

車載用永久磁石同期モータの小型化のための
新しいモータ構造に関する研究

牧田 真治

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 自動車分野における地球環境問題への取り組み	4
1.2.1 取り組みにおける電動化技術の位置づけ	4
1.2.2 EV/HEV における電動化技術	4
1.2.3 従来車における電動化技術	7
1.3 補用モータへの要求	8
1.4 補機用モータ小型化の技術と課題	11
1.4.1 小型化の定義	11
1.4.2 補機用モータの基本構造	12
1.4.3 偏平モータと筒長モータ	16
1.4.4 小型化技術とその課題 ～偏平モータの場合～	16
1.4.5 小型化技術とその課題 ～筒長モータの場合～	18
1.5 研究目的	19
1.6 本論文の構成	19
第2章 永久磁石同期モータの構造と原理	21
2.1 はじめに	21
2.2 モータの歴史	21
2.3 基本構造と回転原理	23
2.4 まとめ	26

第 3 章 新しい構造を持つ永久磁石同期モータの提案 1	29
3.1 はじめに	29
3.2 偏平モータ小型化の課題とその解決の方向性	29
3.2.1 偏平モータ小型化の課題.....	29
3.2.2 解決の方向性	31
3.3 提案モータの構造, 原理及び特徴	38
3.3.1 提案モータの考え方	38
3.3.2 駆動方法	47
3.3.3 特徴	47
3.4 詳細設計	49
3.4.1 磁極形状の検討.....	49
3.4.2 磁性材料の検討.....	49
3.4.3 試作モータの設計	51
3.5 実機検証	57
3.5.1 試作モータの構造	57
3.5.2 測定結果	57
3.5.3 従来技術との差異.....	57
3.6 まとめ	64
第 4 章 新しい構造を持つ永久磁石同期モータの提案 2	65
4.1 はじめに	65
4.2 筒長モータ小型化の課題とその解決の方向性	65
4.2.1 筒長モータ小型化の課題.....	65
4.2.2 従来技術とその問題点	68

4.2.3 解決の方向性	68
4.3 原理, 特徴	70
4.3.1 基本構造	70
4.3.2 巻線係数向上の考え方	70
4.3.3 巻線配置の考え方	73
4.3.4 設計の考え方	74
4.4 原理検証	79
4.4.1 8 極モデルにおける検討 (FEM)	79
4.4.2 8 極モデルにおける検証 (試作品)	87
4.5 実機検証	91
4.5.1 試作概要	91
4.5.2 評価結果	91
4.5.3 従来技術との差異	91
4.6 まとめ	96
第 5 章 結論	97
5.1 本研究の成果	97
5.2 今後の課題	98
参考文献	99

目次

1.1	日本の部門別二酸化炭素排出量の推移	2
1.2	2012年度の日本の各部門における二酸化炭素排出量とその内訳	3
1.3	環境対応車の普及等によるCO ₂ 削減目標	5
1.4	日本における次世代自動車の保有台数実績	6
1.5	補機用モータ	9
1.6	補機用モータの例	10
1.7	ステータ構造外観	13
1.8	ステータ断面構造	14
1.9	巻線係数	15
1.10	モータ形状の違いとトルク密度	17
2.1	永久磁石の性能向上経緯	22
2.2	モータの基本構造	24
2.3	ロータ構造の例	25
2.4	モータの駆動方法	27
3.1	二相ステッピングモータ	30
3.2	三相爪ティースモータ	32
3.3	全節巻の平面展開図 ステップ 1/4	34
3.4	全節巻の平面展開図 ステップ 2/4	35
3.5	全節巻の平面展開図 ステップ 3/4	36

3.6	全節巻の平面展開図 ステップ 4/4	37
3.7	提案モータの平面展開による説明図 ステップ 1/4	39
3.8	提案モータの平面展開による説明図 ステップ 2/4	40
3.9	提案モータの平面展開による説明図 ステップ 3/4	41
3.10	提案モータの平面展開による説明図 ステップ 4/4	42
3.11	提案モータの基本構造	43
3.12	三相インバータと提案モータとの結線方法	48
3.13	ステータ磁極形状	50
3.14	ステータ磁極寸法パラメータ	53
3.15	最終設計形状	54
3.16	トルク解析結果	55
3.17	線間誘起電圧波形(1000rpm)	56
3.18	試作モータのステータ外観	58
3.19	測定環境	59
3.20	トルク波形測定結果	60
3.21	線間誘起電圧波形測定結果(1000rpm)	61
3.22	効率測定結果	62
4.1	120 度巻線ピッチの場合の巻線配置	66
4.2	180 度巻線ピッチの場合の巻線配置	67
4.3	分布巻丸めコアモータと巻線結線部	69
4.4	基本構造	71
4.5	巻線係数向上の考え方	72
4.6	8 極 24 スロットから 8 極 21 スロットへの変形	75
4.7	8 極 21 スロットから 8 極 18 スロットへの変形	76
4.8	スロット, ステータ磁極の詳細形状	77

4.9 各ステータの形状およびトルク発生時の磁束密度分布	81
4.10 8極 18 スロットの三相分の誘起電圧波形(1000rpm)	82
4.11 誘起電圧一相分について同相巻線毎の誘起電圧(1000rpm)	83
4.12 8極 24 スロット, 8極 21 スロット, 8極 18 スロットの ロータ, ステータ間に発生する無通電時の電磁力の軌跡	85
4.13 8極 24 スロット, 8極 21 スロット, 8極 18 スロットのコギングトルク波形	86
4.14 8極 18 スロットの三相分の誘起電圧測定結果	88
4.15 8極 24 スロット, 8極 21 スロット, 8極 18 スロットのコギングトルク波形	90
4.16 試作品の製造過程	92
4.17 完成したステータの外観	93
4.18 電圧 12V 一定時のトルクと回転数との関係	94

表目次

3.1 試作モータ仕様.....	52
3.2 その他ステータ磁極形状の寸法	54
3.3 従来モータとの比較	63
4.1 極数とスロット数および巻線係数との関係	78
4.2 検証用モータの仕様	80
4.3 8極 24 スロット, 8 極 21 スロット, 8 極 18 スロットの 誘起電圧基本波成分振幅と巻線係数との関係.....	84
4.4 8極 24 スロット, 8 極 21 スロット, 8 極 18 スロットの 誘起電圧基本波成分振幅と巻線係数との関係.....	89
4.5 コア積厚を変更した時のコイルエンド込みの体格比較	95

第 1 章

序論

1.1 研究背景

近年、地球温暖化をはじめとする環境問題は世界規模で取り組まなければならない重要な問題として認識されており、実際に様々な取り組みがなされている。これらの取り組みの効果を論ずる際の指標としては二酸化炭素排出量のデータがよく用いられる。これは大気中の二酸化炭素が地表面から放射される熱を吸収し、地表面に再放射することにより、地球の温度を保つ役割をしている一方、二酸化炭素濃度が上昇することにより地球の平均気温が上昇し温暖化が進むためである。

図 1.1 に 1990 年以降の日本の部門別の二酸化炭素排出量の推移を示す [1]。2012 年において総排出量は 12 億 7600 万トンと 1990 年比 11.8% 増となっており増加傾向にある。また運輸部門に着目すると、2001 年をピークに減少傾向にあるものの、産業部門、業務その他部門に次ぐ排出量であり、引き続き高い割合を占めていることが分かる。

図 1.2 に 2012 年度の日本の各部門における二酸化炭素排出量とその内訳を示す [2]。2012 年の総排出量 12 億 7600 万トンのうち 17.7% が運輸部門の排出、そのうち 86.8% は自動車からの排出となっている。自動車分野における二酸化炭素排出量低減は地球環境問題と大きく結びついているといえる。

また 2013 年にポーランド・ワルシャワで開催された国連気候変動枠組条約第 19 回締約国会議 (COP19) において、日本政府は 2020 年の二酸化炭素排出量削減目標を 2005 年比 3.8% 減とすることを掲げており [3]、自動車分野においても目標達成に向けた様々な取り組みが進められている。

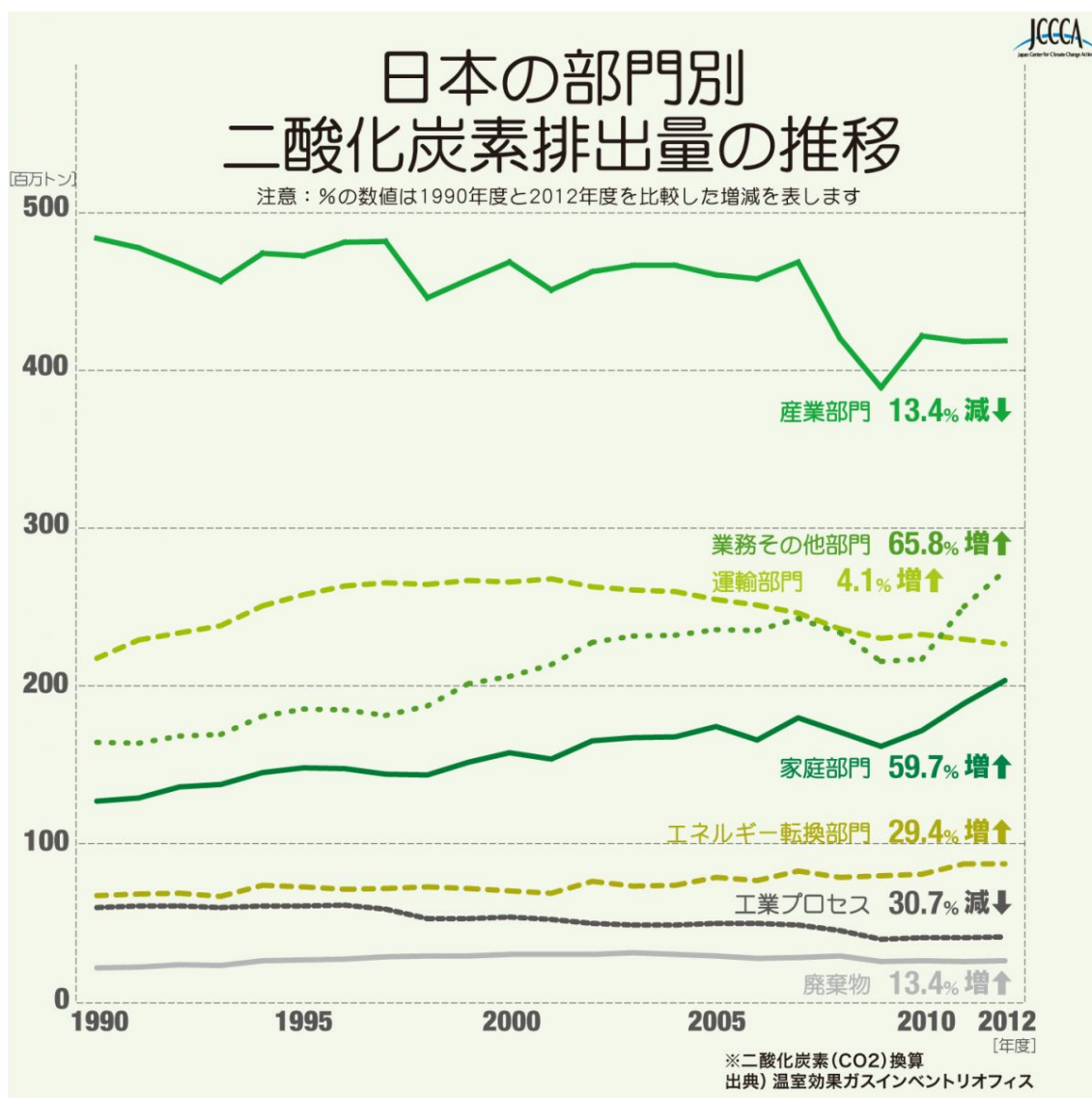


図 1.1 日本の部門別二酸化炭素排出量の推移

(出典:温室効果ガスインベントリオフィス

全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト(<http://www.jccca.org/>))

