束は増加し、負荷時の鎖交磁束は従来機より増加する

b) 等価弱め界磁制御のときの特性

- 提案機は弱め界磁制御により空隙磁束密度は大きく変化させることができる。 $\gamma=0^\circ$ の空隙磁束密度を100%として $\gamma=60^\circ$ で比較したときの磁束密度の比率を示す。ケイ素鋼板リングの提案機：36～46%、SUS630リングの提案機：39～52%、従来機：63%

- 回転子周速が約100m/s以下の電動機では、ケイ素鋼板リングのA機が広範囲の可変速運転に適しており、 $\tau/Lr=12\sim19$ が妥当と思われる。
- 回転子周速が100～200m/sの超高速電動機では、高速回転に耐えるようにリングの径方向厚みを大とできるSUS630リングのA機($\tau/Lr=9\sim12$)が適している。

次にA機の回転子の主磁石の極間に、主磁石と直交方向に磁化された希土類永久磁石を配置した構成からなるB機では以下の知見が得られている。

a) 電動機の基本特性

- $\tau/Lr=9\sim19$ の範囲において、無負荷ではB機の空隙磁束密度は0.83～1.05Tであり、A機の空隙磁束密度は0.75～0.98T、従来機は0.97Tである。A機の磁束密度は従来機の値より小であるが、B機の値は従来機の値より大となる傾向にある。これは、主界磁と直交する方向に磁化された極間磁石により磁性リングを通して漏れようとする主界磁の磁束の一部が径方向に分布して有効な鎖交磁束となるためである。
- 負荷時の空隙磁束密度の基本波成分は以下となる(従来機の空隙磁束密度を100%とする)。
 $\tau/Lr=9.4\sim18.8$ において、A機の空隙磁束密度は100～112%であり、B機は105～117%である。この差も上記と同様に極間永久磁石による。

b) 等価弱め界磁制御のときの特性

- $\gamma=0^\circ$ の空隙磁束密度を100%として $\gamma=60^\circ$ で比較したときの値を示す。
B機の磁束密度は31～49%、A機の磁束密度は26～46%、従来機では63%に低下させることができる。
- $\gamma=0^\circ$ で磁束密度が1.03Tになる $\tau/Lr=12.5$ のA機と $\tau/Lr=9.4$ のB機において、弱め界磁の特性比較を行う。 $\gamma=0^\circ$ の磁束密度を100%として $\gamma=60^\circ$ で比較すると、A機の磁束密度は36%、B機は31%である。さらにB機の方が磁性リングが厚いため永久磁石の保持リングとして強度的により高速回転が可能となる。したがって、B機は弱め界磁制御を行う高速回転機として極めて優れた特性を持っている。

参考文献

- [1] 森本, 上野, 武田: 「埋込磁石構造PMモータの広範囲可変速制御」, 電気学会論文誌 D, 114, 668 (1994)
- [2] 武田, 森本, 大山, 山際: 「PMモータの制御法と回転子構造による特性比較」, 電気学会論文誌D, 114, 662 (1994)
- [3] 森本, 畑中, 童, 武田, 平紗: 「PMモータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転」 電気学会論文誌D, 112, 292 (1992)
- [4] R. Schiferl, T. A. Lipo: “ Power Capability of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors in Variable Speed Drive Applications ” , IEEE Trans. on Industry Applications, Vol-23, pp. 23-31(1988).
- [5] T. M. Jahns, G. B. Kliman, T. W. Newmann: “ Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable Speed Drives ” , IEEE Trans. on Industry Applications, Vol-22, pp. 738-747 (1986).
- [6] Bimal. K. Bose: “ A High-Performance Inverter-Feed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine ” , IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 24, No. 6, pp. 987-997 (1988).
- [7] T. J. E Miller; *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford University Press (1989).
- [8] Longya Xu, Lurong Ye, Ahmed EL-Antably: “ A New Design Concept of Permanent Magnet Machine for Flux Weakening Operation ” , IEEE IAS Annual Meeting, pp. 3-8 (1993).
- [9] 堺, 鷲頭: 「弱め界磁制御に適した永久磁石電動機の検討とFEMによる特性解析」, 電気学会論文誌D, Vol. 115, No. 4, 436 (1995)
- [10] 堺, 田淵, 鷲頭: 「弱め界磁制御に適した永久磁石電動機の検討とFEMによる特性解析」, 平成6年電気学会産業応用全国大会, No. 9 (1994)
- [11] 堺, 田淵, 鷲頭: 「磁性の保持リングを持つ超高速永久磁石電動機の磁界解析による検討」, 平成6年電気学会産業応用全国大会, No. 8 (1994)
- [12] 堺, 鷲頭, 萩原: 「弱め界磁制御を適用する新方式永久磁石電動機のFEMによる特性解析」, 電気学会回転機研究会資料, RM -94-109 (1994)

第5章 永久磁石回転機の特性格析

5. 1 はじめに

希土類永久磁石により大空隙長の回転機が可能となり、新機能を持つ磁気応用装置が考えられるが、従来の磁気設計は漏れ磁束を正確に考慮されないため精度が悪く、その適用が困難となる。そのため、従来から行われているカットアンドトライによる研究・開発が行われているが、試作・試験のための時間、費用、人という資源が必要である。

また、定量・定性的な評価を行う技術が確立して無ければ、研究・開発の展開が困難である。これらを解決する一方法として、各種の数値シミュレーションがあり、特に次のような場合に有効である。

- ・新規回転機の創出とその概念設計時における特性の検討
- ・従来設計法が適用できない新規回転機的设计
- ・付加機構を設けた回転機の局所的な電磁現象の把握とその効果の検討
- ・新材料、及び材料特性をパラメータとしたときの回転機特性への効果の検証。

この代表的な例として高速・大容量の磁気カップリングの磁気設計がある。負荷(伝達トルク)の大きさによりトルク角が変化して空隙磁束分布が大きく変化し、さらに、大空隙長のため漏れ磁束量も多いため、これらを考慮できる特性算出手法が必要である。

一方、永久磁石回転機の高性能化を行うには、他にない固有の特性を把握し、測定方法を含めた評価技術を確立する必要がある。この代表的なものとして、永久磁石回転機のコギングトルク特性、磁気カップリングのトルク特性がある。

コギングトルクは永久磁石と鉄心歯の磁気吸引力により生じるトルクであり、駆動トルク・出力の脈動、速度の脈動、振動を生じる原因となる。特に小形・高出力化のため永久磁石回転電機に高磁気エネルギー積の希土類永久磁石が適用されるが、この高性能な永久磁石の高磁界によりコギングトルクも大となり問題になっている。このため、その特性把握、評価手法は回転機の高性能化においては重要となる。

ここでは磁界解析を適用して設計し、トルク特性を把握する手法について提案し、特性を評価する実験方法について明らかにしている。

5. 2 高速・大容量の磁気カップリングのトルク解析

5. 2. 1 磁気カップリングの高速・大容量化の課題

磁気応用の回転機である磁気カップリングは駆動側軸と負荷側軸を機械的な結合無しに磁気力により力を伝達するため、駆動側と負荷側を構造物である隔壁で分離できる特徴を持っている。したがって、気体、流体が満たされた容器を負荷側とする磁気カップリングは、回転軸から容器内の物質が漏れることなく非接触で完全シールが可能となる。(負荷

側を真空容器としても同様な効果が得られる。)この優れた特徴より、特に注目されるようになってきている。

従来の磁気カップリングは、薬品・食品の製造装置に使用されており、低速(1,200rpm)・小トルク(10N・m以下)である。これらの磁気カップリングは比較的低速であるので金属隔壁を使用している。しかし、最近では、石油類の流体ポンプ、レーザ発振器の送風機等で高速(5,000~10,000rpm)・大トルク(100N・m)の大容量の磁気カップリングが要求されている。

このような大容量の磁気カップリングは高磁気エネルギー積の希土類永久磁石(Sm-Co, Nd-Fe-B)の発明により実現が可能となり、開発が進められている。

従来の磁気カップリングは小容量であるため、パーミアンス法を適用した巨視的なトルク解析⁽¹⁾、⁽²⁾、⁽³⁾を用いてカットアンドトライにより、開発を行っていた。

しかし、大容量機の場合は精度の高い設計が要求される。また、高速回転機の場合、回転子の永久磁石による回転磁界により隔壁内で生じる過大な渦電流損失を無くするため隔壁には非金属が使用され、非金属の隔壁は強度的に金属の場合よりもかなり厚くなる。さらに、内転回転子の永久磁石の飛散防止のバインド部の厚みも大である。このため、隔壁とバインド部により磁気的な空隙長は10mm以上と非常に大きくなり、負荷状態における磁束の漏れ・磁束の隣極への回り込み等を考慮した磁気設計が必要となる。また、扁平型、大空隙長の磁気カップリングは端部の軸方向磁束の漏れを考慮する必要がある⁽⁴⁾。

ここでは、高速・大容量の磁気カップリングの磁気設計方法として、二次元有限要素法を用いたエネルギー変位法によるトルク解析を行ない、二次元有限要素法と軸端部の磁束漏れの補正を用いた擬似的な三次元磁界解析をおこなうことにより精度の良いトルク算出方法を提案し、空隙磁束密度分布測定とトルク特性実験により解析値と実験値はよく一致し、十分な解析精度が得られていることを明らかにしている⁽⁵⁾。

5. 2. 2 磁気カップリング概要

5. 2. 2. 1 磁気カップリングの基本構成

磁気カップリングは駆動側軸と負荷側軸を機械的な結合無しに磁気力により力を伝達する。図5.2.1に機器に組み込んだ円筒形の磁気カップリングを示す。磁気カップリングの基本構成は、空隙を介して内転回転子と外転回転子が対向し、各回転子の空隙面に永久磁石が固定されている。空隙部には内転側と外転側を完全に隔離・シールするため隔壁が設けられている⁽⁶⁾。

5. 2. 2. 2 伝達力の発生原理

磁気カップリングの伝達力は内転永久磁石と外転永久磁石間に作用する磁気吸引力、及び反発力により生じる。

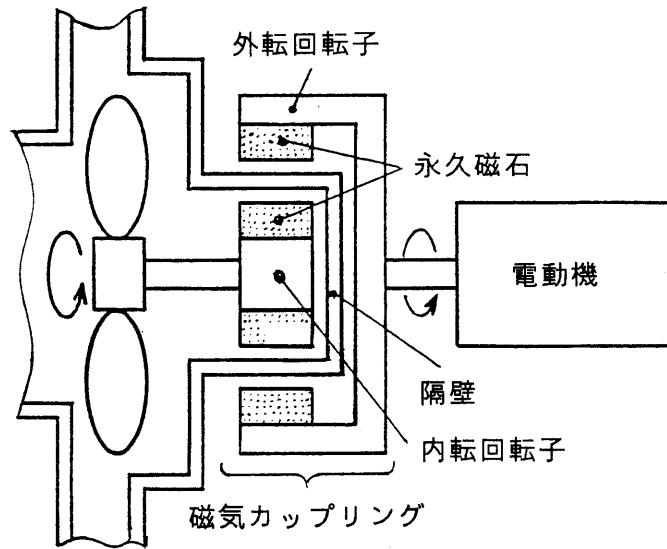


図5.2.1 磁気カップリング基本構成

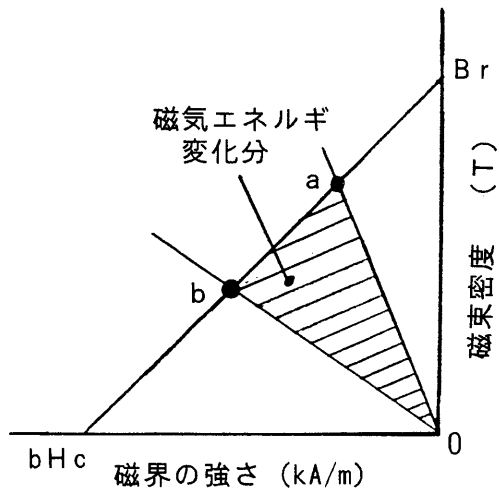


図5.2.2 磁気エネルギー

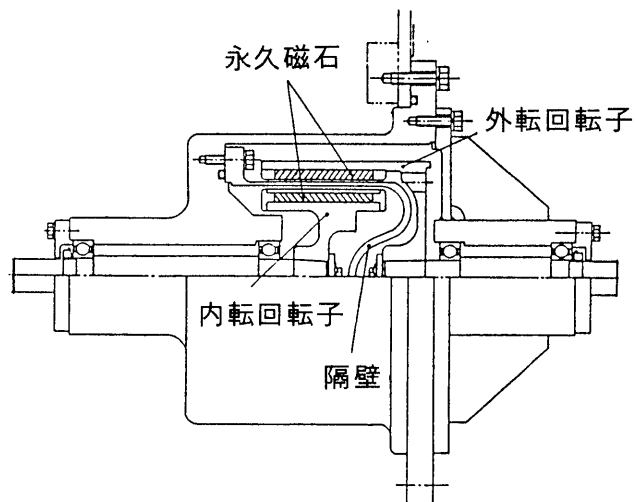


図5.2.3 大容量磁気カップリング

一方、回転機として考えると永久磁石により形成される磁極の中心軸は回転機の直軸とみなすことができる。対向する内転回転子の磁極軸と外転回転子の磁極軸の位相差は同期機におけるトルク角となり、内転回転子と外転回転子は同期して回転する。伝達トルクが大きくなるにつれて、位相角であるトルク角は大きくなり $\pi/2$ のときに最大トルクとなる。これ以上のトルクが作用するとカップリングは同期から脱出する。

$$T = k \sin \delta_e \quad \dots\dots\dots (5.2.1)$$

ここに、T：トルク値， k：係数， δ_e ：トルク角（電気角）

5.2.2.3 磁気エネルギーとトルク算出方法

エネルギー保存則に基づくエネルギー変位法では、エネルギーの変化分は外部に仕事をすることになる。これより位置の変化前後の磁気エネルギーの変化率により力を計算する。

図5.2.2の永久磁石の減磁曲線を用いて磁気エネルギーとトルクを検討する。磁気カップリングにおける減磁曲線と磁気エネルギーの関係は次のようになる。外転回転子と内転回転子が対向するトルク角が0度の状態では永久磁石は増磁となっており、減磁曲線上で動作点は右上に移動する。外転回転子の磁極に対して内転回転子の磁極が $\pi/2$ ずれると、永久磁石は片側で増磁、残りの部分は減磁となるので動作点は左下がりに移動する。したがって、トルク角が0～ π 範囲において、トルク角が増加することはパーミアンス係数が小となることに等価である。この等価的な考え方では伝達トルクとなる磁気エネルギーの変化分は0， a， b で囲まれた面積となる。上記の集中定数的な考え方から以下に分布定数的にとらえる解析による磁気エネルギー変位から精度良くトルク計算を行う。

5.2.3 トルク特性解析^{(5)・(7)}

磁気カップリングの空隙長が約10mm以上となる場合や軸方向長さ対空隙径が著しく小である場合は二次元磁界解析によるトルク値は軸端部の磁束漏れが考慮されないので、得られるトルク値は実際の数値よりも大きくなり誤差が生じる。