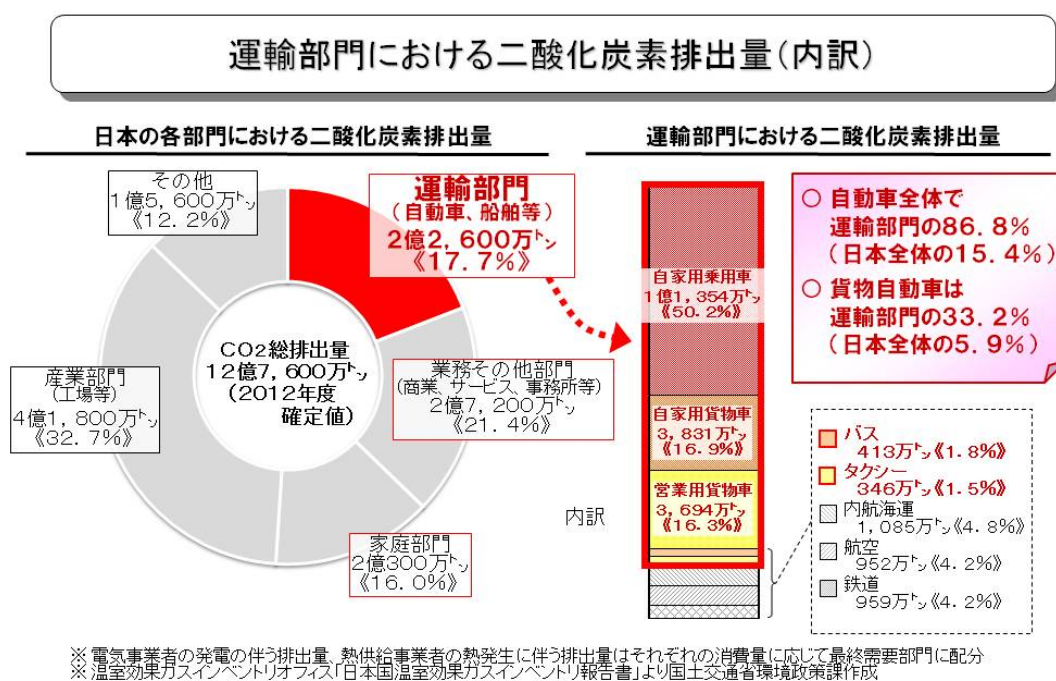


図 1.2 2012 年度の日本の各部門における二酸化炭素排出量とその内訳
 (出典:国土交通省. 運輸部門における二酸化炭素排出量.)

1.2 自動車分野における地球環境問題への取り組み

1.2.1 取り組みにおける電動化技術の位置づけ

このような状況に対して環境省では図 1.3 に示すように、環境対応車普及等による二酸化炭素排出量削減の目標値およびその対策方法毎の配分を提示している[4]。大きく分けると交通対策等の政策的な対策と、環境対応車普及や燃費向上といった技術的な対策がある。

まず政策的な対策については、大都市環状道路の整備、高速道路利用の促進、渋滞ポイントの解消と踏切道の改良、路上駐車対策等による道路交通環境を改善することによる渋滞抑制、ITS(Intelligent Transport Systems)サービスを活用した高速道路での速度や車間距離のコントロール、ETC(Electronic Toll Collection system)の普及促進、VICS(Vehicle Information and Communication System)機能による渋滞情報活用等による道路交通システムの高度化による渋滞抑制が挙げられる[5]。

次に技術的な対策については、ハイブリッド自動車(HEV:Hybrid Electric Vehicle)や電気自動車(EV:Electric Vehicle)といったエンジンの駆動力の一部あるいはすべてをモータに置き換える駆動力の電動化技術をはじめ、エンジン効率向上のための各種技術、空気抵抗の低減のためのボデー形状の改良、車両の軽量化、駆動系の改良、転がり抵抗の低減など様々な技術が挙げられる[6]。このうちエンジン効率の向上に関しては、電動パワーステアリングをはじめとしてエンジンの動力を用いて作動していた油圧アクチュエータを電動化することによる効率向上、エンジンのバルブタイミングを連続可変にすることによりエンジン効率を向上させるモータ駆動式電動連続可変バルブタイミング機構など、補機の電動化技術も燃費向上に大きな役割を果たしている。

1.2.2 EV/HEV における電動化技術

駆動力の電動化に関しては、1997年にトヨタ自動車からプリウスが発売されて以来、HEVは着実に普及しており、図 1.4 に示すように 2011年には 200万台を超える台数が保有されている[7]。また HEVほどではないものの電動化比率のより高い EVの普及も進みつつある。

HVシステムには、モータとエンジンを結合する方式により、シリーズ方式、パラレル方式、シリーズパラレル方式の 3種類に分けられる[8, 9]。シリーズ方式はエンジンで発電機を回し発電された電力でモータを駆動する方式、パラレル方式はエンジンが走行の主体であり発進や加速時にモータが作動し駆動力を補助する方式、シリーズパラ

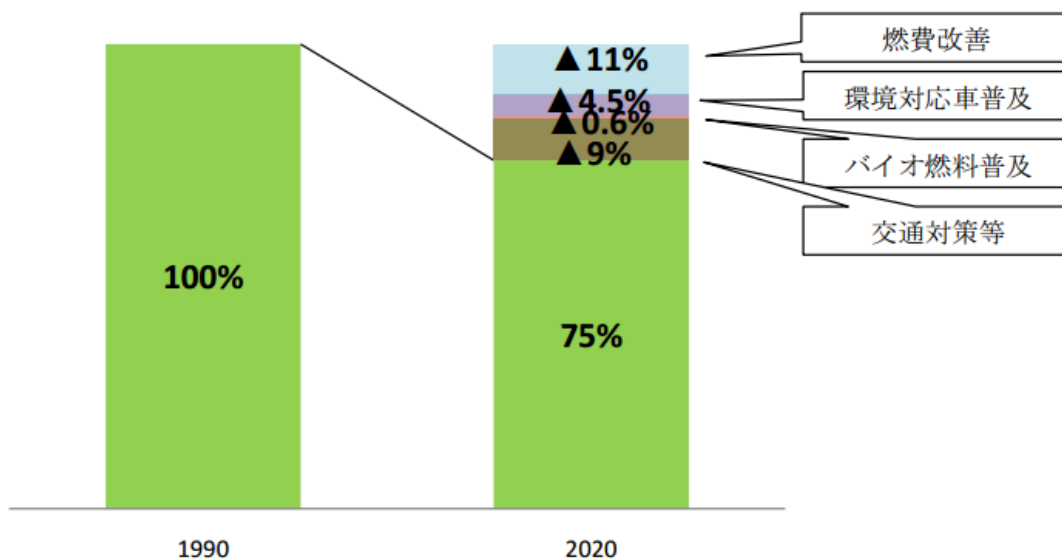


図 1.3 環境対応車の普及等による CO2 削減目標
(出典:環境省水・大気環境局自動車環境対策課.
「環境対応車普及戦略」について.)

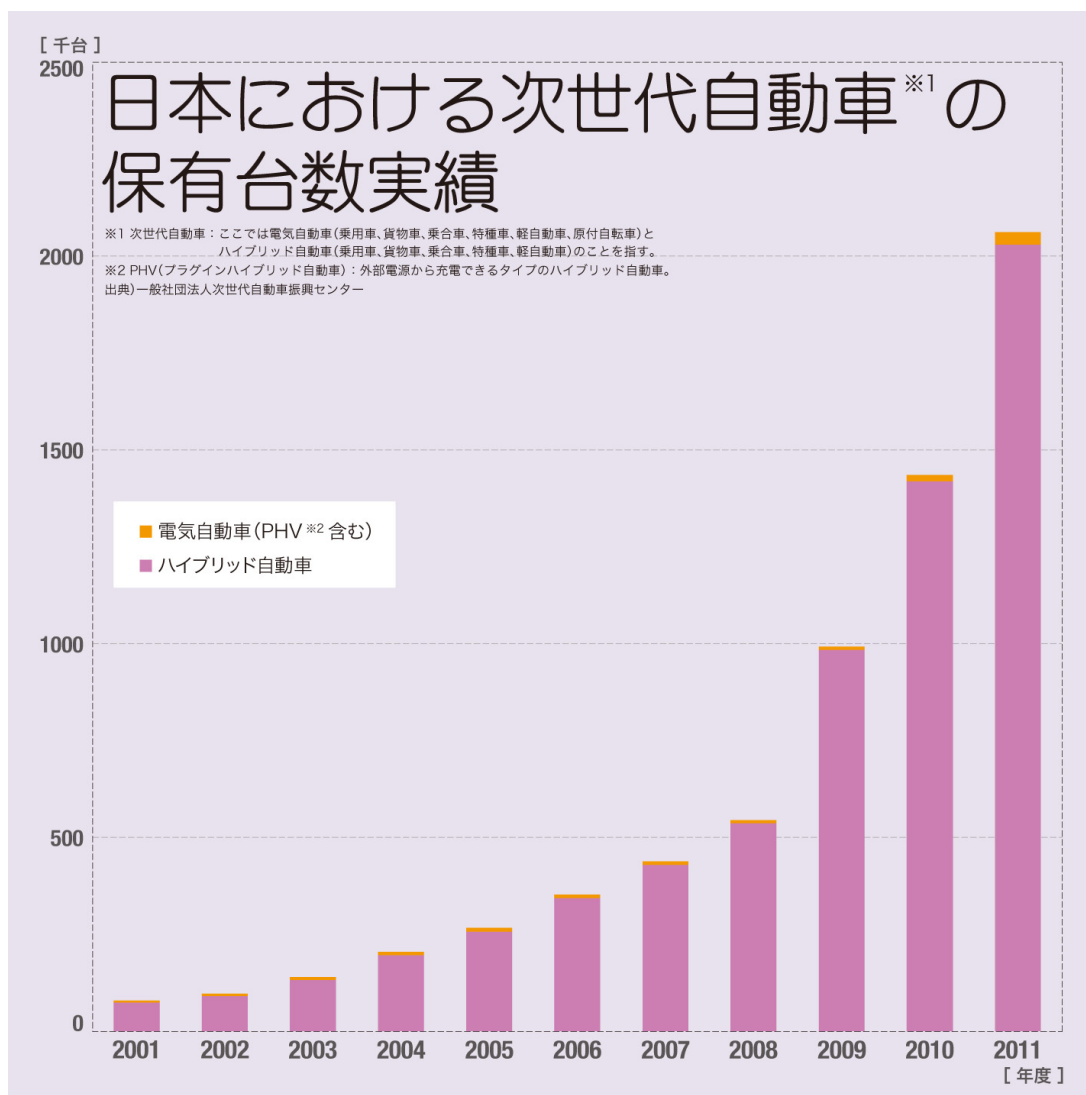


図 1.4 日本における次世代自動車の保有台数実績

(出典:温室効果ガスインベントリオフィス

全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト(<http://www.jccca.org/>))

レル方式はシリーズ方式とパラレル方式を合わせた方式であり、各システムの仕様に合わせたモータが駆動用モータとして搭載されている。このような駆動用モータには小型化・高効率化のニーズが高く、駆動用モータに特化した様々な技術開発が進んでいる。高回転化や高電圧化によるモータの小型化技術[10]、埋込磁石ロータの磁石配置の工夫による性能向上技術[11, 12, 13]、角線を用いた巻線の高占積率化・コイルエンド短縮技術[14, 15]、損失低減や強度向上のための電磁鋼板の技術[16, 17]、エンジンルーム内の高温環境においても高い磁気性能を有する永久磁石の技術[18, 19]などの要素技術の組み合わせによって小型・高効率な駆動用モータが成り立っている。

これらの駆動用モータは高性能な希土類磁石を用いることが主流となっているが、希土類磁石には材料の供給不安や価格変動といった課題があり、希土類磁石を使わずにフェライト磁石を用いる技術や[20, 21, 22, 23]、磁石を使わない技術についても研究開発が進められている[24, 25, 26]。

このように駆動用モータについては精力的な研究開発が行われ、高い次元で高効率化とバランスを図った高出力・高トルク密度の実現に、自動車以外の既存のモータドライブ応用分野からも高い注目を集めている。しかし、自動車における駆動力の電動化を実現するためには、直接的な駆動用モータ以外にも、様々な補機の電動化が必要となる。具体的には従来車ではエンジンが常時動力を供給していることを前提に、その動力を利用し様々な補機を駆動しているが、エンジンが廃止、もしくは間欠的に動作する EV/HEV では、これらの補機の要求に応じてモータで駆動する必要が出てくる。

例えば駆動用モータを小型化するために油冷式を採用する際に、冷却用オイルを循環させるため電動のオイルポンプを搭載することとなる[27]。また EV のようにエンジンがなくなるとエンジン負圧を用いたブレーキブースターを用いることができず、代わりに電動のブレーキを搭載することとなる[28]。さらに HEV のエンジン停止時にも車室内の空調快適性を確保するためには、コンプレッサをエンジン稼働状態に関わらず自由に動かせることが必要であり、そのために電動のコンプレッサを搭載することとなる[29, 30]。このように EV/HEV においては、駆動力の電動化に関しては言うまでもなく、その実現を支えるための補機システムのモータによる電動化技術も、その重要性が非常に高いと言える。

1.2.3 従来車における電動化技術

一方エンジンのみで駆動される従来車においても電動化による燃費向上に関して様々な技術開発がなされている[31]。例えば運転時のステアリング操舵のアシストをする電動パワーステアリング (EPS: Electric Power Steering) がある。このシステムは、

ステアリング操舵時のみモータが駆動するため、エンジン作動中に常時油圧ポンプが駆動している従来の油圧パワーステアリングに対して、エネルギー消費が少なく、置き換えにより 3~5%の燃費向上を実現できる。モータとしては小型化に加えモータのトルク変動がそのままハンドルに伝わることから低コギングトルク、低トルクリップルのモータが特に強く、様々な技術開発がされている[32, 33, 34, 35].

また 5%~10%の省燃費化ができる技術として、停車中にエンジンを止めるアイドリングストップシステムの普及も進んでいる。このシステムにおいて従来はエンジンの駆動力を用いて無段変速機(CVT: Continuously Variable Transmission)のクラッチ係合の油圧を確保していたが、アイドリングストップ時にはエンジンの駆動力がなくなるため、エンジン停止時のみ作動する電動オイルポンプが搭載されることが多い[36, 37].

さらにオルタネータ(自動車用発電機)の代わりにモータ機能付発電機(ISG: Integrated Starter Generator)を搭載し、アイドリングストップに加え加速時に駆動力をアシストする機能を備えたシステムも実用化が進んでいる。

その他にもエンジンのバルブタイミングを連続可変にすることによりエンジン効率を向上させるモータ駆動式電動連続可変バルブタイミング機構[38]や、エンジンの冷却をより最適に近い状態にコントロールするためのエンジン冷却用電動ウォーターポンプなど、燃費向上のための補機の電動化事例が増えている。また将来の技術としてスーパーチャージャーやターボチャージャーを超高速回転モータにより電動化するというような開発事例も出てきている[39, 40, 41].

従来車はEV/HEVに比べて台数が圧倒的に多く、2012年における保有台数は従来車約7600万台に対してEV/HEVは約294万台と従来車が96%を占める[42]. 今後EV/HEVが増えていくとはいえ従来車の比率は依然高いことから、その燃費向上はわずかであっても地球全体での二酸化炭素削減という意味でその効果は非常に大きい。このためエンジンで走行する従来車においても、燃費向上のための補機のモータによる電動化は、今後いつその普及が期待されている。

1.3 補機用モータへの要求

このように現在の自動車においては、EV/HEVは言うまでもなく従来車においても燃費向上のために様々なモータが用いられるようになりつつある。加えて図1.5に示すように車室内の快適性向上のための車室内空調のために必要となるモータ(エアコンブローなど)や、車両制御や安全性向上のために必要となるモータ(ABS: Antilock Brake System など)、車両の快適性向上のために必要となるモータ(パワーウィンドウ、パワーシートなど)など数多くのモータが車両に搭載されている[43, 44].

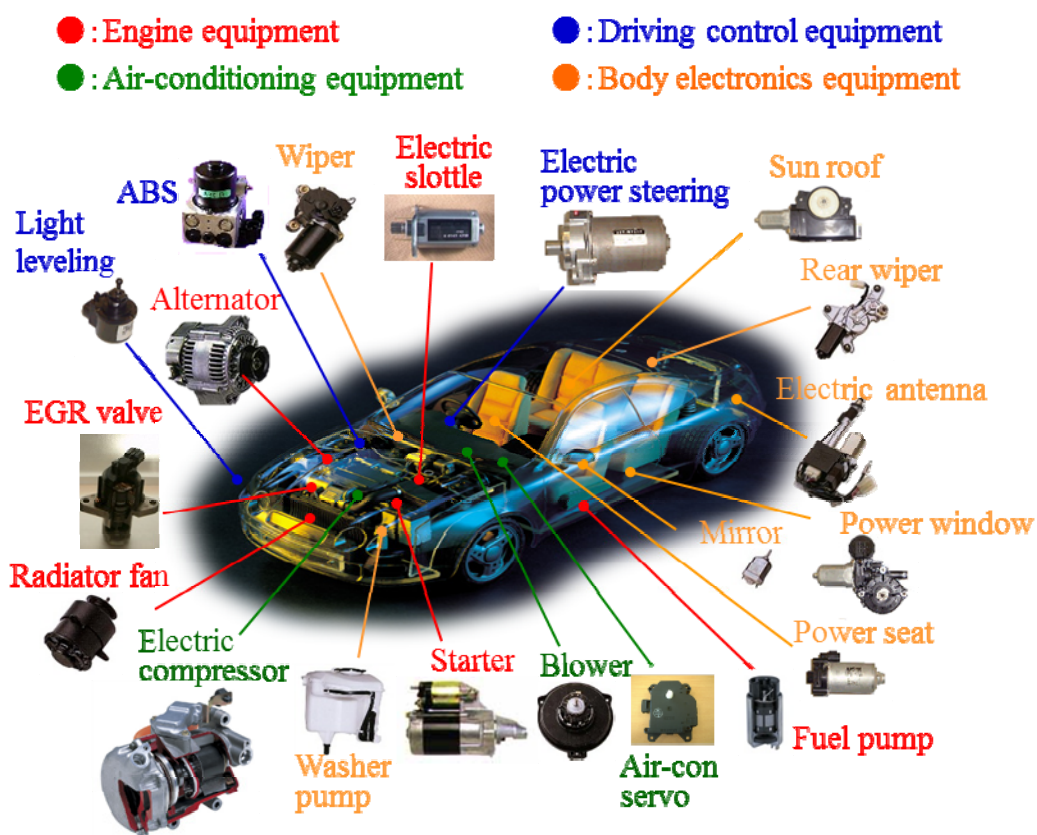
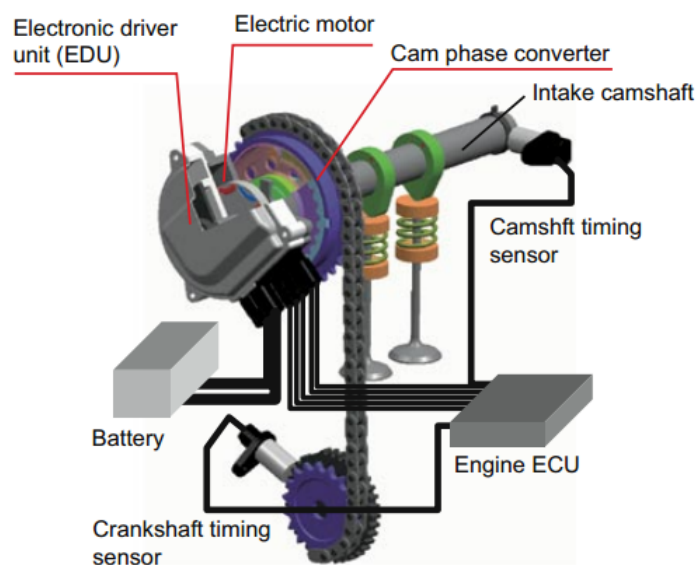
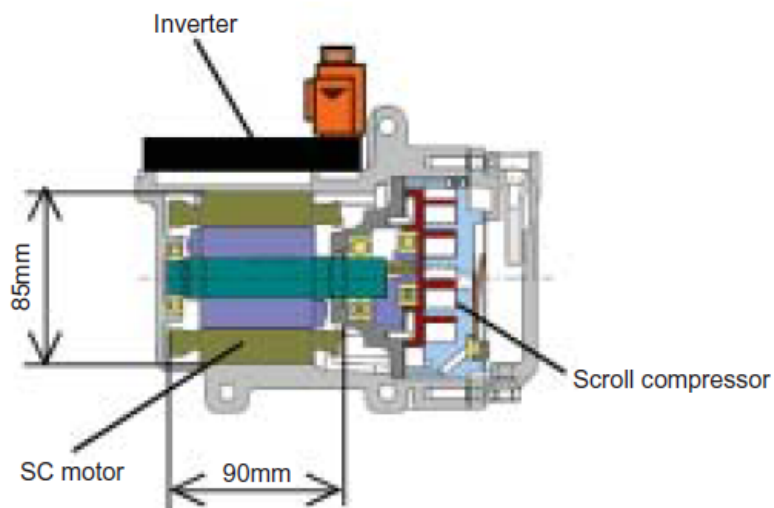


図 1.5 補機用モータ



(a) モータ駆動式電動連続可変バルブタイミング機構
(出典: 電動式連続バルブタイミング可変機構の開発. デンソーテクニカルレビュー.)