本解析では二次元磁界解析と軸方向の端部磁束漏れによるトルク低下の補正計算を組み合わせることにより、擬似的な三次元解析を行う。

5.2.3.1 二次元磁界解析

磁界解析は二次元の有限要素法を用いて行う。解析範囲は1極分とし、内転回転子を固定して外転回転子を設定したトルク角で回転移動させる。解析値は1極の単位長さ当たりの磁気エネルギーとなる。

各トルク角における磁気エネルギーを求めて、トルク角の変化量で微分した値が伝達トルクとなる。このとき、トルク角の変化量を大きくとると、トルク値は平均化されて値が実測値よりも小となる。したがって、トルク角の変化分となる解析1回当たりの内・外転回転子の相対的移動量はある程度小さくとる必要がある。本解析では解析1回当たりの移

動量は $\pi/16$ としている。最大伝達トルクはトルク角が $\pi/2$ の状態では生じるので、最大トルクの解析はトルク角が $\pi/2 - \pi/16$, $\pi/2$, $\pi/2 + \pi/16$ の3つの状態で行う。磁界解析は2.2.3節で述べた基本式をもとに二次元有限要素法を適用して行われている⁽⁸⁾・⁽⁹⁾。

解析対象機（A機）の断面を図5.2.3に示し、対象機の諸元を表5.2.1に示す。また、1極分の解析領域を図5.2.4に示す。また、解析で設定した条件を下記に示す。

- ・境界条件：a b, c dは周期境界
a d, b cのポテンシャルは0
- ・磁性ヨークの磁気特性：比透磁率は500、線形

表5.2.1 磁気カップリングの諸元（A機）

極数	8極
伝達トルク	100 N·m
回転数	8000 rpm
外転回転子の外径	216 mm
永久磁石軸方向長さ	55 mm
磁気的空隙長	12.5 mm
永久磁石材	Sm ₂ Co ₁₇ 磁気エネルギー積 207kJ/m ³

トルク角 $\delta e = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ における解析結果である磁束分布、空隙磁束密度分布と磁気エネルギー W_m を表5.2.2に示す。

また、最大トルクが発生する近傍の磁束線図と磁気エネルギーを図5.2.5に示す。解析による最大トルク T_a は次式となる。

$$T_a = - [W(\pi/2) - W(\pi/2 - \pi/16)] / (\pi/16)P(2P)L \quad \dots\dots\dots (5.2.2)$$

ここに、 $W(\delta e)$ ：トルク角（電気角） δe のときの磁気エネルギー、 P ：極対数、 L ：永久磁石の軸方向長さ

(5.2.2)式に解析で得られた磁気エネルギーを代入すると最大トルクは120.5N·mとなる。

5.2.3.2 端部磁束漏れの補正

本磁気カップリングでは力が作用する方向が周方向であるので、周方向断面における磁束分布状態はトルクに大きく影響する。したがって、トルクの解析精度を向上するには隣極への磁束の漏れ及び永久磁石周囲の磁束の回り込み等の分布状態が詳細に得られるように二次元有限要素法を適用する。一方、軸端部の磁束の漏れの量はトルクに影響するが、漏れの分布状態はトルクにあまり影響しないため巨視的な簡易計算でも値の精度は十分と

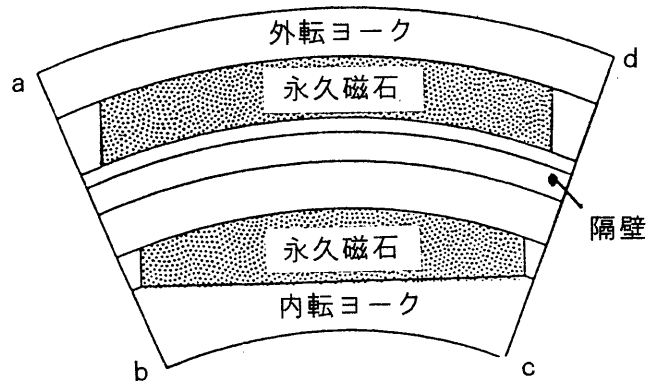


図5.2.4 解析領域

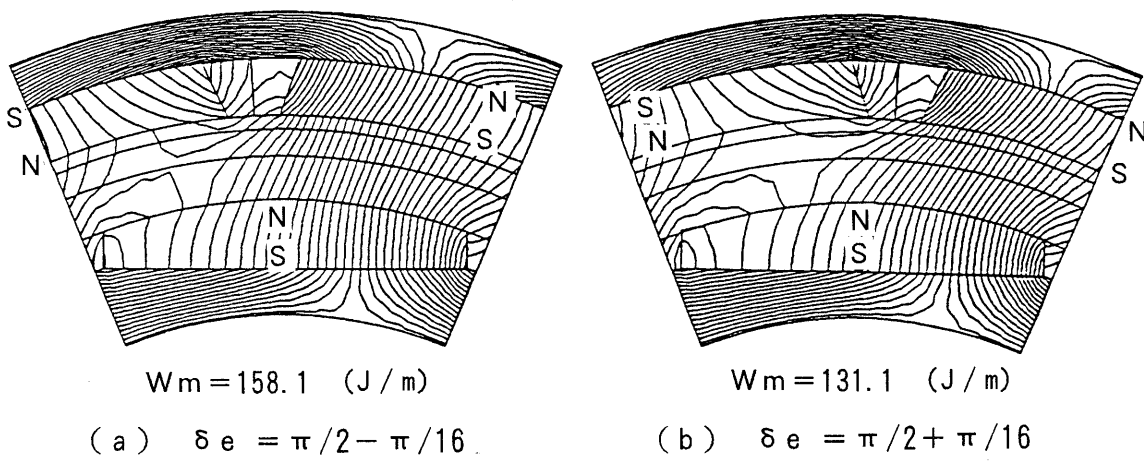
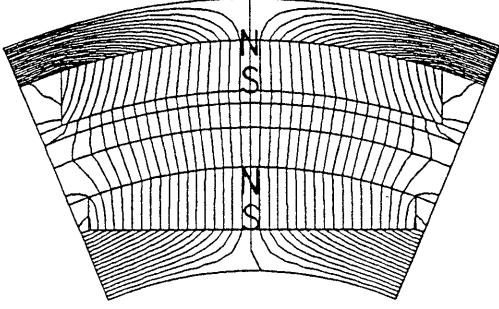
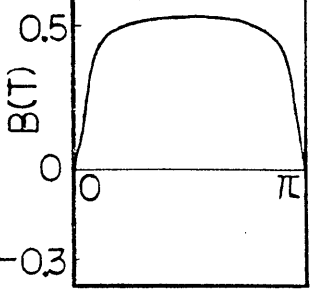
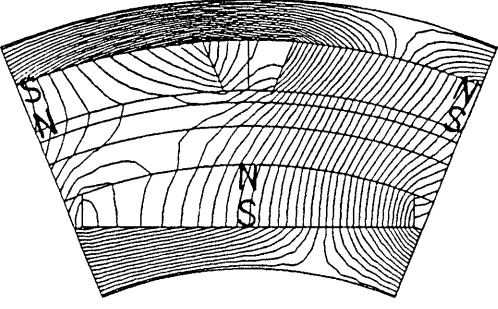
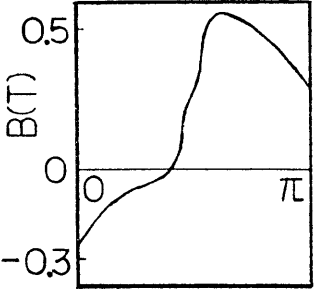
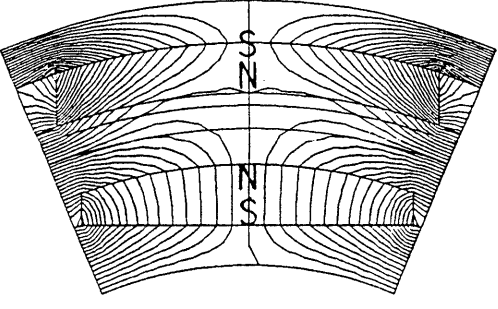
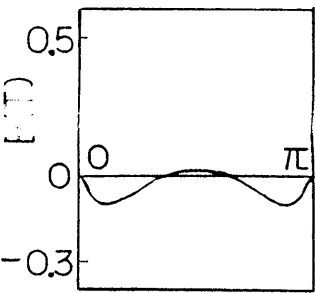
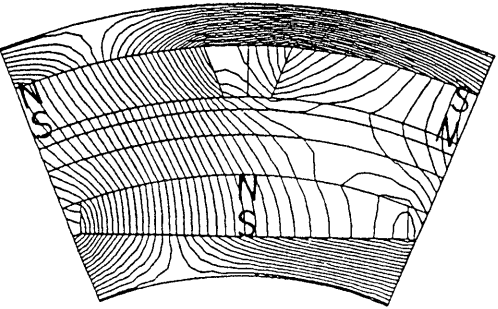
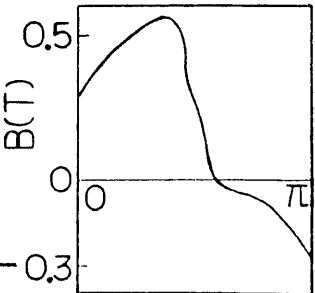


図5.2.5 最大トルク近傍の磁束分布

表5.2.2 磁界解析結果

トルク角 δe (rad)	磁束分布	空隙磁束密度分布 B (T)	W m (J/m)
0			216.4
$\pi/2$			144.7
π			69.6
$3\pi/2$			144.7

思われる。

端部の磁束漏れによるトルク低下量を直接に得ることは困難なため、端部の磁束漏れを考慮しないときの簡易トルク計算値と端部の磁束漏れを考慮したときの簡易トルク計算値の差が端部の漏れによるトルク低下量になることを利用する。また、トルクの低下量は同一の簡易計算法で求められたトルク値の差とするため、簡易計算の巨視的周方向断面の磁束分布に基づく誤差は対称性により相殺される。

今回のトルク補正方法は次の手順で行う

空隙磁束密度は内転または外転回転子の永久磁石のみがあるときの空隙磁束密度をもとめた後、2つの磁束密度分布を重ね合わせる。この重ね合わされた有効磁束密度より空隙の磁気エネルギーを計算する。そして、エネルギー変位法による磁気エネルギーからトルクが得られる。

この計算手順で、次のように端部磁束漏れの有り、無しの条件でトルクを求める。

(簡易トルク計算式) ⁽³⁾

空隙磁束密度 B_g は次式となる。

$$B_g = B_i(P, \theta_m) + B_o(P, \theta_m - \delta_m) \\ = B_i \sin(P \theta_m) + B_o \sin\{P(\theta_m - \delta_m)\} \quad \dots\dots\dots (5.2.3)$$

ここに、 B_i : 内転回転子のみの磁束密度, B_o : 外転回転子のみの磁束密度,
 θ_m : 空間角, δ_m : トルク角 (機械角)

空隙の磁気エネルギー W_g は

$$W_g = \int d W_g \\ = \frac{L}{2\mu_0} \int_{r_s}^{r_r} r dr \int_0^{2\pi} B_g^2 d\theta_m \quad \dots\dots\dots (5.2.4)$$

ここに、 μ_0 : $4\pi \times 10^{-7}$, r : 半径, r_s : 外転回転子内径, r_r : 内転回転子外径

伝達トルク T は次式となる。

$$T = -\partial W_g / \partial \delta_m \\ = PV_g / (2\mu_0) B_i B_o \sin(P \delta_m) \quad \dots\dots\dots (5.2.5)$$

ここに、 V_g : 空隙部の体積

磁束の漏れ磁路を図5.2.6, 図5.2.7のように仮定して、軸端部磁束漏れの有り、無し
 のトルクを計算する。(仮定磁路のパーミアンス⁽¹⁰⁾は付録5.1を参照)

(端部磁束漏れを考慮しないときトルク T_0)

周方向の磁束の漏れのためのパーミアンス PL は

$$PL = 2P_{m3} + 2P_{s13} \quad \dots\dots\dots (5.2.6)$$

となり、パーミアンス係数 P_c は次式となる。

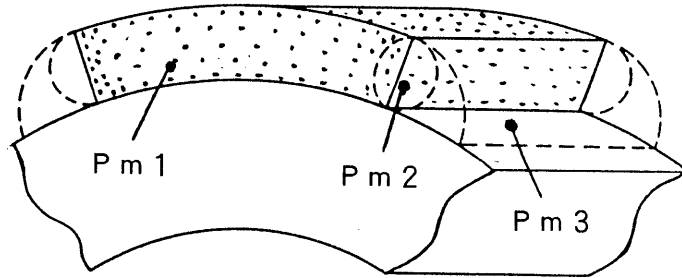


図5.2.6 磁石周囲の漏れ磁束

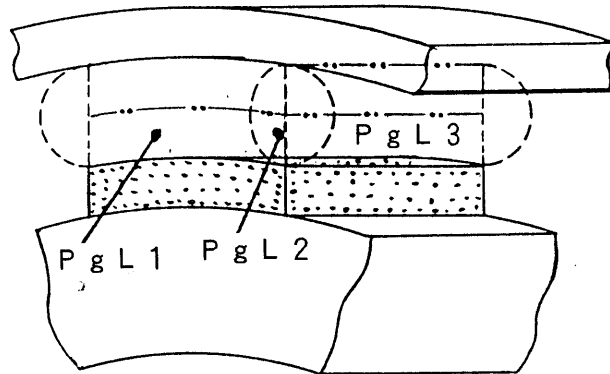


図5.2.7 空隙部の漏れ磁束（内転磁石のみ）

$$P_c = (P_g + P_L) / P_m \quad \dots\dots\dots (5.2.7)$$

ここに、 P_g : 磁極部の空隙パーミアンス、 P_m : 永久磁石のパーミアンス
空隙磁束密度 B_d は、

$$B_d = B_r / (1 + \mu_m / P_c) \quad \dots\dots\dots (5.2.8)$$

であり、有効磁束密度 B_{de} は次式となる。

$$B_{de} = B_d P_g / (P_g + P_L) \quad \dots\dots\dots (5.2.9)$$

B_{de} はほぼ矩形波となり、フーリエ級数展開を行うと基本波成分 B_i は次式となる。

$$B_i = (4 / \pi) B_{de} \quad \dots\dots\dots (5.2.10)$$

同様にして外転回転子の空隙磁束密度 B_o を計算する。

B_i 、 B_o を (5.2.5) 式に代入し、トルク T_0 が得られる。

(端部磁束漏れを考慮したトルク T_e)

端部の漏れを含む磁束の漏れパーミアンス P_{Le} は、

$$P_{Le} = 2P_{m1} + 4P_{m2} + 2P_{m3} + 2P_{g11} + 4P_{g12} + 2P_{g13} \quad \dots\dots\dots (5.2.11)$$

となり、(5.2.7) 式、(5.2.9) 式の P_L に P_{Le} を代入し、前記と同様にして磁束密度 B_i 、 B_o とトルク T_e が得られる。