(b) 電動コンプレッサ
(出典: ハイブリッド自動車用製品の開発. デンソーテクニカルレビュー.)

図 1.6 補機用モータの例

これらの補機用モータは、エンジンルーム内や車室内など元々スペースが限られている中、追加もしくは既存の機器の置き換えとして搭載する必要があることから、その大きさ・重量には厳しい制約が課せられる場合が多く、小型化には強いニーズが存在する。例えば図 1.6(a)に示すモータ駆動式電動連続可変バルブタイミング機構は、吸気カムシャフトに取り付けられたカムシャフトの位相変換部とエンジンチェーンケースに搭載したモータと駆動回路により構成されているが、吸気カムシャフトに取り付けられるという配置のため、機構そのものの軸方向幅が制約される。そのためモータには極力扁平にすることが求められる。また図 1.6(b)に示す EV/HEV 車に搭載される電動コンプレッサは、従来車のベルト駆動コンプレッサとの置き換えとなるため、搭載スペースもベルト駆動コンプレッサと同等とする必要がある。この限られた搭載スペースの中にコンプレッサ部、モータ部、駆動回路部を入れる必要があるため、モータには極力小型にすることが求められる。このように補機用モータの小型化技術は、車両の電動機構の更なる普及のために欠かせない技術であるといえる。

一方、効率に関しては駆動用モータと比べて使用頻度が低いことや、損失の絶対値が小さいことから、駆動用モータほど高効率化は求められず、むしろ小型化に振った設計がなされることが多い。例えばブロウ用モータでは 70~75%[45]、電動オイルポンプ用モータでは 75~80%[46]、電動パワーステアリング用モータでは 83%[47]という事例があり、95%というような高い効率を求められる駆動用モータに比べ効率の要求レベルは低い。

1.4 補機用モータ小型化の技術と課題

1.4.1 小型化の定義

ここで本論文におけるモータの小型化について定義しておく。例えば駆動用モータにおいてはモータの高回転化による小型化技術が提案されている。これはモータ出力を同一としながら高回転化することにより必要トルクを減らし小型化するという技術である。駆動用モータにおいては高回転化実現のためにシステム電圧を高圧化したり、減速比を変更したりすることが可能であるためこのような小型化を実現可能であるが、補機用モータにおいては電源電圧が固定されシステム要求から必要なトルク、回転数が決められている場合がほとんどであるため、高回転化による小型化は困難である。

このような補機用モータの状況を踏まえ、本論文ではある規定のトルク、回転数を同一効率にて実現するための体格を小さくすることを小型化と定義する。

1.4.2 補機用モータの基本構造

ここではまずモータに関する基本構造について説明する。図 1.7 に集中巻と分布巻と呼称される代表的な2種類のステータ構造外観を、図 1.8 にそれぞれの断面構造における巻線と磁石の寸法関係について示す。

まず集中巻は一つのステータ磁極に巻線を集中的に巻く構造であり、ステータコアを展開もしくは分割することにより巻線を巻きやすくする生産技術も相まって、スロットに多くの巻線を巻く高占積率化が容易という特徴を持つ。占積率とはスロット面積に対する巻線の断面積の比率である。しかしながら磁石の周方向幅(磁石ピッチ)に対して一相巻線の周方向幅(巻線ピッチ)が狭くなるため、磁石磁束の利用率が低いという課題がある。

一方分布巻は複数のステータ磁極をまたいで巻線を巻く構造であり、巻線ピッチを磁石ピッチに近づけることが可能であるため、集中巻に比べて磁石磁束の利用率を向上させることが可能である。しかしながら、互いの巻線が周方向にオーバーラップする構造であるため、ステータコアを展開もしくは分割する生産技術の適用が困難であることから、高占積率化が困難という課題がある。

ここで磁石磁束の利用率に関する指標として用いられる巻線係数について図 1.9 に説明する。図 1.9(a) に短節係数の例を示す。これは磁石ピッチに対する巻線ピッチの比率によって決まる係数であり、磁石ピッチと巻線ピッチが等しく電気角 180 度ときが短節係数 1、磁石ピッチが電気角 120 度ときが 0.866 となる。0.866 となるのは磁石磁束が周方向に正弦波状に分布していると仮定し、電気角 180 度分の磁石磁束量に対するその中心 120 度分の磁石磁束量の比率を表しているためである。続いて図 1.9(b) に分布係数の例を示す。これは同相巻線の周方向位置ずれ量によって決まる係数であり、同相巻線がすべて同一周方向位置にあるときが分布係数 1、周方向位置ずれが電気角 30 度ときが分布係数 0.966 となる。0.966 となるのは短節係数と同様に磁石磁束が周方向に正弦波状に分布していると仮定し、周方向位置ずれなしの場合に対し互いに 30 度ずれた場合の合成の磁石磁束量の比率を表しているためである。巻線係数は短節係数と分布係数の積で決定され、例えば図 1.8 の集中巻においては短節係数 0.866、分布係数 1 の積で巻線係数 0.866、分布巻においては短節係数 1、分布係数 1 の積で巻線係数 1 というように計算となり、磁石磁束の利用率を定量化できる。

高占積率化と巻線係数の向上を高いレベルで両立できればモータのトルク向上、小型化につながるが、集中巻、分布巻ともに高占積率化と高巻線係数化がトレードオフ関係となっており、現状の補機用モータにおいては要求される体格や仕様に応じて使い分けられている。

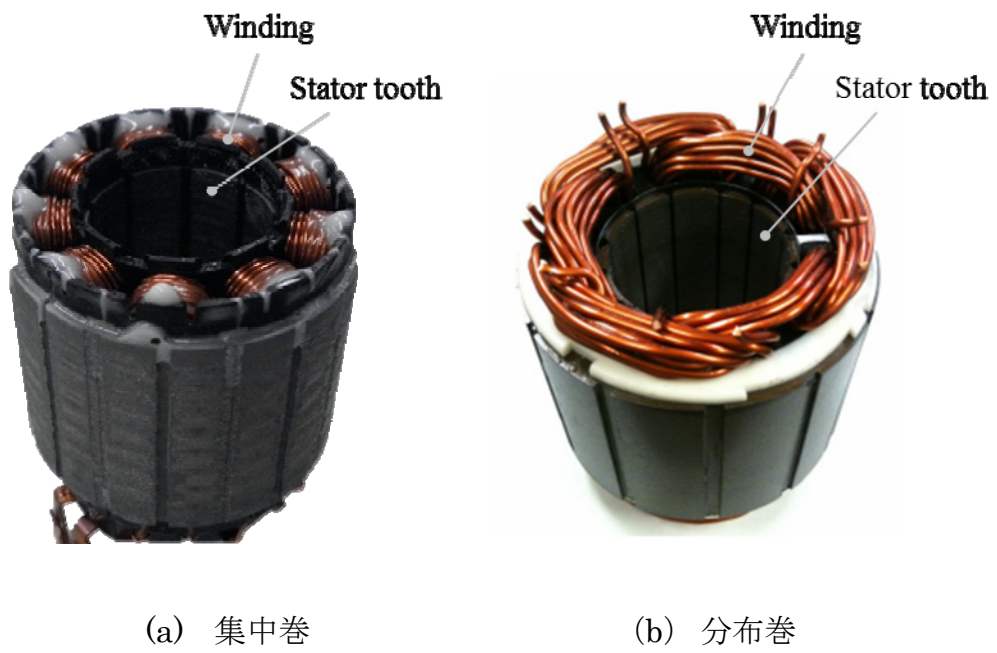


図 1.7 ステータ構造外観

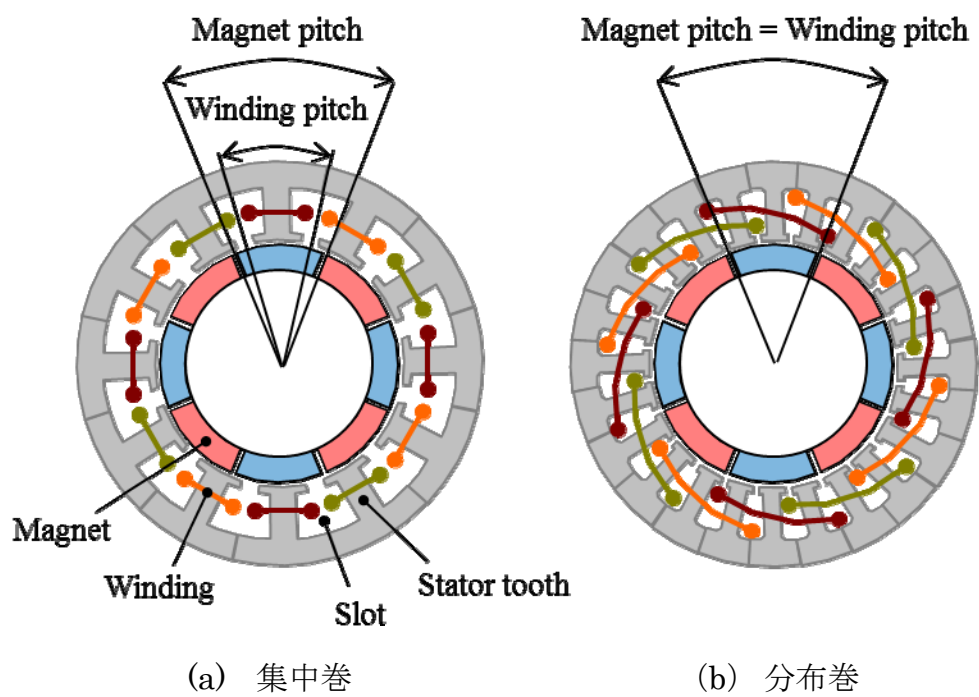
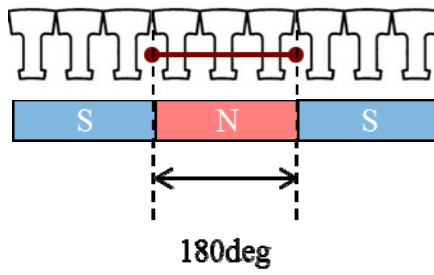
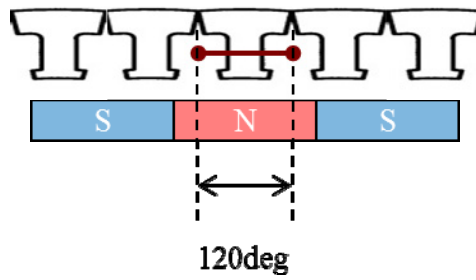