以上の T_0 と T_e より端部磁束漏れによるトルク低下量 T_L は、次式となる。

$$T_L = T_0 - T_e \quad \dots\dots\dots (5.2.12)$$

従って、補正された解析トルク値 T_c は次式で得られる。

$$T_c = T_a - T_L \quad \dots\dots\dots (5.2.13)$$

$$= 105.8 \quad (\text{N}\cdot\text{m})$$

5.2.4 実験

5.2.4.1 実験装置

実験装置を図 5.2.8 に示す。磁気カップリングの内転回転子はトルク変換器と直結され、トルク変換器の一方の軸は固定されている。外転回転子は減速機を介して外部からトルクを与える機構であり、軸端に直結されたポテンシオメータにて固定された内転回転子と外部より回転される外転回転子のトルク角(位相角)を測定する。同時に空隙磁束密度分布と伝達トルクを測定する。

5.2.4.2 磁束密度分布測定

図 5.2.9 に示すように隔壁表面に 1 mm 角のホール素子を軸方向と周方向に分布させて 27 個張り付ける。図 5.2.8 の実験装置で外部より磁気カップリングに力を与えて任意のトルク角度における空隙磁束密度分布を各ホール素子の出力により測定する。実験結果を表 5.2.3 に示す。表 5.2.3 の実験による磁極中心 (a 点) の分布は、表 5.2.2 の磁界解析による空隙磁束密度分布とほぼ一致している。磁極端部 (b 点) の磁束密度分布

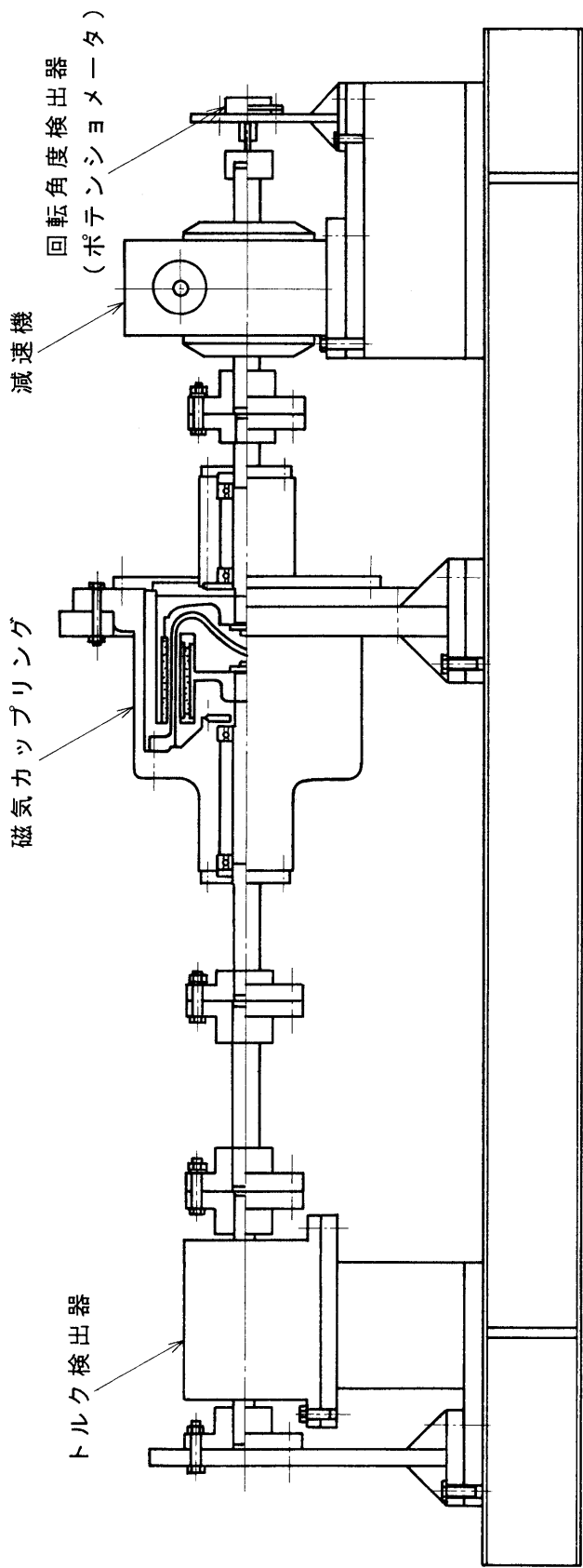
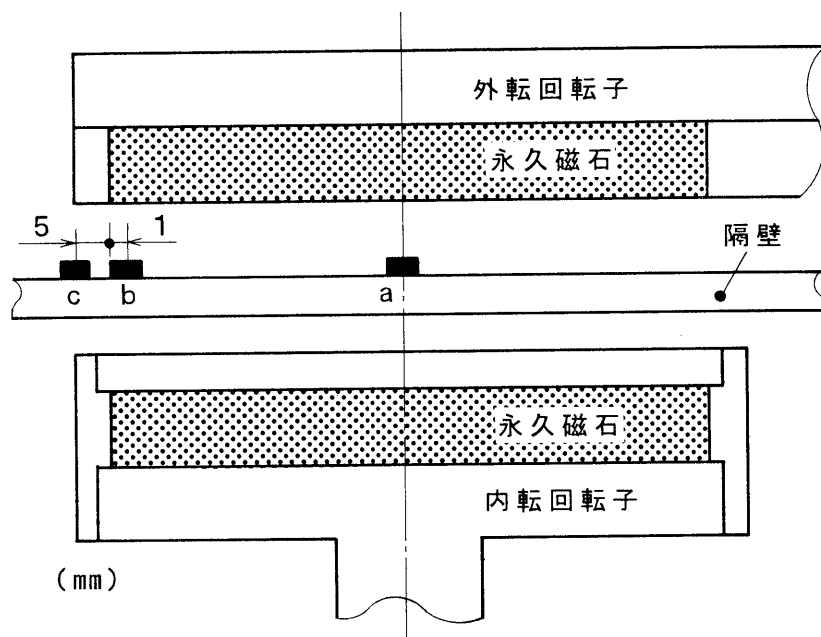
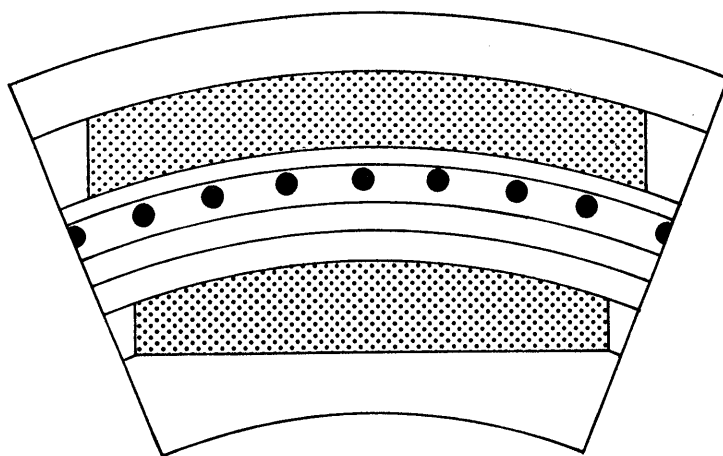


図5.2.8 実験装置



(a) 軸方向断面 ■は、ホール素子



(b) 径方向断面 ●は、ホール素子

図 5.2.9 ホール素子取付け位置

表5.2.3 空隙磁束密度分布 (測定値)

トルク角 δe (rad)	磁束密度分布 B (T)		
	磁極中心 (a点)	磁極端部 (b点)	漏れ磁束部 (c点)
0			
$\pi/2$			
π			
$3\pi/2$			

も中心部分布と同様な分布波形で変化しているが、値は20~30%低下していることがわかる。端部磁束漏れ部分(c点)の磁束密度分布はトルク角に依存せず、分布波形は回転角に対してほとんど変化しないことがわかる。したがって、端部の磁束は漏れ量となるのみで有効なトルクとして作用せず、5.2.3.2節の簡易計算の仮定が妥当であることが確認された。

5.2.4.3 伝達トルク特性実験

図5.2.10に伝達トルク特性を示す。トルク曲線はほぼ正弦波であり、1回転当たり生じる4個の最大トルク値はほぼ同一である。表5.2.4に解析値と実験値の比較を示す。また、同時に機種異なるB機の解析値と実験値も示す(B機の諸元は付録5.2を参照)。

A機において、トルクの実測値は103.8N・mである。補正無しの解析値は120.5N・mであり、実測値に対する誤差は16%である。補正有りの解析値は105.8N・mであり、実測値に対する誤差は1.9%である。B機も同様な結果が得られ、補正有りの解析値の実測値に対する誤差は1.0%である。

解析値と実験値との比較により、軸端部の磁束の漏れを考慮する必要があり、本解析手法は十分な精度があることが確認された。

以上より、従来のパーミアンス法による解析では精度の良いトルク解析が困難であった大空隙長の回転機のトルク解析手法について提案した。その手法を磁気カップリングに適用して実験により評価を行い、解析値は実験値と良く一致していることが明らかになった。

また、本手法は、二次元の有限要素法磁界解析と軸端部の漏れ磁束の補正計算により擬似的な三次元解析を行っており、比較的容易に高精度なトルク解析が可能となっている。

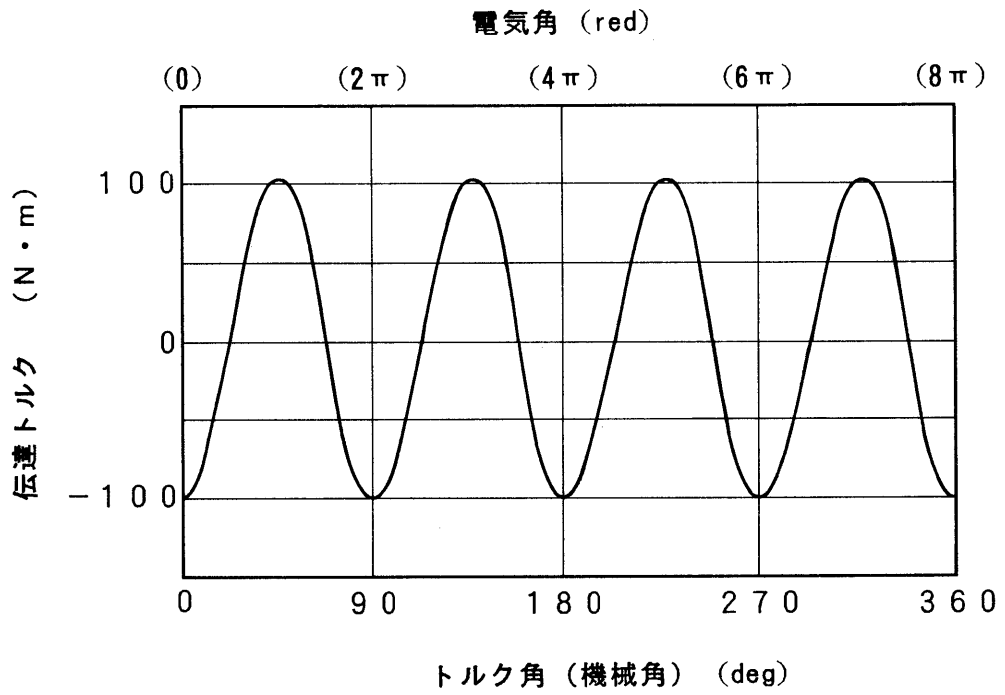


図5.2.10 伝達トルク特性

表5.2.4 解析精度

機種	解析値 補正無 (N·m)	解析値 補正有 (N·m)	測定値 (N·m)
A	120.5 (16%)	105.8 (1.9%)	103.8
B	149.7 (10%)	137.5 (1.0%)	136.2

* (%) は、測定値に対する誤差

5. 3 コギングトルクの特性解析

5. 3. 1 コギングトルクとトルクの算出手法

回転機の電機子鉄心にスロットがあると、鉄心歯とスロットの磁気抵抗が大きく異なるため、空隙パーミアンスが回転子周方向に対して周期的に変化する^{(11)、(12)}。このパーミアンス変化(空間高調波)が磁界中で生じた場合、磁気吸引力が発生してトルクリプルとなる。永久磁石回転機は界磁に永久磁石を用いているので、無励磁状態においても、永久磁石が起磁力源となり永久磁石と固定子鉄心歯間で電磁力が作用する。このとき、回転子は空隙パーミアンスが最大となる安定点に停止しようとする回転力が作用し、コギングトルクが発生する。このコギングトルクは、電動機の駆動トルクや回転速度を脈動させる原因となる。特にインバータで可変速運転を行うブラシレスDCモータにおいてはコギングトルクの評価は重要である。このため、高性能な電動機を得るにはコギングトルク量を把握、抑制する技術が必要となる。

トルクの算定方法としては主にマクスウェル応力法、エネルギー変位法(仮想仕事の原理)、磁化電流法、IBL法があげられる。

ここではトルクは磁界解析を用いたエネルギー変位法により算出している。磁界解析は有限要素法を用いた二次元静磁界解析であり、解析より随伴磁気エネルギーを求める。そしてトルク波形を得るために1/2歯ピッチの範囲で回転子を順次微小角度ずつ回転した状態で解析を行う。次に、コギングトルク特性についてモデルの実験を行い、解析値と実験値の比較を行っている^{(13)、(14)}。

5. 3. 2 モデルのトルク解析^{(15)、(16)}

5. 3. 2. 1 磁界解析

コギングトルクは固定子鉄心に対して回転子(永久磁石)が相対的に回転したときに作用する磁気吸引力により生じるので、各相対的位置における磁気エネルギーを求めて検討する。精度良く磁気エネルギーを求めるために有限要素法を適用した磁界解析を行う。

ここでは解析対象内に永久磁石を含むため2.2.3節の基本式をもとに二次元の静磁界解析を行っている^{(8)、(9)}。

5. 3. 2. 2 コギングトルクの解析方法

コギングトルクの算出はエネルギー変位法(仮想仕事の原理)に基づき、以下のようにして行う。モデルの基準位置における随伴磁気エネルギーを $W(\theta_m)$ とし、微小角度 $\Delta\theta_m$ だけ移動後の随伴磁気エネルギーを $W(\theta_m + \Delta\theta_m)$ とすると、コギングトルク T_c は次式で計算される。

$$T_c = \frac{\partial W}{\partial \theta_m} = \frac{W(\theta_m + \Delta \theta_m) - W(\theta_m)}{\Delta \theta_m} \dots\dots\dots (5.3.1)$$

コギングトルク波形は次のようにして得られる。固定子の鉄心歯と回転子の磁極中心の相対的な基準位置を設定する。次に固定子の鉄心歯に対して回転子を微小角度だけ回転移動する。各状態における解析を行い、随伴磁気エネルギーを得る。この移動前後の随伴磁気エネルギーの変化率によりトルクを算出する。この処理を微小角度ずつ順次回転移動させて行うことにより、トルク波形が得られる。

解析は有限要素法による二次元静磁界解析である。解析領域は1極の範囲とする。これは回転機の磁界分布が周期的であるためである。つぎに固定子に対して回転子を回転移動させるときの相対的な基準位置は次の位置とする。回転子はN極とS極の極間が45degとなる状態とし、固定子は鉄心のスロットが回転子の極間に位置する状態とする。この基準位置ではコギングトルクが零であり、かつ、回転子が安定点に位置している。このときの状態を回転角度 $\theta_m = 0 \text{ deg}$ とあらわす。図5.3.1は電動機の解析領域と基準位置の状態を示す。

コギングトルク波形は空間調波であり、鉄心歯ピッチを一周期とした周期関数である。さらに、安定点において点対称となるため、トルク波形を得るために必要な全回転子の移動量は鉄心歯ピッチの半分である。

本解析では、1回当たりの回転子の移動量は機械角 (θ_m) で1 deg であり、トルク波形の電気角 (θ_e) で表すと12deg である。

5.3.2.3 解析モデルと解析条件

解析対象は4極の永久磁石式回転界磁の小形同期電動機であり、電気学会の「回転機電磁界解析ソフトウェアの適用技術」調査専門委員会で解析モデルとして提案されたモデルである⁽¹⁴⁾。表5.3.1にモデルの諸元を示す。

解析条件とモデルの要素分割は下記のように行っている。

(解析条件) 鉄心の軟磁性材の磁気特性が線形、非線形である場合について解析を行う。線形解析では、軟磁性材の比透磁率を次の一定値とする。

尚、固定子鉄心は0.5mm厚みの無方向性ケイ素鋼板(50A400)を積層したものであり、回転子鉄心は構造用炭素鋼(S45C)を用いている。

- ・固定子鉄心の比透磁率：4,000
- ・回転子鉄心の比透磁率：700

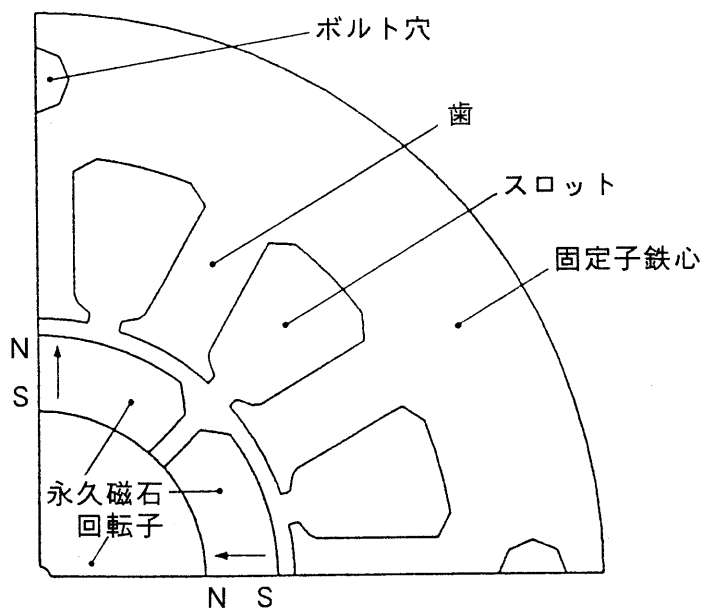


図5.3.1 永久磁石電動機のモデル ($\theta_m=0\text{deg}$, $\theta_e=0\text{deg}$)

表5.3.1 モデル機の仕様

型 式	永久磁石界磁
極 数	4
スロット数	12
固定子鉄心 外径 長さ	53.4 mm 12 mm
空隙長 (均一空隙)	0.8 mm
回転子外径 (永久磁石外径)	22.7 mm
永久磁石 内径 幅 材料 磁気エネルギー積 残留磁束密度	15.7 mm 13.5 mm $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ 159 kJ/m^3 0.9 T

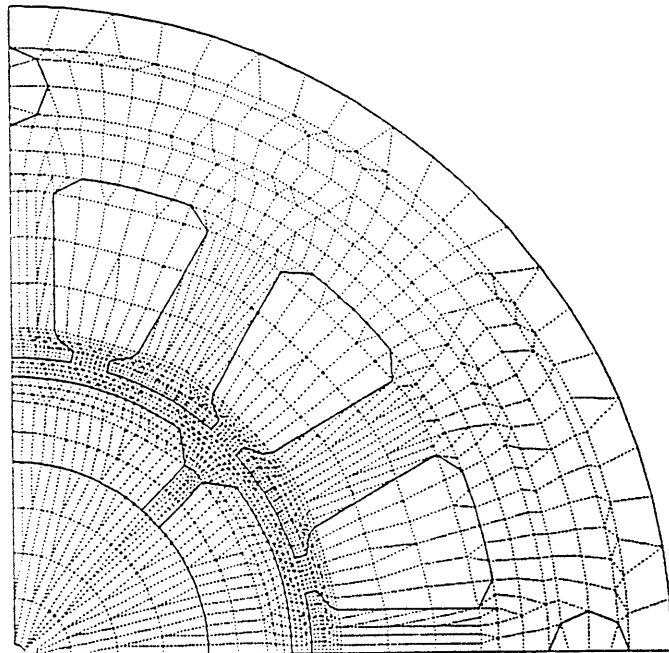


図5.3.2 モデル機の要素分割

要素に分割した解析モデルを図5.3.2に示す。このとき、節点数、要素数、空隙部の分割数は次の値となっている。

- ・節点数：1,405
- ・要素数：1,605
- ・空隙部周方向分割数：54
- ・空隙部径方向分割数：4

5.3.2.4 解析結果

図5.3.3は、安定点でトルク値が零 ($\theta_m = 0 \text{ deg}$) のときの磁束分布、磁束密度分布を示す。図5.3.4は、トルク値が最大 ($\theta_m = 10 \text{ deg}$) のときの磁束分布、磁束密度分布を示す。図5.3.5は、不安定点でトルク値が零 ($\theta_m = 15 \text{ deg}$) のときの磁束分布、磁束密度分布を示す。

図5.3.3 (b), 図5.3.4 (b), 図5.3.5 (b) の磁束密度分布は対称性より絶対値で見ると一極の磁束密度分布を表している。空隙の最大空隙磁束密度は約0.75Tである。

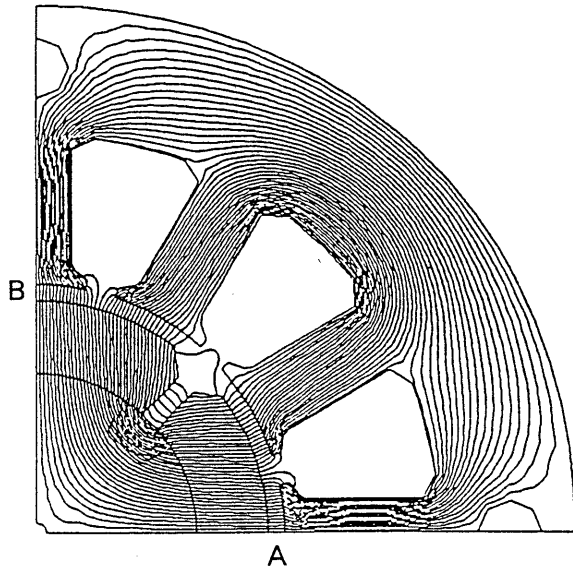
空隙磁束密度分布の部分的に見られるくぼみは固定子鉄心のスロットによるものである。このモデルの場合は、1極当たりのスロット数は3であるので常に一定量の磁束密度のくぼみが1個あり、残りの2つのくぼみの量が回転子磁極(永久磁石)の回転位置により増減していることがわかる。この増減によりコギングトルクが発生し、この増減するくぼみは永久磁石の周方向端部と固定子歯との位置関係に依存している。

つぎに磁束分布より考察する。図5.3.3 (a), 図5.3.5 (a) に示すようにコギングトルクが零となる $\theta_m = 0 \text{ deg}$ 、 $\theta_m = 15 \text{ deg}$ のときは磁石の周方向端部の磁束を含めて、磁束線は極間で左右対称に分布していることがわかる。一方、最大トルクを発生する $\theta_m = 10 \text{ deg}$ のときは図5.3.4 (a) に示すように磁石周方向端部の空隙部の磁束分布は非対称であるので、回転することが予想される。

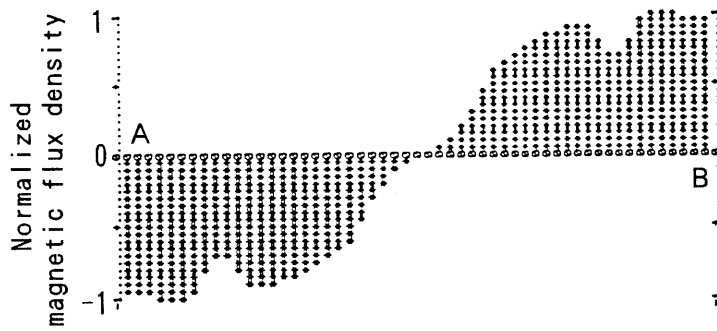
線形の磁界解析より得られた回転角に対するトルク特性を図5.3.6の実線で示す。最大コギングトルク値は振幅値 (0 to Peak) で $9.46 \times 10^{-3} \text{ N}\cdot\text{m}$ である。また、図5.3.6のトルク波形より、安定点近傍ではコギングトルクの値及び傾きは比較的小さな値であることから、実用上、摩擦等を考慮すると回転子の停止位置がある程度の角度範囲内にあることが予想される。

非線形の磁界解析で得られたトルク特性は図5.3.6の点線で示しており、最大トルク値は $9.52 \times 10^{-3} \text{ N}\cdot\text{m}$ である。線形解析値と非線形解析値を比較すると、ほぼ同一であり、最大トルク値において線形解析値は非線形解析値よりも0.7%小である。

このことより、鉄心が無負荷で磁気飽和するような特殊な設計の電動機は除いて、コギングトルクの解析は線形の磁界解析でも十分に精度の良い解が得られると思われる。

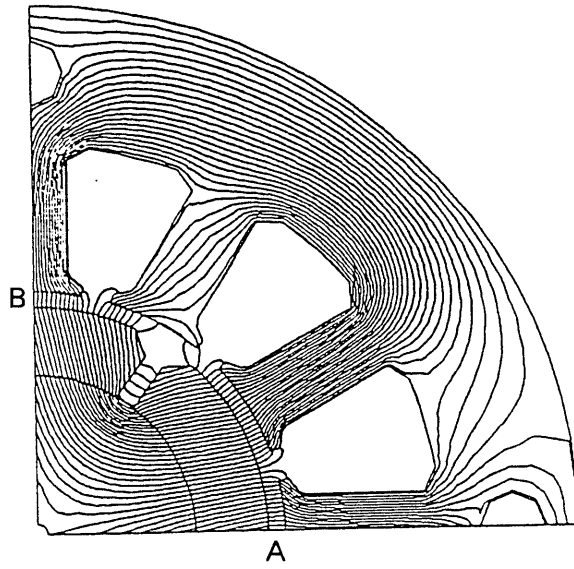


(a) 磁束分布



(b) 空隙磁束密度分布

图5.3.3 解析结果 ($\theta_m=0\text{deg}$, $\theta_e=0\text{deg}$)

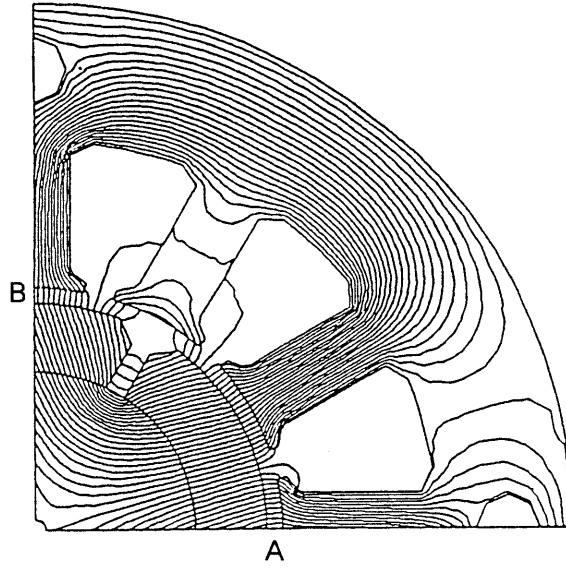


(a) 磁束分布



(b) 空隙磁束密度分布

图5.3.4 解析結果 ($\theta_m=10\text{deg}$, $\theta_e=120\text{deg}$)



(a) 磁束分布



(b) 空隙磁束密度分布

图5.3.5 解析结果 ($\theta_m=15\text{deg}$, $\theta_e=180\text{deg}$)

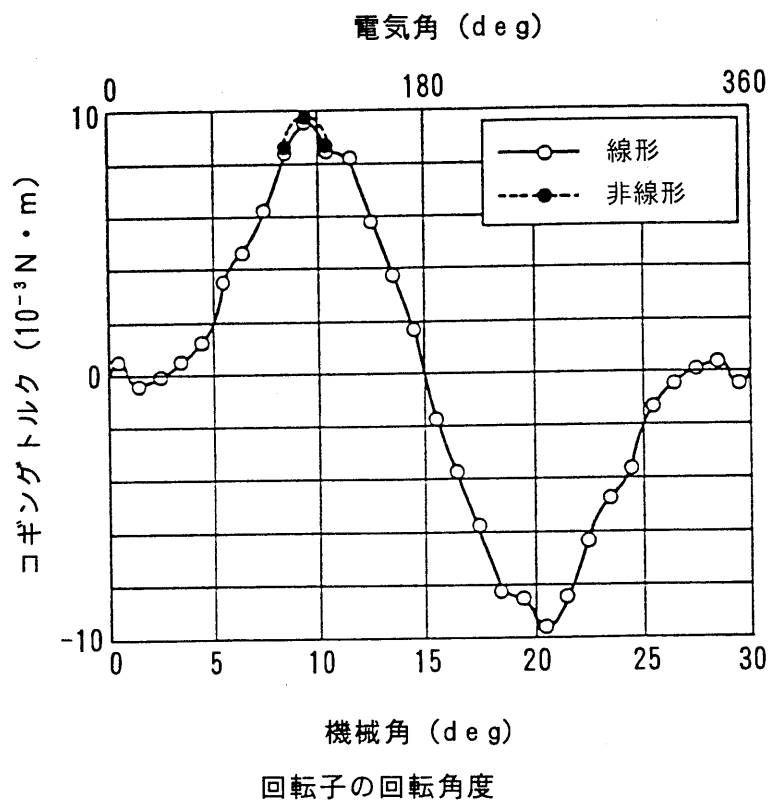


図5.3.6 コギングトルク特性 (解析値)

5.3.2.5 改良エネルギー変位法と局所的力ベクトル

エネルギー変位法は解析対象全体の磁気エネルギーより力を計算するため全体の力が得られる。一方、改良エネルギー変位法は対象内の各要素において、磁気エネルギーを偏微分するため、各要素における力が得られる。したがって、局所的な力ベクトルの様子を把握することができる^{(16), (17), (18)}。