図 1.8 ステータ断面構造

Short pitch factor = 1

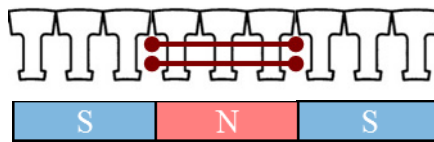


Short pitch factor = 0.866

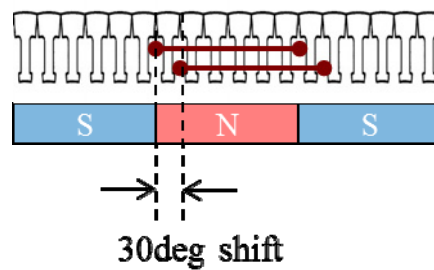


(a) 短節係數

Distribution factor = 1



Distribution factor = 0.966



(b) 分布係數

圖 1.9 卷線係數

1.4.3 偏平モータと筒長モータ

前節において車載用モータにおいては偏平から筒長まで様々な体格制約が存在することを説明した。ここでは偏平、筒長それぞれの体格制約における小型化という観点での特徴を示す。なおここではコア軸長に対してコイルエンド軸長が同等になる程度のモータを偏平モータ、コア軸長がコイルエンド軸長に対して三倍以上となるモータを筒長モータとする。

図 1.10 にモータ形状の違いによるトルク密度について示す。ステータ外径、内径、積層断面形状を同一とした場合において、巻線はステータ磁極に同一量巻かれることを想定すれば、コイルエンド軸長はコア軸長に関わらず同一となる。

トルクを発生させるのはコア部であり、コイルエンド部はトルク発生に寄与しないため、コイルエンド軸長比率の高い偏平モータにおいては、筒長モータに対してトルク密度が低下する傾向にあり、その度合は偏平になればなるほど顕著であるといえる。したがって偏平モータにおいてはこのトルク発生に寄与しないコイルエンド軸長を短縮することが小型化のための課題となる。

一方筒長モータにおいては、トルク発生に寄与するコア軸長の割合が高いため、コア部においてより多くのトルクを発生させることができれば、規定のトルクを出すためのコア積厚を低減することができ小型化につながる。より多くのトルクを出すため前項にて示したようにより多くの巻線を巻くための高占積率化と磁石磁束の利用率の指標である巻線係数の向上との両立が小型化のための課題となる。

1.4.4 小型化技術とその課題 ～偏平モータの場合～

偏平モータにおいては前項にて示したように、コイルエンド軸長を短縮することが小型化のための課題となる。本項ではこの課題を解決するための従来技術とその課題について示す。

この課題を解決する手段の一つとしてアキシアルギャップモータが挙げられる。これはエアギャップ面を通常の回転軸を中心とする円筒面ではなく回転軸に垂直な面に配置したモータである。このような構成にすると巻線の巻方向も回転軸に垂直な面となり、コイルエンドは軸方向に発生しないため、特に偏平モータにおいて小型化に寄与する。またラジアルギャップモータに比べてエアギャップ面の面積を大きくすることができるためトルク向上にもつながる[48, 49, 50, 51, 52]。しかしながらアキシアルギャップモータは軸方向に吸引力が発生することによる振動の問題や磁気回路が 3 次元的になることによる構造の複雑化といった問題があり、車載用モータにおける実用化例は少ない。

また他の手段として圧粉磁心を用いる手法も提案されている。これはステータ磁性材

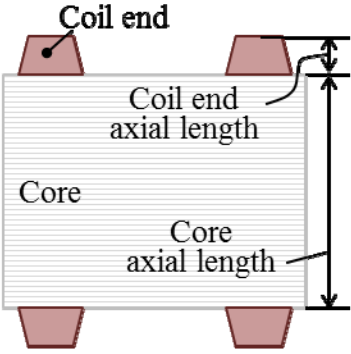
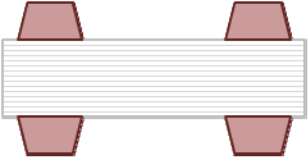
<p style="text-align: center;">Stator side view</p>		
<p>Core axial length</p>	<p style="text-align: center;">3</p>	<p style="text-align: center;">1</p>
<p>Coil end axial length (both side)</p>	<p style="text-align: center;">1</p>	<p style="text-align: center;">1</p>
<p>Volume included coil end</p>	<p style="text-align: center;">1 (base)</p>	<p style="text-align: center;">1/2</p>
<p>Torque</p>	<p style="text-align: center;">1 (base)</p>	<p style="text-align: center;">1/3</p>
<p>Torque density</p>	<p style="text-align: center;">1 (base)</p>	<p style="text-align: center;">2/3</p>

図 1.10 モータ形状の違いとトルク密度

料として電磁鋼板の積層ではなく、三次元的な形状自由度のある圧粉磁心を用い、ステータ磁極のエアギャップ対向面の軸方向幅を大きくすることにより、性能を向上させる手法である[53, 54]. 電磁鋼板の積層では無駄になっていたコイルエンドの内周側のスペースを有効活用できる手法であるが、圧粉磁心自体の磁気特性が電磁鋼板に比べて低いため小型化効果は限定される。また圧粉磁心は鉄粉を押し固めた材料であり、通常のモータで用いられる電磁鋼板と比べ強度が劣ることから、振動環境の厳しい車載用への適用は難しい。

このように扁平モータのための様々な小型化技術が提案されているが車載用モータの小型化実現のためにはまだまだ課題が多く新たな技術が必要である。

1.4.5 小型化技術とその課題 ～筒長モータの場合～

筒長モータにおいては前項にて示したように、高占積率化と巻線係数向上とを高いレベルで両立することが小型化のための課題となる。本項ではこの課題を解決するための従来技術とその課題について示す。

この課題を解決する手段の一つとして分布巻線をセグメントに分割しスロットに挿入後溶接でつなげる方法が提案されており、車載用発電機やハイブリッド車の駆動用モータの一部で実用化されている[55, 56]. これにより高占積率化と巻線係数向上との両立が実現できるが、スロットに入る導体を径方向に並べることが必要であり、それに合わせてスロット断面形状も長方形にする必要があるといった制約や、一本一本の導体をステータコアに挿入するという製造形態から製造時に巻線が自立できる程度の導体の断面積が必要といった制約があり、車載用モータにおいては出力が大きい製品に適用用途は限定される。

また他の技術として集中巻構成にて極数とスロット数の構成および巻線配置を特殊にすることによる巻線係数向上技術がある。高占積率化が容易な集中巻でありながら、巻線係数を向上できる。例えば 14 極 15 スロットや 16 極 15 スロットという構成にすると巻線係数は 0.951 となる。このようなスロットコンビネーションは構造的に機械角 180 度の周期性を持たないためアンバランス力が発生し振動や騒音の原因となる。アンバランス力が発生しない組み合わせの例としては 10 極 12 スロットや 14 極 12 スロットがありその巻線係数は 0.933 である[57, 58]. また他にも様々な組み合わせに関する研究がなされている[59, 60, 61]. しかしながらこのようなスロットコンビネーションは通常の 1 極対あたり 3 スロットをもつ集中巻に対して極数が多くなる傾向にあり、鉄損の増加[62]やロータ磁石磁束の短絡増加[63]といった課題が発生し、必ずしも巻線係数に比例した性能向上が期待できるとは限らない。

このように筒長モータのための様々な小型化技術が提案されているが車載用モータの小型化実現のためにはまだまだ課題が多く新たな技術が必要である。

1.5 研究目的

本研究では車載用永久磁石同期モータを対象とし、偏平、筒長それぞれの体格制約における小型化可能な新しいモータ技術の確立を目的とする。これにより様々な体格制約を持つ車載用モータにおいて更なる小型化を可能とし、車載補機の電動化推進、ひいては自動車分野の二酸化炭素削減に貢献することを目指す。

まず偏平モータに対してはコイルエンドを小さくするという課題に対して、ステッピングモータの考え方を応用し、巻線を環状巻線にしコイルエンドをなくすることによる小型化技術を提案する[64, 65]。

次に筒長モータに対しては高占積率化と高巻線係数化を高いレベルで両立するという課題に対して、高巻線係数を実現可能な分布巻でありながら集中巻のように展開コアが可能となる新しい磁気回路を提案する[66, 67]。

これらの提案技術により様々な形態をもつ車載用永久磁石同期モータに対応可能な小型化技術を確立する。

1.6 本論文の構成

以下に本論文の構成を示す。

第 2 章では、永久磁石同期モータの原理、種類、構造について説明する。

第 3 章では、偏平モータの小型化に効果的な新しいモータ構造を提案する。提案モータの基本原理、駆動方法について示し、解析および試作品における評価結果を示す。

第 4 章では、筒長モータの小型化に効果的な新しいモータ構造を提案する。提案モータの基本原理、駆動方法について示し、解析および試作品における評価結果を示す。

第 5 章では、本研究で得られた成果をまとめ、今後の課題について述べる。

第 2 章

永久磁石同期モータの構造と原理

2.1 はじめに

本章ではまず、モータの歴史を振り返ったのち、近年幅広く用いられ本研究のテーマとしても挙げている永久磁石同期モータ (PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor) の基本構造と回転原理について述べる。

2.2 モータの歴史

モータは電磁気作用を利用して電気エネルギーを機械エネルギーに変換する装置であり、その原理は 1831 年に Faraday によって発見された電磁誘導の法則に遡る。1834 年に Jacobi により直流モータが、1887 年に Tesla によって誘導モータが発明され、その後のエレクトロニクス技術の発達につれてモータは幅広い分野で用いられるようになった。[68, 69]

その後 1917 年の本多光太郎氏による KS 鋼の発明にはじまる永久磁石の性能向上につれて、その効率の良さから永久磁石を用いるモータが広く用いられるようになった。永久磁石の開発は 1930 年に加藤与五郎氏と武井武氏によるフェライト磁石の発明、1938 年のアメリカ GE 社によるアルニコ磁石の発明、1969 年のアメリカレイセオン社によるサマリウムコバルト磁石の発明、そして 1983 年の佐川真人氏によるネオジム磁石の発明と続き、その性能を表す最大エネルギー積は図 2.1 に示すように非常に大きな進化を遂げている。

近年は特にネオジム磁石を用いた永久磁石モータが小型化、高出力化、高効率化が可能という利点から、産業分野、家電分野、自動車分野などにおけるモータの高性能化要求の高まりに合わせて採用が増えている。[70]