改良エネルギー変位法による磁界解析より得られた本モデルの局所的力ベクトルの分布を図5.3.7、図5.3.8に示す⁽¹⁹⁾。

図5.3.7の $\theta_m = 0 \text{ deg}$ の安定点の状態では、力ベクトルが極間で対称に分布しており、力が平衡していることがわかる。図5.3.8の $\theta_m = 10 \text{ deg}$ の状態では、極間を中心として力ベクトルが右側の方が大きく、右回転することがわかる。

5.3.3 トルク特性実験

5.3.3.1 実験方法

本解析対象のモデルのコギングトルクの測定を下記の方法で行う。

図5.3.9に実験装置を示す。検証モデルの軸端にプーリとエンコーダを取付け、検証モデルの取付面と水平な方向にトルク測定器を配置する。トルク測定器の可動ヘッドとプーリは糸で結ばれ、糸はプーリに1回巻き付けた後、垂直に降ろした重りに結びつけている。トルク測定器にはトルクセンサと、ヘッドを可動するサーボモータが内蔵されており、張力はヘッドを介してセンサに伝達される。

トルクは次のようにして測定する。可動ヘッドにより自動的に糸を巻き取り、検証モデルを回転させる。同時にその張力をトルク測定器で測定する。脱出トルク値は回路でホールドされる。回転角度は、電動機軸に取り付けたエンコーダにて検出する。

尚、重りは以下の補償のため取付けている。

コギングトルクは、正(+)、逆(-)方向に値が振れ、各測定部にヒステリシス的な誤差を生じる。このため、プーリに重りを取付け、常に一方向にトルクをかける。参考として、これらの測定器の仕様を付録5.3に示す。

5.3.3.2 実験結果

図5.3.10に実験結果を示す。安定点からの正のトルク最大値は $8.5 \sim 9.2 \times 10^{-3} \text{ N}\cdot\text{m}$ である。線形解析のトルク値は実験値より3~13%大である。

トルク波形形状、及び最大トルク値において、解析値と実験値はよく一致している。解析値と実験値の誤差の原因は検証モデルの固定子と回転子の偏心、検証モデル等の実験装置への取付誤差により生じたものと考えられる。

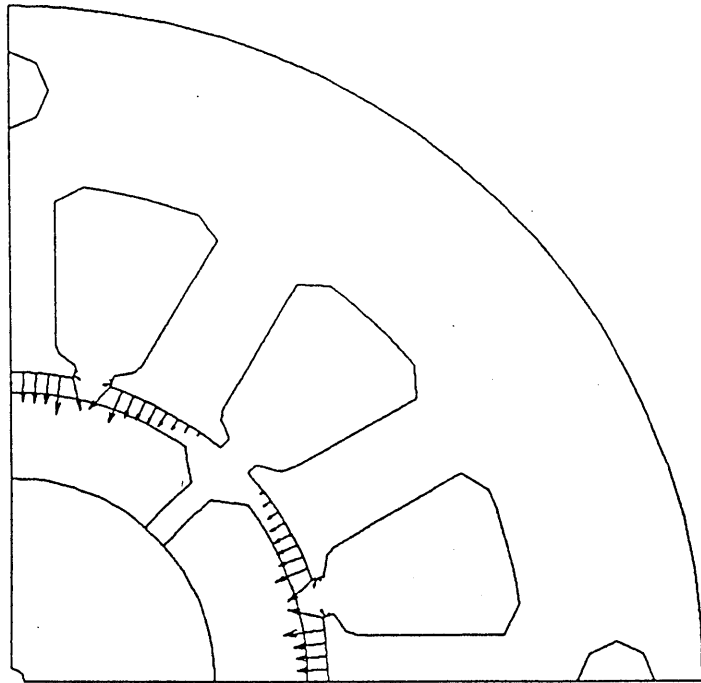


図5.3.7 カベクトルの分布 ($\theta_m=0\text{deg}$, $\theta_e=0\text{deg}$)

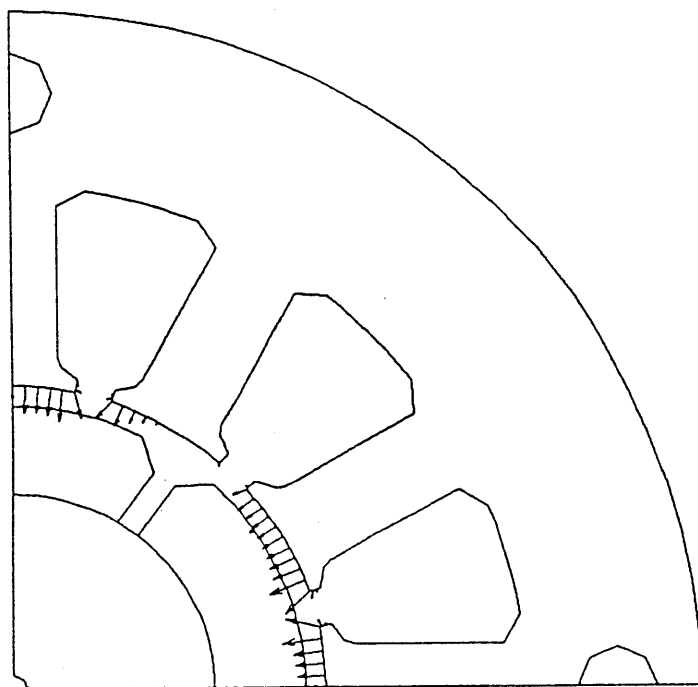


図5.3.8 カベクトルの分布 ($\theta_m=10\text{deg}$, $\theta_e=120\text{deg}$)

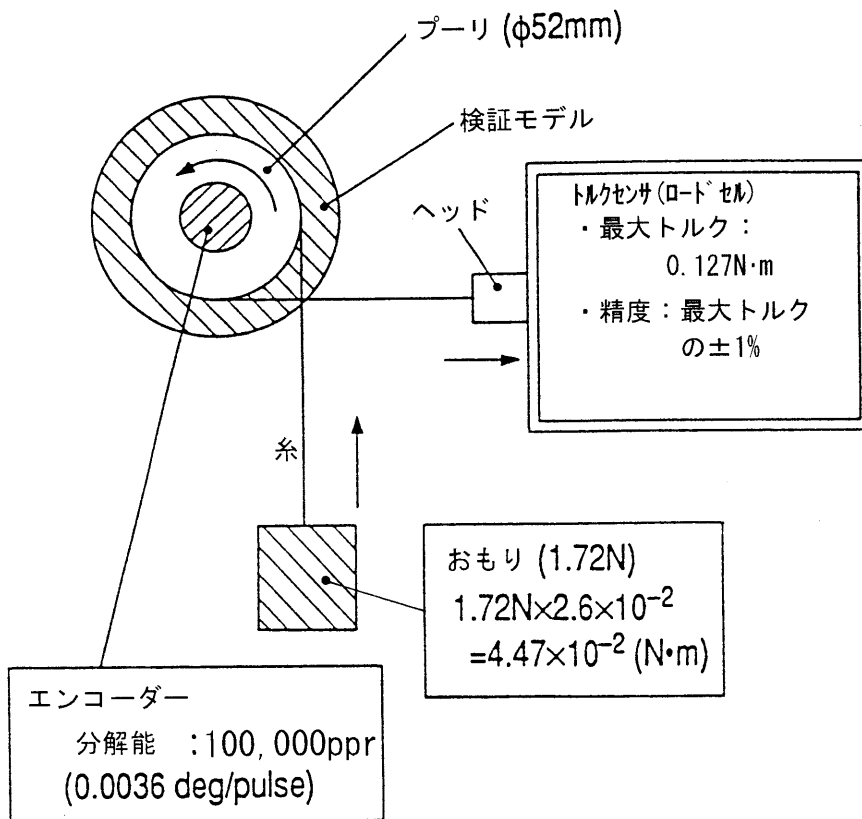


図5.3.9 実験装置

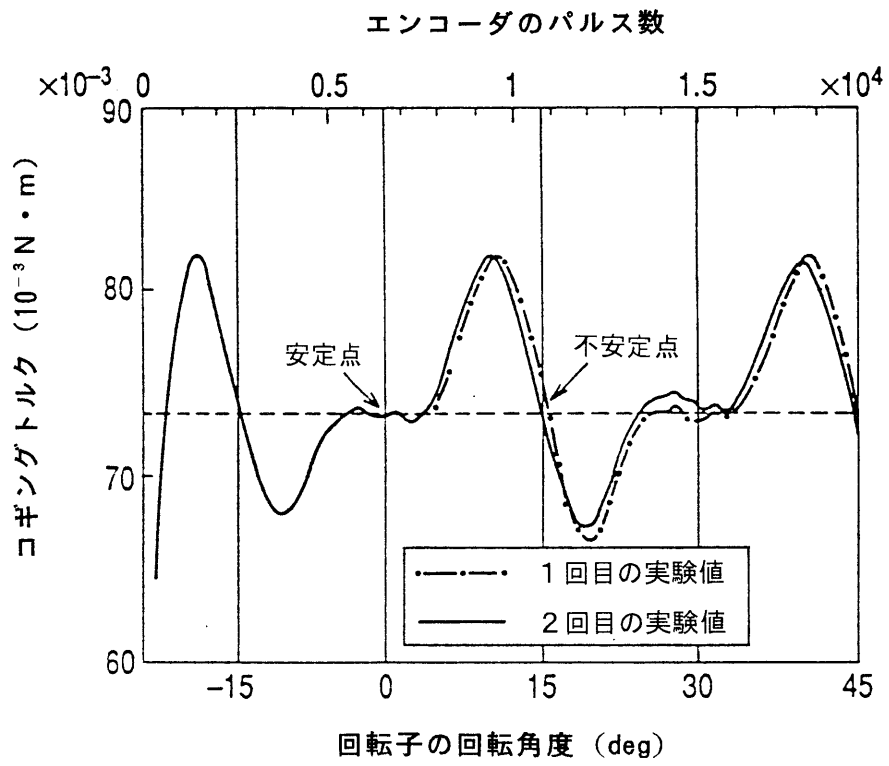


図5.3.10 コギングトルク特性 (実験値)

5.3.4 コギングトルクの低減

図5.3.4 (a)に示すように最大トルク近傍において、永久磁石周方向の端部付近の磁束が磁極間を中心軸として非対称になっている。このため、固定子の歯と磁石間の磁気吸引力が中心軸の左右で異なり、トルクを発生すると考えられる。また、図5.3.4 (a)の上部のN極磁石の端部と歯の対向面を通る磁束が主にトルクの発生源となっていることがわかる。したがって、コギングトルクを低減するには永久磁石端部の角を大きく削り落とし、N極磁石の端部と歯が対向する面積を減らすことが考えられる。

永久磁石は左右対称とするため、角の削り落としは永久磁石の両端部で行う。つぎに、角を削り落としたときの、他方のS極磁石の端部の影響を検討する。

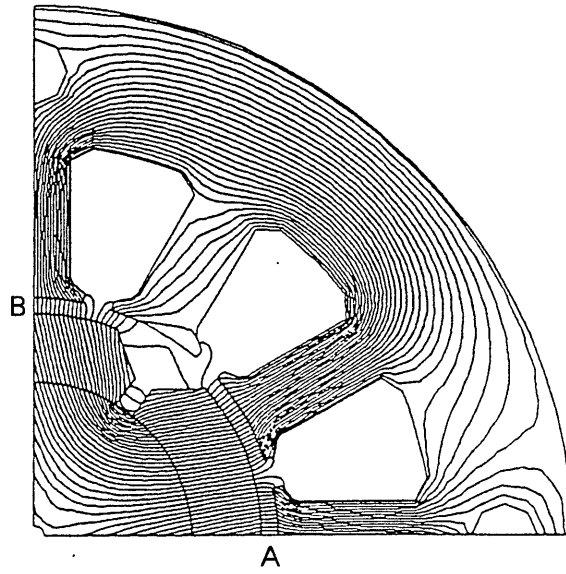
図5.3.4 (a)、図5.3.8に示す最大トルク近傍の回転子の状態ではS極磁石の左側端部は固定子のスロットと対向しており、この部分の空隙パーミアンスは小である。このため、図5.3.8の力分布に示すようにスロットと対向するS極永久磁石の左側端部に作用する力ベクトルは非常に小となっている。したがって、スロットと対向する部分が無くなるまで磁石端部の角を大きく削り落としてもS極磁石端部に作用する力に大きな変化はないと思われる。

これより、コギングトルクの低減は次のように行えば有効であると考えられる。最大トルクを発生する幾何的位置関係である図5.3.4 (a)、図5.3.8の位置（スロット空間調波の電気角度で120degの位置）において、S極磁石端部の外周の角と固定子の歯が対向する点で磁石の角を落とす。角を落とす径方向の深さは空隙長の2～3倍程度とする。尚、1相1極当たりのスロット数により角を落とした永久磁石形状は異なるが、考え方は同様である。

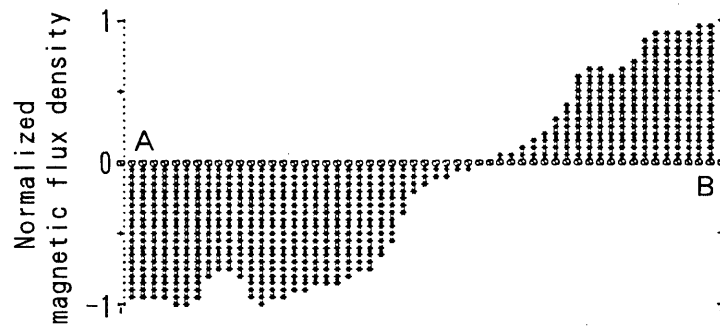
この低減方法の効果を確認するため、S極磁石端部の外周の角と固定子の歯が対向する点で永久磁石を空隙長の約2倍の深さで角を落としたときの解析を行った。磁界解析結果を図5.3.11に示す。コギングトルクの最大値は 2.36×10^{-3} N·mである。改善前の値と比較して、改善後のトルクは1/4となり、本方法が有効であることが確認された。

以上の解析及び実験より次の結論が得られた。

- ・本解析手法は十分に精度があり、電動機の特長改善に有効である。
- ・本固定子鉄心の形状では、コギングトルク解析は線形解析でも十分に精度がある。
- ・エネルギー変位法によるトルク解析において、電気角度で10deg程度の回転移動量で解析を行えば、コギングトルク値は精度の良い結果が得られる。
- ・モデルと同様な形状（半閉スロット、整数のスロット数）の鉄心を持ち、かつ、均一な空隙長である電動機では、コギングトルク波形は正弦波ではなく、比較的三角波に近い波形である。また、安定点の近傍は比較的平坦になる傾向である。
- ・コギングトルクの大きさは永久磁石の周方向端部の形状に大きく依存すると思われる。



(a) 磁束分布



(b) 空隙磁束密度分布

図5.3.11 コギングトルクを低減したモデル機の解析結果
($\theta_m=10\text{deg}$, $\theta_e=120\text{deg}$)

5. 4 まとめ

希土類永久磁石により可能となった大空隙長の回転機のトルク解析手法について検討した。代表的な大空隙長の回転機である磁気カップリングを解析対象として解析、実験によりトルクの検証を行った。トルクに関する磁気設計手法として、二次元有限要素法による磁界解析と軸端部の磁束漏れの補正計算を行う擬似的な三次元解析によるトルク算出手法を提案した。空隙磁束密度分布の実測、トルク特性実験により解析値と実験値がよく一致し、十分な精度が得られていることが明らかになった。また、次の知見が得られている。

- 実験より軸方向の磁極の端部近傍の磁束密度は磁極の中央部の磁束密度より20～30%低下しており、トルクの算出では端部の漏れ磁束を考慮する必要がある。
- 補正無し解析値は120.5N・mであり、実測値に対する誤差は16%である。
- 補正有り解析値は105.8N・mであり、実測値に対する誤差は1.9%である。
- 解析値と実験値との比較により、軸端部の磁束の漏れを考慮する必要があり、本解析方法は十分な精度があることが確認された。

次に永久磁石回転機の高性能化において、重要となるコギングトルクの解析について検討を行った。電機子鉄心のスロットによる空隙パーミアンス変化（空間高調波）により磁気吸引力が発生してトルクリプルとなる。特に永久磁石回転機は永久磁石が起磁力源となり永久磁石と固定子鉄心歯間で電磁力が作用して、コギングトルクが発生する。

コギングトルクの算出手法として、磁界解析を用いたエネルギー変位法を提案した。検証モデルの解析を行い、実験により解析の検証を行った。この結果、本解析手法は十分に精度があり、永久磁石電動機の高性能化の手法として有効であることが明らかになった。また、次に示す知見が得られている。

- エネルギー変位法によるトルク解析では、電気角度で10deg程度の回転移動量で解析を行えば、コギングトルク値は精度の良い結果が得られる。
- 線形解析のトルク値は実験値より3～13%大であり、十分に精度がある。
- 線形解析値は非線形解析値よりも0.7%小である。歯幅が極端に狭い等の特殊な電動機を除いて、コギングトルクの解析は線形解析でも十分に評価できる。
- 空隙長が1 mm程度で均一である場合、コギングトルク波形は比較的三角波に近い波形であり、安定点の近傍は比較的平坦になる傾向がある。
- コギングトルクの大きさは永久磁石の周方向端部の形状に大きく依存すると思われる。
- 永久磁石端部の外周の角と固定子の歯が対向する点で永久磁石を空隙長の約2倍の深さで角を落とすことによりコギングトルクは1/4に低減できる。

参考文献

- [1] 飯田, 岩崎, 他: 硬質磁性材料 (磁気工学講座 3), 丸善, P242
- [2] 本島: 「二相分離型希土類永久磁石のトルクカップリングへの応用」, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-76-15 (1976)
- [3] 山川, 大川: 永久磁石磁気回路の設計と応用, 総合電子出版, P. 168 (1985)
- [4] Caio Ferreira, Jayant Vaidya: “ Torque Analysis of Permanent Magnet Coupling Using 2D and 3D Finite Element Methods ” , IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 25, No4 (1989).
- [5] 堺, 徳増, 大石: 「大容量永久磁石式磁気カップリングのトルク解析」, 電気学会論文誌 A, 113, 313 (1993)
- [6] 森野, 堺, 他: 「高速・高トルク永久磁石式磁気カップリングの開発」, 昭和63年電気学会全国大会, No. 1654
- [7] 堺, 大石, 徳増: 「永久磁石式磁気カップリングのトルク解析」, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-92-249 (1992)
- [8] 中田, 高橋: 電気工学の有限要素法, 森北出版, pp. 219 (1982)
- [9] 井上, 堺, 他: 「ACサーボモータの磁束分布」, 電気学会東京支部大会, No. 266, (1983)
- [10] 大川: 永久磁石回転機, 総合電子出版, P. 79 (1982)
- [11] 田淵, 堺, 松岡: 「高透磁率磁性楔を適用した永久磁石モータの解析」, 平成6年電気学会全国大会, No. 872
- [12] 堺, 八木澤, 松岡: 「高透磁率の磁性楔を適用した永久磁石電動機の磁界解析」, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-94-217 (1994)
- [13] 堺, 徳増: 「永久磁石モータのコギングトルク解析」, 日本AEM学会誌, Vol. 2, No1, pp. 23-29, March (1994)
- [14] 回転機電磁界解析ソフトウェアの適用技術調査専門委員会編: 「回転機電磁界解析ソフトウェアの適用技術」, 電気学会技術報告 第486号 (1994)
- [15] K. Sakai, Y. Tabuchi, T. Tokumasu: “ Cogging Torque Calculation of a Permanent Magnet Motor ” , IEE Japan Small Motor International Conference, pp. 165 (1993).
- [16] J. L. Coulomb: “ A Methodology for the Determination of Global Electromechanical Quantities from a Finite Element Analysis and Its Application to the Evaluation of Magnetic Forces, Torques and Stiffness ” , IEEE Trans. on Magnetics, VOL. MAG-19, No. 6 (1983).
- [17] 中田, 高橋, 他: 「改良エネルギー変位法による電磁力解析」, 平成4年電気学会全国大会, No. 841

- [18] A. Kameari: "Local Force Calculation in 3D FEM with Edge Elements", *International Journal of Applied Electromagnetics and mechanics*, Vol. 3, pp. 231-240 (1993).
- [19] 塚, 田淵, 花井, 徳増: 「永久磁石モータのコギングトルク解析」, 電気学会, 電磁力関連のダイナミックスシンポジウム, No. 335 (1993)

第6章 結 論

6.1 要 約

限られたエネルギー資源の有効利用と低排出物による地球環境の改善の一方法として、機械システムからクリーンで効率の良い電気機器を適用した機械・電気のハイブリッドシステムへの転換があり、状況に応じた最適運転を可能とする可変速運転と機械の高速化によるシステムの総合効率の向上が図られる。同時に排気ガス、廃油等の廃棄物の低減が可能となる。しかし、機械システムからの変換には小形で高性能な回転機(高速、高トルク、広範囲の可変速)が必要不可欠である。

本研究では高性能な回転機を得るために、無損失で高磁界を形成する高磁気エネルギー積の希土類永久磁石を応用した新規回転機を創出し、解析、実験結果より新規回転機は優れた高速特性、小形・高トルク、広範囲の可変速特性を持つことを明らかにした。同時に多数の貴重な知見が得られた。また、永久磁石回転機の高性能化に必要な特性算出手法、及びその特性を把握・評価する手法、さらに希土類永久磁石により可能となった大空隙長の回転機における磁気設計手法について明らかにした。本研究で得られた主な成果を次に記述する。

はじめに、小形・高出力、システムの効率の向上を図る有効な方法である回転機の高速化に関して2章で論じた。高性能な希土類永久磁石の特性を考慮してその特性を十分に活かす構成について検討した。そして、アキシヤル型、ラジアル型の2つの新規の超高速回転機を創出している。解析、実験結果により新規回転機は良好な特性を持つことを明らかにした。

アキシヤルギャップ型の新規回転機は軸方向に磁界を形成する永久磁石界磁の同期機である。回転子は鉄心が無く、多数の非磁性円盤から構成される。円盤には軸方向に磁化された多数の円柱の希土類永久磁石が埋め込まれている。固定子は樹脂でモールドされたエアギャップワインディングのコイルから構成される。検討した回転機の極数は12極、回転数は20,000rpm、出力は20~40kWである。この回転機は多数の優れた特性を持っており、特に鉄心が不要な回転子は軽量・高強度のジュラルミンで作ることが可能となるので、高速回転時に作用する遠心力が小となり、高速回転体の振動の評価として重要な特性である危険速度も向上する。磁界解析により多段構造の回転子における三次元的な磁束分布の様子を把握し、出力は回転子の円盤にほぼ比例して増加することが明らかにされた。振動解析結果では、回転子は高い剛性を持っていることがわかり、また、回転軸系の一次の危険速度は約33,000rpmであり、極めて高い値が得られた。試作機の実験により、20,000rpmにおいて極めて安定した高速回転が確認され、新規のアキシヤルギャップ型回転機は高性能

な回転機の一つであることが明らかになった。さらに非磁性の円盤の特徴を活かすため高強度で軽量のFRP(強化繊維樹脂)を回転子に適用し、良好な特性が得られた。

次に、高出力で、同時に超高速回転時に生じる過大な遠心力に耐えるラジアル型の回転機について検討した。創出した新規回転機の構成は次のようになっている。主磁極となる希土類永久磁石は回転子鉄心の表面に配置され、その主磁極の磁石の磁化方向と直角の方向に磁化された希土類永久磁石を主磁極の極間に配置する。さらに永久磁石の外周に高強度で低飽和磁束密度の磁性リング(SUS630)を設けている。解析より新規回転機は従来の高速回転機と比較して約1.2倍の出力を持つことが明らかにされた。すなわち、新規回転機は優れた耐高速回転と高出力が同時に得られており、困難とされていた大容量のラジアル型回転機の超高速化を可能にしている。

本研究で提案した2種のタイプの回転機はいずれも高性能であるが、応用する装置により最適な機種が選択される。新規アキシヤルギャップ型回転機はフライホイール式エネルギー貯蔵システム用発電電動機に適している。何故なら、円盤状の回転子自身がフライホイールになるためである。また、回転子に鉄心が無く極めて軽量になるので、小形・軽量が重要となる電気自動車等の交通システム用発電機、電動機にも適している。このように新規アキシヤルギャップ型回転機は回転子の剛性が高く、高速回転が容易である利点があるが、今後は占積率のよい電機子巻線の構成等を含めた最適設計を行う必要がある。

一方、新規ラジアル型回転機は回転子の磁極構造を除いて汎用の電動機と基本的に同一の構造であるので、従来設計、製造技術、製造装置がそのまま適用できる利点がある。しかし、回転子は細長い円柱形状となるため剛性が低く振動面で検討する必要がある。すなわち、危険速度が低くなるので、振動を抑制する制振装置、制振効果のある軸受を適用する必要がある。

次に回転機の高トルク化に関する研究については第3章で論じた。高トルクは特にロボット等の駆動機構で要求されており、これらの装置は起動・停止、正逆転の繰り返し運転を行うため、電動機は短いストロークの範囲で大きな力を発生する電磁アクチュエータとしての特性が必要とされる。ここではこのような運転特性に適している低速・高トルクのハイブリッド型ステッピングモータの特性と高トルク化について検討した。従来、ハイブリッド型ステッピングモータのアクチュエータとしての静特性、同期機としての動特性について従来はほとんど明らかにされてなかった。ここでは、空隙パーミアンスを用いて表した等価磁気回路と随伴磁気エネルギーから静トルク特性を導出した。さらにこの等価磁気回路を用いて同期機としての特性を検討し、インダクタンス、トルク、出力等の特性式は空隙パーミアンスで表すことができることを明らかにした。モータの主要特性値は空隙パーミアンス成分の比である P_1/P_0 。(基本波成分/直流成分)で表わすことができる。導出した特性式より、誘起電圧、トルクは P_1/P_0 に比例し、力率は P_1/P_0 を大にすると高く

なることが明らかにされた。また、ハイブリッド型ステッピングモータは回転子の磁気的な突極性を応用してトルクを発生するが、回転機の特性和しては非突極の円筒型同期機として特性を検討できることを示した。

これらの検討より高トルク化を行うには P_1/P_0 を大とすればよいことがわかり、次の二つの方法で高トルク化を図っている。一つは界磁の磁束と逆方向に磁化された希土類永久磁石を固定子と回転子の鉄心歯の溝部に埋め込む方法あり、もう一つは高飽和磁束密度の磁性材であるFe-Co-V合金を鉄心歯に応用する方法である。特性実験よりこれらの方法を適用した試作モータは小電流から大電流までの広範囲で従来機の約2倍の高トルクが確認された。また、力率も向上するため駆動電源の小形化が図れる。これより飛躍的に小形・高トルクのハイブリッド型ステッピングモータを得ることができ、回転、リニア駆動を含めて種々のダイレクトドライブ(直接駆動)装置の開発、実用化が可能となってくる。

次に回転機の運転特性の高性能化に関しては第4章で論じた。回転機の可変速運転の範囲を拡大することにより回転機を組み込んだ装置は最適な状態で動作することができるので効率が向上する。特に電気自動車等の電気推進システムでは最高速度が基底速度の2~3倍となるような広範囲の可変速特性が要求されている。しかし、永久磁石の磁束は一定であるので誘起電圧は速度に比例して大となる。そして、高速領域では誘起電圧は電源電圧に近づいて電流制御が不可能となるので、従来の永久磁石電動機の最高速度は基底速度の1.3倍程度が限界値であった。すなわち、基底速度に対して最高速度を高くするには不変であるべき永久磁石の磁束を変化させる必要がある。そこで、負のd軸電流の電機子反作用を利用した等価弱め界磁制御と、この制御に適した新規の構成の回転機により最高速度を高くして可変速範囲の拡大を図った。

新規の可変速回転機は電磁鋼板を積層した磁性リングを回転子の鉄心表面に設けた永久磁石回転機である。また、等価弱め界磁制御については最近の多数の論文で検討されているが、適当な集中定数を用いたベクトル図で回路的に検討されているのみである。ここでは、磁界解析により等価弱め界磁制御状態を模擬することにより新規回転機の特性を明らかにし、同時に制御時の回転機内の物理的挙動等の貴重な知見が得られた。

解析結果から磁性リングを持つ新規電動機に等価弱め界磁制御を適用することにより空隙磁束密度を大きく変化させることができ、基底速度時の電圧をほぼ維持して基底速度の2~3倍となる最高速度までの広範囲で可変速運転が可能であることを明らかにした。また、磁性リングが形成する磁路により永久磁石の減磁曲線における動作点は高くなるので、永久磁石は従来不可能であった過大な負の電機子反作用による減磁界に耐えることができ、この減磁界を応用する等価弱め界磁の量をさらに大として高速域を大幅に拡大できる。

このように本研究により従来に無い優れた可変速特性を持つ永久磁石回転機を得ることができた。

最後に、第5章では永久磁石回転機の高性能化を図るために必要な各特性評価の手法と磁気設計手法について論じた。

高磁気エネルギー積の希土類磁石を応用することにより高磁界が得られるので大空隙長の磁気的な構造を持つ機器が可能となり、新機能を持つ永久磁石回転機の開発が進められている。この代表的なものとして非接触で停止時から高速回転時までの広範囲で大トルクを伝達できる高速・大容量の磁気カップリングがある。これらの機器の空隙長は10~20mmとなるため空隙磁束は三次元的に分布し、従来の仮想磁路法による磁気設計は困難となる。

そこで、二次元有限要素法による磁界解析と軸方向の漏れ磁束を考慮した補正計算により擬似的に三次元磁界解析を行いトルクを算出しており、実験より解析の誤差は2%以内であることが確認された。本手法を用いれば十分に高精度な磁気設計が可能である。