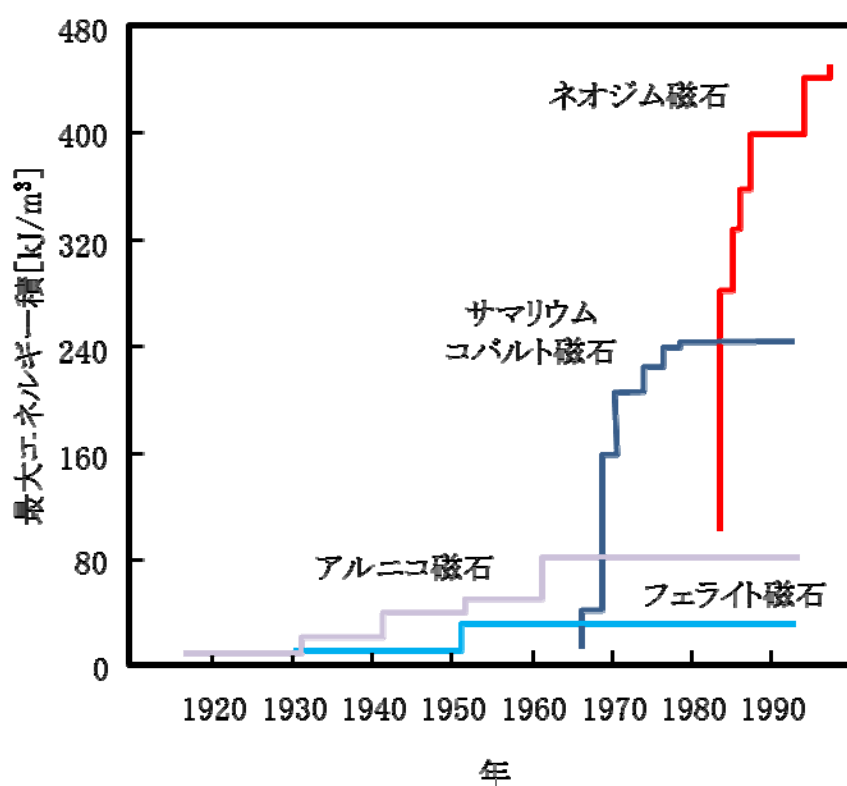


図 2.1 永久磁石の性能向上経緯

2.3 基本構造と回転原理

図 2.2 に永久磁石同期モータの基本構造を示す。ステータは磁性体で構成される磁気回路部と銅線を巻くことによって構成されるコイル部とからなり、ロータは N 極と S 極が周方向交互に並ぶ永久磁石からなる。ロータの回転方向位置を位置検出素子により検出し、その位置に応じて電流を切り替えることにより連続的なトルクを発生させるというのが基本的な回転原理である。

ステータの磁気回路部は、電磁鋼板と呼ばれる鉄に珪素を添加した薄板を同一形状に打ち抜き積層する構成が一般的である。ロータの回転によって発生する磁束の変化が磁気回路部の断面に渦電流を発生させ、それにより渦電流損と呼ばれるジュール損が発生するが、珪素の添加による電気抵抗の増大と薄板積層化による渦電流経路の電気抵抗の増大とにより渦電流損を低減することができるためである。また電磁鋼板についても、さらなる渦電流損低減を狙い珪素添加割合を増やしたり、より板厚を薄くするなどの技術開発が進められている。

磁気回路形状は、ロータと対向するエアギャップ面側については磁性体部と空隙が周方向に交互に並び、磁性体部は外周のリング状の磁性体で繋がっている。以下エアギャップ面の磁性体部をステータ磁極、空隙部をスロット、外周の磁性体部をバックヨークと呼称する。

コイル部はスロット部に配置された絶縁被膜をもつ巻線によって構成される。素材としては電気抵抗が低く、素材コストが低い銅を用いることが一般的である。巻線は U 相、V 相、W 相の三相の巻線が周方向に電気角 120 度位相ずれて配置される。巻線のターン数、線径、配置、結線方法などはモータの要求仕様や製造方法を考慮し決定される。

ロータ部は極が異なる永久磁石が周方向に交互に並ぶ構造となっている。図 2.3 に示すように磁石の位置によって、表面磁石型同期モータ (SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) と埋込磁石型同期モータ (IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) に分けられる。

SPMSM はステータ側に発生する回転磁界と永久磁石との相互作用によるマグネットトルクのみ発生する。磁気回路としてはシンプルな構成であり幅広い分野で用いられているが、磁石がロータ表面に露出しているため磁石の飛散防止や割れ欠け防止のための SUS カバーが必要であり、これにより磁氣的なエアギャップが大きくなる。部品点数が増えることとエアギャップ増加による磁気抵抗増加という問題を持っている。

IPMSM はステータ側に発生する回転磁界と永久磁石との相互作用によるマグネットトルクと、ロータ位置による磁気抵抗の違いによって発生するリラクタンストルクを発生する。磁気回路としては磁石の配置自由度が高く電磁界解析を用いて用途に合わせた様々な設計がなされている。また SPMSM のように SUS カバーを必要としないため

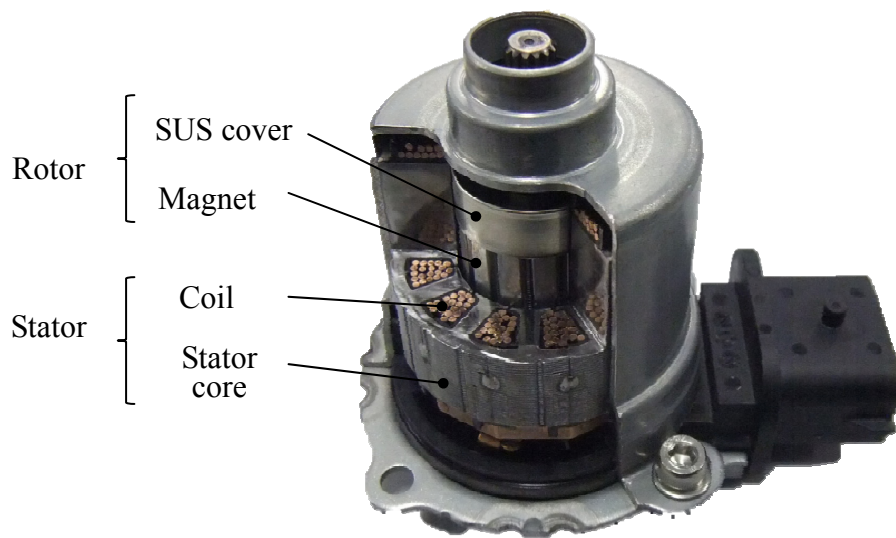


図 2.2 モータの基本構造

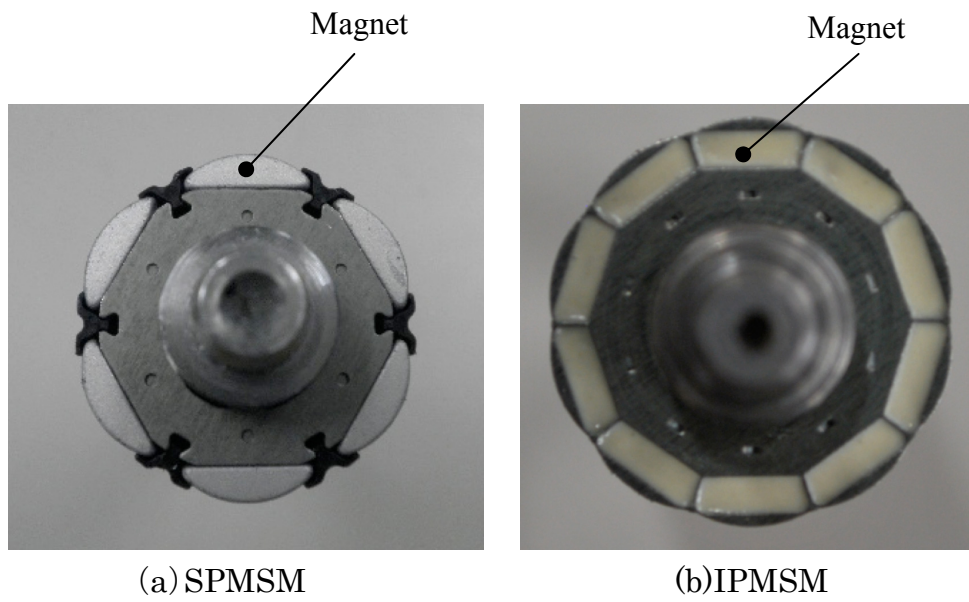


図 2.3 ロータ構造の例

磁気的なエアギャップを小さくすることができるという特徴を持つ。また界磁弱め制御による出力範囲の拡大にも適しており、普及が進んでいる[71]。しかしながら、本研究の対象である補機用モータにおいてはロータ径が比較的小さく、磁石を磁性体に埋め込むとロータ内で磁石磁束が短絡してしまう現象が顕著となること、リラクタンストルクを大きくできないことから IPMSM の適用事例は少ない。

これらに加えて、通常は回転側に周方向位置によって極が変化するセンサマグネット、固定側にセンサマグネットの磁極を検出するホールセンサ等の磁気センサが配置され、ロータの回転位置が常に検出できるようになっている。図 2.4 に示すようにこのロータの回転位置に同期して各相の通電タイミングを決定し、前記巻線に接続される三相インバータを駆動することにより、各相に所望の通電をシトルクを発生させる。

なおここではセンサマグネットと磁気センサを用いてロータの回転位置を検出する例を示したが、ロータの回転位置をセンサを用いずに電圧や電流等の情報から推定するセンサレス駆動技術も提案されている[72]。特に環境面でセンサの取付が困難なモータ用途ではそのような技術が実用化されているが、ロータの回転位置に同期して通電するという点自体は共通となっている。

2.4 まとめ

本章では、永久磁石同期モータの基本構造と回転原理を最も一般的に用いられている三相ブラシレスモータを例に示した。

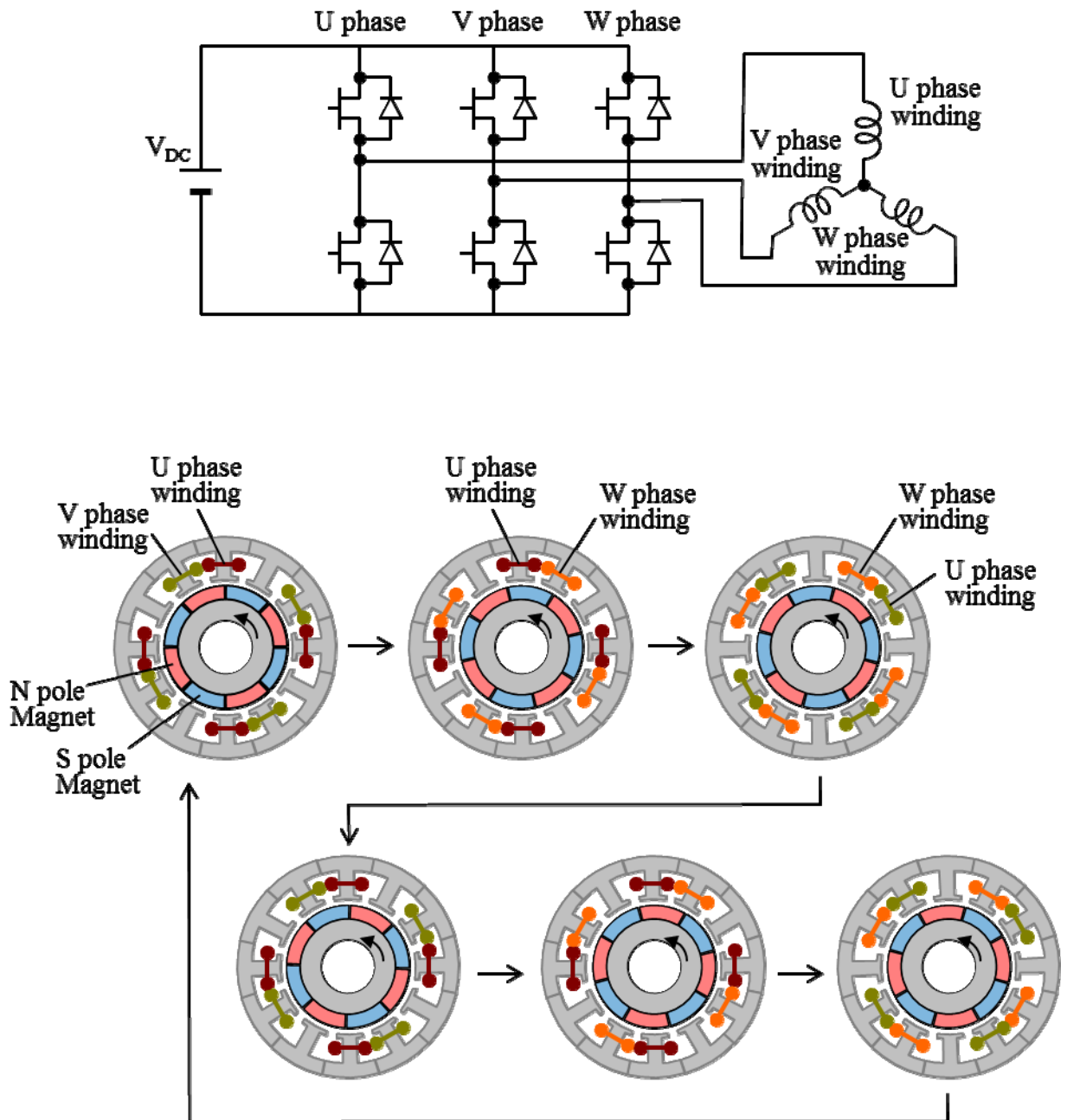


図 2.4 モータの駆動方法

第 3 章

新しい構造を持つ永久磁石同期モータの 提案 1

3.1 はじめに

第1章にて示したように、偏平モータにおいては全体体格に対するコイルエンドの寸法比率が高いため、コイルエンドをいかに短縮するかがモータ小型化のための大きな課題となる。

この課題に対して、本章では従来モータとは異なる磁路と巻線をもつ新しいモータ構造を提案する。具体的には電磁鋼板の折り曲げで構成された 3 個の三次元磁路と高占積率化が容易な 2 個の環状巻線からなるモータであり、従来モータのコイルエンドに相当する部分がないことから偏平モータにて特に小型化効果を期待できる構造である。また実際に設計、実機製作評価を行ったのでその結果について述べる。

3.2 偏平モータ小型化の課題とその解決の方向性

3.2.1 偏平モータ小型化の課題

偏平モータにおいては全体体格に対するコイルエンドの寸法比率が高いため、規定のトルク、回転数を同一効率にてモータを小型化するためには、コイルエンドを短縮することが大きな課題である。

このような問題を解決する方向性として、巻線を環状にするという考え方がある。これはステップモータで使われる技術であり[73]、図 3.1 のように環状の巻線を両側から爪状の磁極をもつステータコアで挟み込んだものを 1 セットとし、これを軸方向に 2 段に重ね、互いを周方向に電気角 90 度ずらした構造となっている。それぞれのコイルに交互にパルス状の電流をかけることにより、電気角 90 度分ずつ回転する。ロータの位置情報のフィードバックを必要とせず、構造もシンプルであり、位置決め用途で幅広

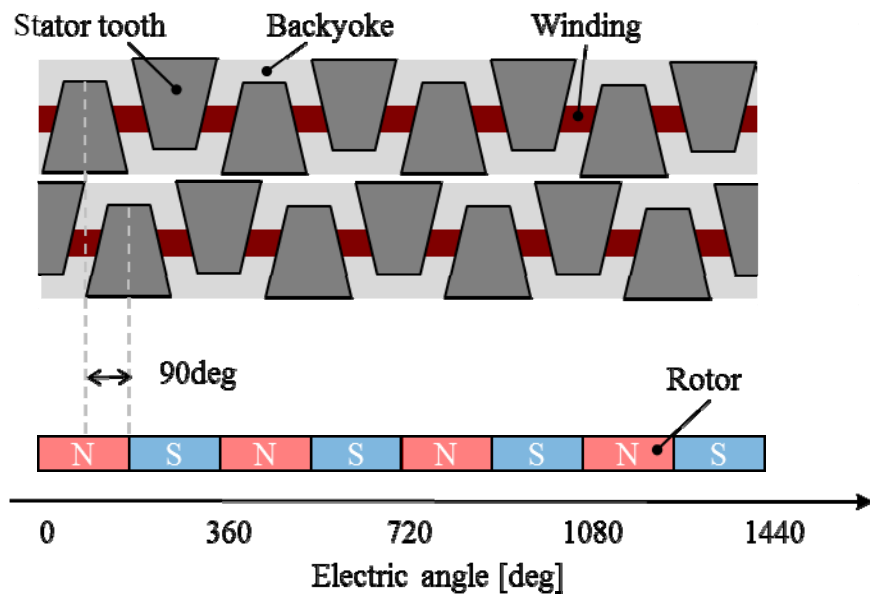


図 3.1 二相ステッピングモータ

く用いられている。

このステッピングモータの技術を応用し、図 3.2 のように環状の巻線を両側から爪状の磁極をもつステータコアで挟み込んだセットを 3 段に重ね、互いを周方向に電気角 120 度ずらした構造が提案されている[74, 75, 76]。このような構造に、ロータ回転位置に応じた三相電流を通電することにより通常の三相永久磁石同期モータとして作動する。

しかしながら環状巻線とステータコアのセットが軸方向に3段積み重なることになるため、コイルエンドをなくすることができるものの、モータを扁平にするという観点では問題が残る。そこでこの環状巻線の構造をベースに三相モータにて巻線を 3 つから 2 つに減らすことによる扁平化ができないかということを考える。

3.2.2 解決の方向性

環状巻線の構造を検討するに先立ち、まずは一般的なラジアルギャップモータと環状巻線モータとの等価性について説明する。以下、図 3.2 のような構成が三相全節巻ラジアルギャップモータと等価であることを、三相全節巻から環状巻線モータへの 4 つのステップによる変形から図式的に示す。図 3.3 から図 3.6 は、ステータの各磁極を四角形とし、エアギャップ面を円周方向に平面展開し、各磁極と巻線との位置関係を示す図である。エアギャップ面にて対向するロータは N 極磁石と S 極磁石が交互に並ぶ構成であり、説明上ロータの軸方向長さはステータ磁極に対して十分長いと仮定する。巻線の矢印は電流の向きを示している。極対数 4、ステータ磁極数 24 の三相全節巻を例に説明するが、極対数とステータ磁極数が 1:6 のモータであれば同様な考え方が成立する。

図 3.3 は通常の三相全節巻の平面展開図である。各相のステータ磁極が電気角 60 度毎に並ぶ構成となっている。これを同一相、同一巻方向の巻線に囲まれたステータ磁極毎に軸方向にずらしたのが図 3.4 である。各磁極に鎖交する磁束が、他の磁極に関係なくロータ磁石との位置関係のみで決まると仮定すれば、図 3.4 の回転方向の位置関係は図 3.3 と同一であるので、図 3.4 は図 3.3 と同等のトルクを発生させることができる。

ここで同一軸方向位置の周方向のステータ磁極と巻線との位置関係を考えると、隣接するステータ磁極の間には同一相の電流が互いに逆方向に流れていることになり、これらは電磁気的には互いにキャンセルされるため、これらのステータ磁極間の巻線は省略しても磁気回路的には等価であるといえる。これらの巻線をすべて省略すると、ステータ磁極の軸方向上下の巻線のみが残るため、これらをつなげることで、図 3.5 のように周方向に環状につながる巻線にすることができる。この時、環状巻線の巻数は図 3.4 のステータ磁極の巻線と一致する。

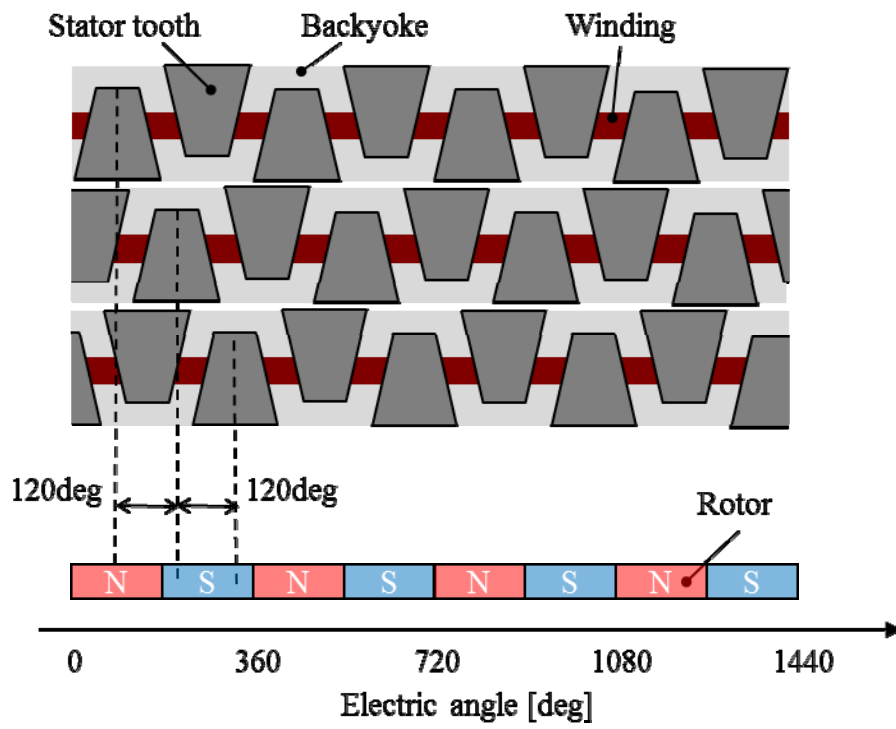


図 3.2 三相爪ティースモータ

ここで図 3.5 の最上段と最下段の環状巻線について考察する。巻線に通電することにより巻線を囲む方向に磁界が発生し、その経路の磁気抵抗によって磁束量が決まる。これらの巻線の一方側には磁路が存在するが、他方は空気となっており、これらの巻線によって発生する磁界の経路の磁気抵抗は他の巻線の経路の磁気抵抗に比べて十分大きい。したがってこれらの巻線の電磁気的な作用はほとんどなく、巻線を省略することができる。