次に、永久磁石回転機の高性能な特性を得るときに大きな問題となるコギングトルクについて検討している。一般的な永久磁石回転機は電機子鉄心にコイルを巻くために必要なスロットが設けられており、このスロットにより形成される歯と永久磁石間の磁気吸引力によりコギングトルク発生する。特に、希土類磁石は高磁気エネルギー積であるため回転機は高出力になるが、一方でコギングトルクも大となり回転機のトルクの脈動が大きな問題となる。このため、コギングトルクを把握し、低減するための手法が必要とされている。ここでは有限要素法によるコギングトルクの解析手法と評価する実験方法について提案し、それらの結果より、解析値と実験値との差は3~13%であり、微小トルク変化量の解析としては十分に精度があり、実際の評価として十分に適用できることが確認された。さらに、コギングトルクの低減方法の検討として解析結果で得られた磁束分布、力分布を基に検討し、低減するには永久磁石の角部を削り落とすことが効果的であると推定し、トルク解析よりコギングトルクを1/4に低減できることを示した。

このように、有限要素法を用いた本手法は、大空隙長の磁気応用機器における高精度な磁気設計、及びその固有の特性の把握、評価を行うことができ、永久磁石回転機の高性能化を図る重要な手法が得られた。

以上述べたように本研究で明らかにした希土類永久磁石を応用した新規回転機は高速、高トルク、広範囲の可変速特性を持つ高性能な回転機であり、最適設計によりさらに高性能化が期待できる。また、本研究により得られた多数の貴重な知見は今後の永久磁石応用機器の研究開発において極めて参考になるとと思われる。

6. 2 今後の展望

回転機は交流可変速技術の進歩により大きく様変わりしており、電動機システムは直流電動機からインバータ駆動の誘導電動機、同期電動機システムに移り変わった。

70年後半から80年代は電力変換、制御を含めた可変速のドライブ技術が大きく飛躍した

時代であったが、回転機全般では旧態依然であった。90年からは新しいドライブ技術を活かすためにも回転機の進歩が期待され、特に永久磁石回転機の大容量化、高速化、新制御に最適な構成の回転機等により、高性能な運転特性を持つ新規のシステムの研究開発が検討されている。

永久磁石回転機は回転子を堅牢で簡素な構成とすることができ、自由度の高い永久磁石の磁極構成を可能とするので、回転機の全体構成、機能を大きく変えることができる。また、マイコンを含めたデジタル制御、パワー・エレクトロニクスが進歩により新しい制御機能を持つ電力変換器とこの制御に適した回転機により、システムの高機能化が期待できる。すなわち、回転機、新材料、制御、電力変換器、高度な解析技術の融合により新規の高性能な次世代システムを生み出すことが考えられる。

これらのことより次のような将来の高性能なシステムが考えられる。

世界の現状技術を越える1MW-20,000rpm以上の超高速・大容量化の回転機の実現が予想される。この場合、回転子は磁気浮上させて回転させることが考えられ、磁気軸受けを搭載した回転機となる。さらには、電動機の駆動用コイルに流れる電流を制御することにより、磁気浮上力と回転力を同時に発生して回転子が浮上する永久磁石電動機も考えられる。応用例としては今後益々重要となる海底油田に適用するコンプレッサ用電動機システム、ビル等の電源となるのコー・ジェネレーション、風力発電システム、電気推進船の発電システムがある。また、高速で比較的容量の小さいものとしては航空・宇宙用の発電システム、バッテリーに代わるフライホイール式エネルギー貯蔵システム用の発電電動機が考えられる。

電気推進システムでは電気自動車・都市間の新交通システムの駆動用永久磁石電動機、高速永久磁石発電機、さらにはタイヤ、車輪と一体化して組み込んだ永久磁石電動機も研究が開始されている。これらは電気推進として重要な要求項目である小形・軽量化、高効率化のみでなく、快適な運転性能も目的としている。

新しい発想としては、電力変換素子を含むパワー・ユニットを電動機内部に組み込んだ電動機の研究も開始されている。将来的には、さらに1コイルと電力変換器が一对一で対応させて完全に直流機の整流子と同様な作用をさせた超多相による真に完全なブラシレスDCモータが考えられる。

マイクロマシンの分野にも注目する必要がある。現在、外形が0.8mm以下の永久磁石電動機が研究されており、将来の薄膜磁石の実用化等によりさらに力の発生原理、構成、製作方法が全く異なる新規の回転機が開発される可能性がある。これらの応用例としては医療用の体内検査装置が考えられる。

現在まで、回転機は人類の快適で豊かな生活を実現する産業・電力分野で大きく貢献しており、将来は生命に関しても工学的に貢献することが予想され、新しい発想により、多

様な分野で回転機は益々重要になると思われる。

そして、永久磁石はさらに磁気エネルギー積が高くなることが予想され、理論上ではあるが現在の希土類永久磁石の10倍のエネルギーを持つ超磁石の研究も進められている。また、永久磁石は磁化方向を含めて磁石の自由な配列ができ任意の磁界分布を容易に形成できるため新しい電磁気応用装置を作り出すことができる。このように永久磁石回転機は将来的にも高性能回転機として新規のシステムを生みだしてゆくと考えられる。

謝 辞

本研究論文の構想からとりまとめに至るまで、終始懇篤なる御指導を賜り、御激励、御鞭撻を惜しまれなかった山口大学工学部 電気電子工学科 福政修教授に深甚なる感謝の意を表します。

また、本研究論文をまとめるにあたり、適切なる御指導、御高配を賜りました山口大学工学部 電気電子工学科 多田直文教授、中岡睦雄教授、泉照之助教授、羽野光夫助教授に深く心から感謝致します。中岡教授におかれましては、本研究論文の全般にわたり、懇切なる御指導、御助言を賜り、心から御礼申し上げます。

本論文は、著者が株式会社東芝 重電技術研究所において、高性能回転機の開発の一環として遂行した研究業務の成果を集成したものである。

株式会社東芝 重電技術研究所 柳父悟所長には、本研究論文をとりまとめるにあたり、御理解と御配慮を頂き、深謝の意を表します。

また、御助言と御鞭撻を頂いた工学院大学 澤田芳夫教授，株式会社東芝 重電技術研究所 電磁装置・放電応用技術開発担当 玉川徹部長、伊藤馨主幹、浜島高太郎主幹、前田秀明主幹、大石高志課長、徳増正主査、八木澤猛主査、交通システム部 山口貢主幹、産業システム技術部 田島敏伸課長ほか関係各位に深く感謝致します。

付 録

第 2 章の付録

2. 1 電機子反作用と減磁界の計算式の導出

(電機子反作用の式)

AGM2には左右2つの固定子ヨーク間にエアギャップワインディングのコイル(厚さ: $10 \times 2 + 22$ [mm])、比透磁率が1.05の永久磁石(厚さ: 24×2 [mm])を含むヨークレスの回転子、機械的空隙(長さ: 2×4 [mm])があるため、電機子側からみた磁気的空隙長は約98mmとなる。このような大空隙長より、電機子による起磁力分布は正弦波となることから、AGM2は円筒界磁形同期機の電機子反作用の式を適用して検討する⁽¹⁸⁾。電機子反作用の基本波起磁力の最大値ATは次式で表される。

$$AT = 3/2kwNp / P \sqrt{2} I \quad \dots\dots\dots (付1)$$

ここに kw : 巻線係数, P : 極数, I : 電流, Np : 直列ターン数/相
次に減磁界の強さを導出し、電機子反作用による永久磁石への影響を検討する。
鉄心の透磁率を無限大とすると、アンペアの周回積分⁽¹⁹⁾より次式が得られる。

$$\int_L H dL = \int_k H_g dL_m + \int H_m dL = NI \quad \dots\dots\dots (付2)$$

$\mu_0 H_g = \mu_0 \mu_m H_m$ を(付2)式に代入すると(付3)式が得られる。

$$H_m = NI / (\mu_m L_g + L_m) \quad \dots\dots\dots (付3)$$

NIに(付1)式で表されるATを代入し、カータ係数kgを考慮すると、(付4)式が導かれる。

$$H_m = AT / (\mu_m kg L_g + L_m) \quad \dots\dots\dots (付4)$$

ここに、kg : カータ係数、 μ_m : 永久磁石の比透磁率、Lm : 全磁石厚(48mm)、
Lg : 全機械的空隙長+全モールドコイル厚(50mm)

(付1)、(付4)式より $I = 30A$ のとき、 $AT = 255A$ 、 $H_m = 2.54kA/m$ となる。

このように減磁界Hmは一般電動機の数十分の一から百分の一であり、減磁界による永久磁石の動作点の変化、及び電動機特性への影響は僅かである。

2. 2 力率・効率の向上

d軸電流を零としてブラシレスDCモータ駆動をおこなったときの円筒型同期機のベクトル図を付図1に示す。

力率角 α と力率 ζ は次式で表される。

$$\alpha = \tan^{-1} [\omega L_s I / (E + r I)] \quad \dots\dots\dots (付5)$$

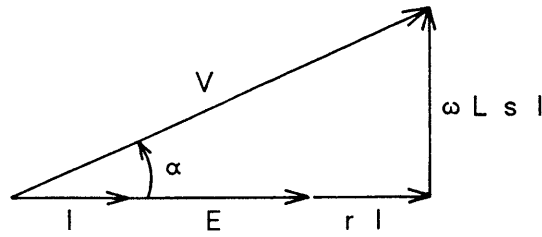
$$\zeta = \cos \alpha \quad \dots\dots\dots (付6)$$

953Hzにおける各定数は、

$$L_s = 0.0315mH, \quad \omega L_s = 0.189\Omega, \quad E = 56.1V, \quad I = 30A$$

であり、これらの値を(付5)、(付6)式に代入すると、力率 ζ は0.996となり、ほぼ1である。このように、インダクタンスが小となれば力率が1近くになり、有効電流が増

加して効率が向上する。



付図1 ブラシレスDCモータのベクトル図

2.3 AGM出力式の導出⁽²⁰⁾

軸方向の左右両面に空隙を持つAGMの出力式は(付7)式のように表される。

$$P_o = 2m E I \quad \dots\dots\dots (付7)$$

誘起電圧Eは次式となる。

$$E = 4.44kw P / 2n Np \phi \quad \dots\dots\dots (付8)$$

比磁気装荷は次式となる。

$$B = P \phi / [\pi / 4 (D_o^2 - D_i^2)] \quad \dots\dots\dots (付9)$$

比電気装荷は次式となる。

$$A_c = 2m Np I / [\pi / 2 (D_o + D_i)] \quad \dots\dots\dots (付10)$$

EとIをBとAcで表すと

$$E = 2.22kw n Np [\pi / 4 (D_o^2 - D_i^2) B] \quad \dots\dots\dots (付11)$$

$$I = \pi (D_o + D_i) A_c / (4m Np) \quad \dots\dots\dots (付12)$$

(付11), (付12)を(付7)に代入すると

$$\begin{aligned} P_o &= 4.44m kw n Np [\pi / 4 (D_o^2 - D_i^2) B] \times \pi (D_o + D_i) A_c / (4m Np) \\ &= 2.74kw n B A_c (D_o^2 - D_i^2) (D_o + D_i) \\ &= k_a n (D_o^2 - D_i^2) (D_o + D_i) \quad \dots\dots\dots (付13) \end{aligned}$$

ここで、 $k_a = 2.74kw B A_c$

実効空隙外径 D_o は回転機の外径で決められるため、実効空隙内径 D_i をパラメータとして回転機の最大出力が得られる最適寸法を決定する。

D_o と $k (= D_o / D_i)$ で P_o を表すと

$$\begin{aligned} P_o &= k_a [(D_o / D_i)^2 - 1] (D_o / D_i + 1) (D_i / D_o)^3 D_o^3 n \\ &= k_a (k^2 - 1) (k + 1) / k^3 D_o^3 n \quad \dots\dots\dots (付13') \end{aligned}$$

となり、(2.2.1)式が導かれる。

2.4 最大出力/イナーシャ時のk⁽²⁰⁾

回転子円盤のイナーシャは次式で表される。

$$J = \int_{D_i/2}^{D_o/2} \int_0^{2\pi} \rho \cdot d r \cdot r d \theta \cdot r^2 \cdot L$$

$$= \pi \rho /32 (D_o^2 - D_i^2) L \quad \dots\dots\dots (付14)$$

ここに、 ρ : 円盤の比重, r : 円盤の半径, L : 円盤の長さ

界磁コイルがある場合のイナーシャは次式となる。

$$J = \pi \rho /32 (D_o^2 - D_i^2) Cl(D_o + D_i)/Di \quad \dots\dots\dots (付15)$$

ただし、 $Cl = At/(2 j WsCf)$

At : コイルのアンペアターン, j : 許容電流密度, Ws : スロットの幅,

Cf : スロットのスペースファクタ

したがって、出力/イナーシャは次式となる。

$$Po/J = 32ka n /(\pi \rho ClCp) [(k+1)(k^2-1)]^{1/3} / (k^2+1) \quad \dots\dots\dots (付16)$$

$\partial (Po/J) / \partial k = 0$ より、 Po/J が最大値となるときは $k=1.51$ となる。

尚、永久磁石界磁の場合はコイルがないため、最大値の k は幾分大きくなる。

2. 5 軸受のばね定数の導出

試作機の軸受のばね定数の値は使用した単列深溝玉軸受における式より導出する。

ラジアル方向ばね定数 kb

$$kb = \partial Fr / \partial \delta$$

$$= 3/2 (1 / kr)^{3/2} \sqrt{\delta}$$

$$= 3/2 (1 / kr)^{3/2} \sqrt{(kr Fr^{2/3})} \quad \dots\dots\dots (付17)$$

ここに、 Fr : ラジアル荷重, δ : ラジアル方向変位量, kr : 各軸受の定数

第4章の付録

電動機の d-q 軸等価回路定数

磁界解析より得られた従来機と提案機の d-q 軸等価回路における各定数は次の値となる。

[従来機]

• $Lq \doteq Ld = 2.1$ [mH]

• $\phi_a = 0.55$ [Wb]

[提案機] (ケイ素鋼板の磁性リング: $\tau / Lr = 12 \sim 19$)

• $Lq \doteq Ld = 3.7 \sim 4.2$ [mH]

• $\phi_a = 0.58 \sim 0.62$ [Wb]

5章の付録

5. 1 仮定磁路の漏れパーミアンス式

仮定した漏れ磁束の磁路におけるパーミアンス値は Roters のパーミアンス計算式に基づき求める¹¹⁰⁾

パーミアンス値 P_v は、平均磁路長 L_v 、磁路空間の体積 V_v 、磁路断面積 A_v により算出する。

$$A_v = V_v / L_v \quad \dots\dots\dots (付18)$$

$$P_v = \mu_0 A_v / L_v \quad \dots\dots\dots (付19)$$

この考えに基づき導出した各仮定磁路におけるパーミアンスの最終式を以下に示す。

$$P_{m1} = 0.4147 \mu_0 (Dom + Dim) / (2P)(Arc / \pi) \quad \dots\dots\dots (付20)$$

$$P_{m2} = 0.03873 \mu_0 (Dom - Dim) \quad \dots\dots\dots (付21)$$

$$P_{m3} = 0.5277 \mu_0 L \quad \dots\dots\dots (付22)$$

$$P_{g11} = 0.4147 \mu_0 (Diro + Dom) / (2P)(Arc / \pi) \quad \dots\dots\dots (付23)$$

$$P_{g12} = 0.03873 \mu_0 (Diro - Dim) \quad \dots\dots\dots (付24)$$

$$P_{g13} = 0.2639 \mu_0 L \quad \dots\dots\dots (付25)$$

ここに、Dom：内転永久磁石外径， Dim：内転永久磁石内径， P：極対数，
Arc：内転永久磁石ポールアーク， Diro：外転回転子内径， L：内転永久磁石長

5. 2 B機諸元

付表1 磁気カップリング諸元 (B機)

極数	8極
伝達トルク	137.2 N·m
回転数	8000 rpm
外転回転子の外径	198 mm
永久磁石軸方向長さ	80 mm
磁気的空隙長	11 mm
永久磁石材	Sm ₂ Co ₁₇ 磁気エネルギー積 207kJ/m ³

5. 3 測定装置

- ・トルク測定器：菅原技研製， RIM-IC
測定最大トルク 0.1274N·m
トルク検出精度 … 最大トルクの±1%
トルク表示 … 3桁デジタル
- ・エンコーダ：HEIDENHAIN製， ROD456
分解能 100,000パルス/回転 (0.0036°/パルス)
- ・プーリ：外径φ52mm， アルミニウム材
- ・重り：1.72N

研究業績

1. 学術論文

- 1) 堺, 徳増, 大石: 「大容量永久磁石式磁気カップリングのトルク解析」
電気学会 論文誌A Vol. 113-A, No. 4, Apr. (1993)
- 2) 堺, 鷲頭: 「2段の円盤をもつ超高速アキシヤルギャップモータの構成と特性検討」
電気学会 論文誌D Vol. 113-D, No. 8, Aug. (1993)
- 3) 堺, 徳増: 「永久磁石モータのコギングトルク解析」
日本AEM学会誌 Vol. 2, No. 1, March (1994)
- 4) 堺, 鷲頭: 「弱め界磁制御に適した永久磁石電動機の検討とFEMによる特性解析」
電気学会 論文誌D Vol. 115-D, No. 4, Apr. (1995)

2. 国際会議の論文

- 1) Kazuto Sakai, Yutaka Tabuchi, Teruo Washizu
“ Structure and Characteristics of New High Speed Machines with Two or Three Rotor Discs ”
IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Vol. 1, pp. 19-26 (1993)
- 2) Kazuto Sakai, Yutaka Tabuchi, Tadashi Tokumasu
“ Cogging Torque Calculation of a Permanent Magnet Motor ”
Small Motor International Conference, pp. 165-168 (1993)
- 3) Teruo Washizu, Kazuto Sakai
“ Developments in Lundell Type Super High Speed Electric Machine ”
International Power Electronics Conference, pp. 1346-1349 (1995)

3. 研究会・シンポジウムの論文

- 1) 堺, 森野, 鷲頭, 池谷: 「高出力密度モータの開発」
第1回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム, 708 (1989)
- 2) 堺, 森野, 井尾, 竹内: 「高飽和磁束密度磁性材によるモータの高トルク化」
平成2年電気学会産業応用部門全国大会, 49 (1990)
- 3) 堺, 森野, 鷲頭: 「ステッピングモータの同期機特性と高トルク化」
平成3年電気学会産業応用部門全国大会, 78 (1991)
- 4) 堺, 鷲頭, 遠藤: 「超高速アキシヤルギャップモータの基礎研究」
平成4年電気学会産業応用部門全国大会, 72 (1992)
- 5) 堺, 大石, 徳増: 「永久磁石式磁気カップリングのトルク解析」

電気学会マグネティクス研究会, MAG-92-249 (1992)

- 6) 堺, 田淵, 花井, 徳増: 「永久磁石モータのコギングトルク解析」
第5回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム, 335 (1993)
- 7) 堺, 田淵, 鷲頭: 「FRPで構成された永久磁石モータの解析と特性」
電気学会回転機研究会, RM-93-77 (1993)
- 8) 田淵, 堺, 鷲頭: 「超高速アキシアルギャップモータの磁界解析」
電気学会回転機研究会, RM-93-76 (1993)
- 9) 堺: 「回転機の性能解析」
’94モータ技術シンポジウム, B2-3-1 (1994)
- 10) 堺, 田淵, 鷲頭: 「弱め界磁制御に適した永久磁石電動機の検討とFEMによる特性解析」
平成6年電気学会産業応用部門全国大会, No. 9 (1994)
- 11) 鷲頭, 堺, 八木澤, 三井: 「高温サーボアクチュエータ」
第6回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム, 708 (1994)
- 12) 堺, 田淵, 鷲頭: 「磁性の保持リングを持つ超高速永久磁石電動機の磁界解析による検討」
平成6年電気学会産業応用部門全国大会, No. 8 (1994)
- 13) 堺, 萩原, 鷲頭: 「弱め界磁制御を適用する新方式永久磁石電動機のFEMによる特性解析」
電気学会回転機研究会, RM-94-109 (1994)
- 14) 堺, 八木澤, 松岡: 「高透磁率の磁性楔を適用した永久磁石電動機の磁界解析」
電気学会マグネティクス研究会, MAG-94-188 (1994)

4. 一般講演論文

- 1) 森野, 井上, 堺, 他: 「ACサーボモータの磁束分布」
昭和58年電気学会東京支部大会, 266 (1983)
- 2) 井上, 森野, 堺, 他: 「ロボット用サーボモータの永久磁石とパワーデンシティ」
昭和58年電気学会東京支部大会, 267 (1983)
- 3) 森野, 井上, 堺, 他: 「低速・高トルクACサーボモータ」
昭和60年電気学会全国大会, 799 (1985)
- 4) 井上, 森野, 堺, 他: 「ACサーボモータの永久磁石形状における一考察」
昭和60年電気学会全国大会, 798 (1985)
- 5) 堺, 井上, 森野, 他: 「高出力アクチュエータ用DCブラシレスサーボモータの開発」
昭和61年電気学会全国大会, 758 (1986)
- 6) 井上, 森野, 堺, 他: 「分数溝電機子巻線を用いたサーボモータ」

- 昭和62年電気学会全国大会, 767 (1987)
- 7) 堺, 森野, 徳増: 「VR形レゾルバの空隙パーミアンス解析」
昭和62年電気学会全国大会, 768 (1987)
- 8) 堺, 森野, 池谷: 「真空用速度・位置センサの開発」
昭和63年電気学会全国大会, 1555 (1988)
- 9) 森野, 堺, 井上, 他: 「高速・高トルク永久磁石式磁気カップリングの開発」
昭和63年電気学会全国大会, 1654 (1988)
- 10) 堺, 森野, 鷺頭, 池谷: 「高出力密度モータの開発」
平成元年電気学会全国大会, 734 (1989)
- 11) 森野, 堺, 鷺頭, 池谷: 「真空環境下で使用可能なACサーボモータ」
平成元年電気学会全国大会, 728 (1989)
- 12) 堺, 森野, 鷺頭: 「ステッピングモータの小形・高トルク化」
平成3年電気学会全国大会, 841 (1991)
- 13) 森野, 堺, 鷺頭, 大石: 「大容量磁気カップリングの開発」
平成3年電気学会全国大会, 1716 (1991)
- 14) 堺, 森野, 鷺頭: 「超高速アキシヤルギャップモータ」
平成4年電気学会全国大会, 747 (1992)
- 15) 鷺頭, 堺, 三井, 八木澤: 「高温永久磁石モータ」
平成4年電気学会全国大会, 806 (1992)
- 16) 田淵, 堺, 鷺頭: 「3ロータの超高速アキシヤルギャップモータ」
平成5年電気学会全国大会, 785 (1993)
- 17) 堺, 田淵, 鷺頭: 「FRPで構成された永久磁石モータ」
平成5年電気学会全国大会, 784 (1993)
- 18) 遠藤, 佐藤, 堺, 太田, 他: 「高温サーボモータ」
平成5年電気学会全国大会, 913 (1993)
- 19) 堺, 田淵, 鷺頭: 「磁性の保持リングを持つ永久磁石モータ」
平成6年電気学会全国大会, 871 (1994)
- 20) 田淵, 堺, 松岡: 「高透磁率磁性楔を適用した永久磁石モータの解析」
平成6年電気学会全国大会, 872 (1994)
- 21) 八木澤, 堺: 「不完全着磁永久磁石の磁束量経時変化特性」
平成7年電気学会全国大会, 464 (1995)

5. 学術報告

- 1) 堺, 伊藤: 「最近の永久磁石回転電機」, OHM, 3月号, pp. 98-105 (1993)
- 2) 糸見, 堺, 他: 「実用モータ設計マニュアル」, 総合電子出版社 (1992)

Studies on High-Performance and Practical Evaluation of Rotating Machines with Rare-Earth Permanent Magnets

Kazuto Sakai

In recent years, innovative research and development with the aim of effective, acceptable utilization of energy resources and protection of the global environment have been conducted from the viewpoint of energy consumption. Under these technological backgrounds, it is considered that mechanical systems should be converted into electromechanical systems. Electromechanical systems which effectively utilize high-speed or high-efficiency electric machinery can have an improved the efficiency of the overall system. Furthermore, electric machinery can be driven at variable speeds in order to operate a system under optimal conditions. Therefore, the efficiency of the system is maximized. Along with these advantages, production of industrial waste such as exhaust gas and machine oil can be reduced upon adopting an electromechanical system. In order to realize such an effective electromechanical system, high-performance rotating electric machinery is required.

In this thesis, innovative rotating machines using high-energy rare-earth permanent magnets are studied experimentally and theoretically. The newly proposed rotating machines have noteworthy features such as high speed, high power and high efficiency, and they operate stably over a wide range of speed. In addition, theoretical analysis of the characteristics and evaluation methods of the rotating machines with permanent magnets are carried out to obtain high performance.

This thesis is summarized as follows.

Chapter 1 describes the significance and the purpose of this study which focuses on the enhancement of the performance of rotating machines. Conventional techniques and their practical problems, as well as an overview of previous related studies on permanent magnets and rotating machines with permanent magnets, are reviewed and compared with the present work.

Chapter 2 describes a rotating machine equipped with permanent magnets to realize high speed and high power. In high-speed drive systems, a super-high-speed machine is required to rotate in the range of 20,000rpm. Two original super-high-speed rotating machines with new structures are proposed: axial gap (axial field) and radial gap (radial field) machines.

The axial gap machine is a synchronous machine with permanent magnets that form a magnetic field in the axial direction. This machine incorporates the following basic

components. The rotor without a core is composed of two or more nonmagnetic discs. A number of cylindrical rare-earth permanent magnets which are axially magnetized are embedded in the discs. The stator without a core is composed of resin-molded air gap winding coils. This construction allows us to fabricate a lightweight rotor which can withstand a large centrifugal force to attain high speed. The prototype machine with 12 poles rotates at 20,000rpm and its output power ranges from 20 to 40 kW. The results of analysis and a feasibility experiment have confirmed that the new axial gap machine has outstanding features including excellent high-speed characteristics. Furthermore, FRP (fiber-reinforced plastic) is used to fabricate the rotor in order to take advantage of the features of nonmagnetic discs. The analysis and feasibility tests prove that the new axial gap motor with lightweight rotor rotates stably at high speed.

Next, in the radial gap machine, since permanent magnets are mounted on the surface of the rotor, it is necessary to employ a nonmagnetic retaining ring to prevent detachment of the permanent magnets due to centrifugal force. Use of this nonmagnetic retaining ring results in a long air gap and low flux density. Therefore, the power of the machine is reduced. The new high-speed rotating machine has a rotor with permanent magnets, which are retained using a magnetic ring made of SUS630 to obtain the maximum flux of the machine. In addition to this, other permanent magnets which are magnetized perpendicularly to the above-mentioned permanent magnets are installed between the N and S poles. A magnetic field analysis using the finite-element method is carried out in order to evaluate the characteristics of the proposed machine. It is confirmed that the output power of the new high-speed rotating machine is about 1.2 times that of a conventional rotating machine.

Chapter 3 describes the results concerning high-torque motors applicable to electromagnetic actuators of robots which require a large force within a short stroke range. A torque calculation method and the synchronous motor characteristics are clarified for a hybrid stepping motor. Furthermore, in order to enhance torque, a newly developed motor is proposed, which has a core of Fe-Co-V alloy and rare-earth magnets embedded between the core teeth. It is confirmed that this newly developed motor has twice the torque of a conventional hybrid stepping motor, due to reduction of the magnetic saturation in the teeth.

Chapter 4 describes the enhancement of the performance of a variable-speed drive using a permanent magnet motor. An extended range of variable speed is required for the electric propulsion system to function in an electric vehicle. In order to extend the high-speed range while keeping the voltage almost constant, the magnetic flux of the permanent magnets

should be varied.

Recently, equivalent flux-weakening control, which effectively utilizes the armature reaction of the negative d-axis current, has been originally proposed as a promising method. It is proved that a permanent magnet motor is appropriate for this control method. The new permanent magnet motor has a rotor with permanent magnets, which are covered with a magnetic ring. It is shown that the new permanent magnet motor performs within an extended speed range with an upper limit of twice the maximum speed of a conventional motor. In addition, the physical behavior of the motor under flux-weakening control is clarified.

Chapter 5 describes torque analysis of the machine for improving the characteristics. In order to improve the performance of rotating machines with rare-earth permanent magnets, torque characteristics should be fully elucidated and evaluation techniques including measurement methods must be established. In particular, it is important to analyze torque ripple in the permanent magnet motor or torque of a machine with a long air gap.

The permanent magnet motor has cogging torque due to interaction between the magnets and the stator teeth. Under driving conditions, cogging torque causes torque ripple. Thus, torque analysis for application to permanent magnet motor design, in which the shapes of teeth function to minimize the cogging torque, is carried out. In practice, the analyzed torque is in good agreement with the experimental torque. Furthermore, this analysis is effective for reducing the cogging torque.

Next, the torque analysis of permanent magnet coupling is described. Rare-earth permanent magnets with high energy products allow us to obtain the large permanent magnet coupling for high-speed systems. However, accurate designs are difficult to produce using a permeance method for large magnet coupling with a long air gap. The torque analysis employs the magnetostatic finite-element method, and calculation which compensates for the decrease in torque resulting from leakage flux at axial ends. The analysis shows good agreement with experimental results within an error of a few percent. Thus, this analysis is useful for achieving large permanent magnet coupling. Furthermore, this method can be applied to the design of other rotating machines with permanent magnets.

Chapter 6 summarizes the results obtained in the present research and describes prospects for future study. New rotating machines with enhanced performance are expected to be realized through the optimum design and development of a suitable innovative power converter system.