次に相間の 10 本の巻線について考察する。これらの巻線のうち同相巻線が 2 本同一スロットに存在する 3 セット 6 本の巻線については単純に巻線を統合し一相の巻線として取り扱えば良い。残りの 2 セット 4 本の巻線については異なる二相の環状巻線が同一スロットに存在するため、巻線を統合し、合成した電流を流しても電磁気的には等価である。

ステータ磁極をこの配置にした場合には、上から 1 段目と 2 段目、3 段目と 4 段目、5 段目と 6 段目はそれぞれ電気角 180 度位相差となるため、常に逆極の磁石が対向することとなり、2 段ごとで常に磁束の出入りが均衡する。したがって 2 段目と 3 段目の間と 4 段目と 5 段目の間には磁束が流れないこととなり、この間に配置される巻線の電磁気的な作用はなく、巻線を省略することができる。

したがって図 3.5 の 12 本の巻線は、図 3.6 のように 3 本の環状巻線にすることができる。また電気角 60 度毎に 3 個隣接するステータ磁極はまとめて一つにすることができる。このように図 3.6 と図 3.3 とは電磁気的に等価であり、従来モータのように積層鋼板にてステータコアを構成することができる。その場合、巻線が簡素化される一方で、軸方向長さが図 3.3 に対して 6 倍以上必要となる。そこで、一定の効率の低下を許容し、薄型化・生産性を重視することで、電磁鋼板を折り曲げて爪形状のティースを設けたステータを採用したのが図 3.2 の構成となる。

この考え方から推定すると、同相巻線に同方向に巻かれる領域が 6 パターンあることが、環状巻線化した時に軸方向に多くの要素が存在する原因であり、これを減らすことができれば軸方向の要素を減らすことができるはずである。具体的には三相全節巻ではなくて同相巻線に同方向に巻かれる領域が 3 パターンしかない三相短節巻をベースに環状巻線化すれば良いのではないかとというのが扁平化の方向性である。

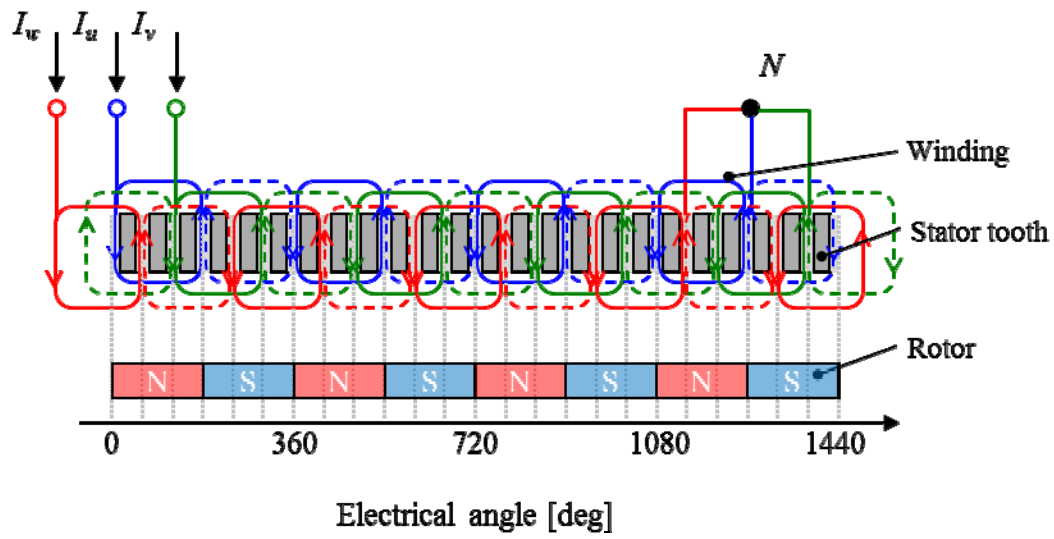


図 3.3 全節巻の平面展開図 ステップ 1/4

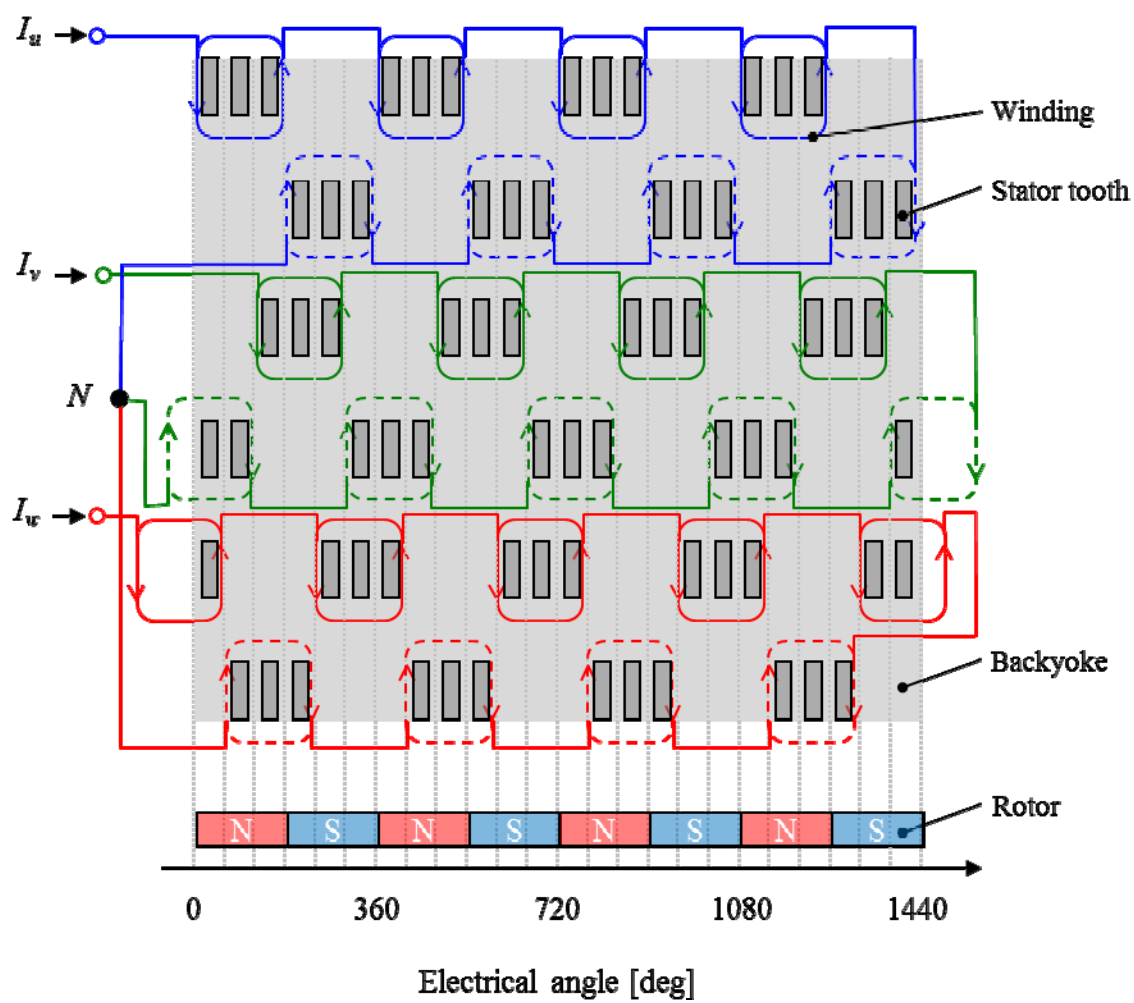


図 3.4 全節巻の平面展開図 ステップ 2/4

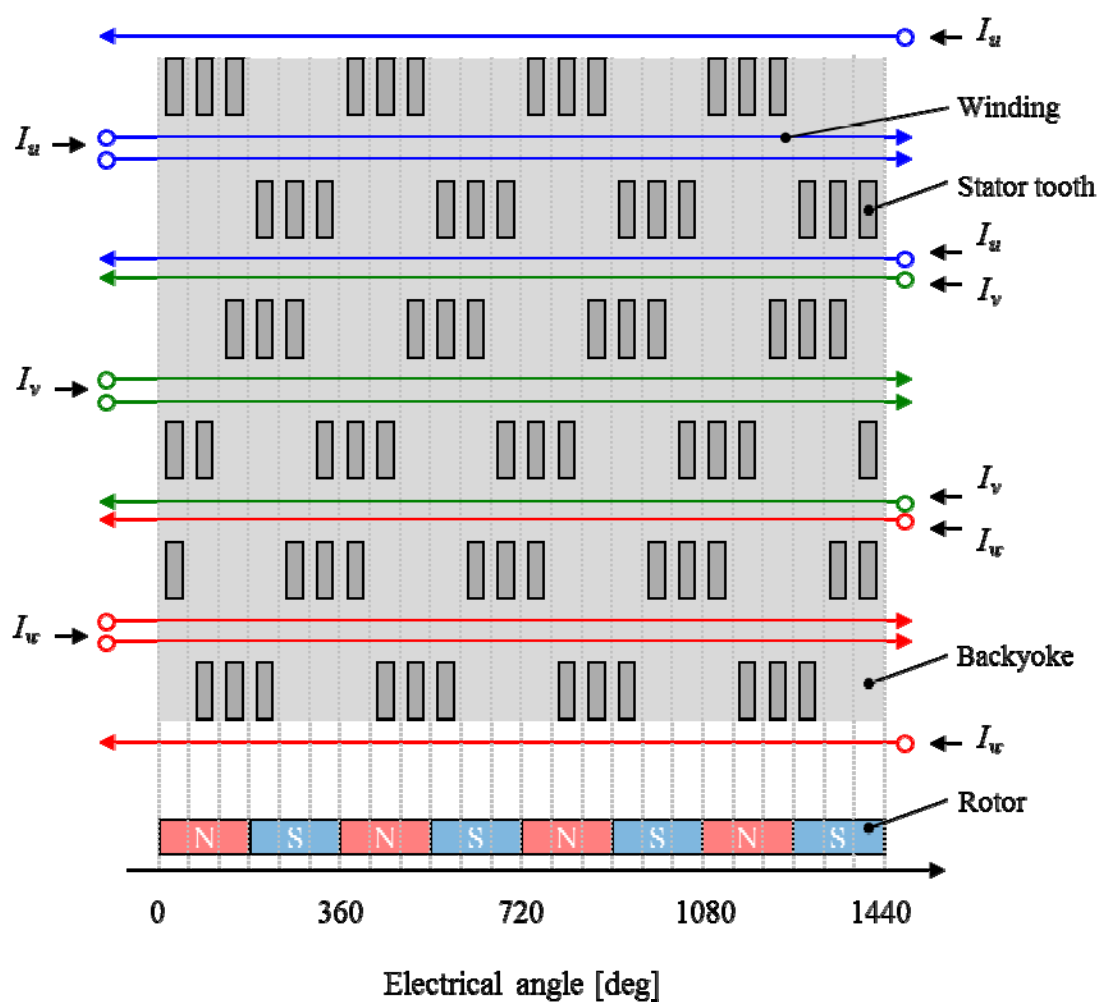


図 3.5 全節巻の平面展開図 ステップ 3/4

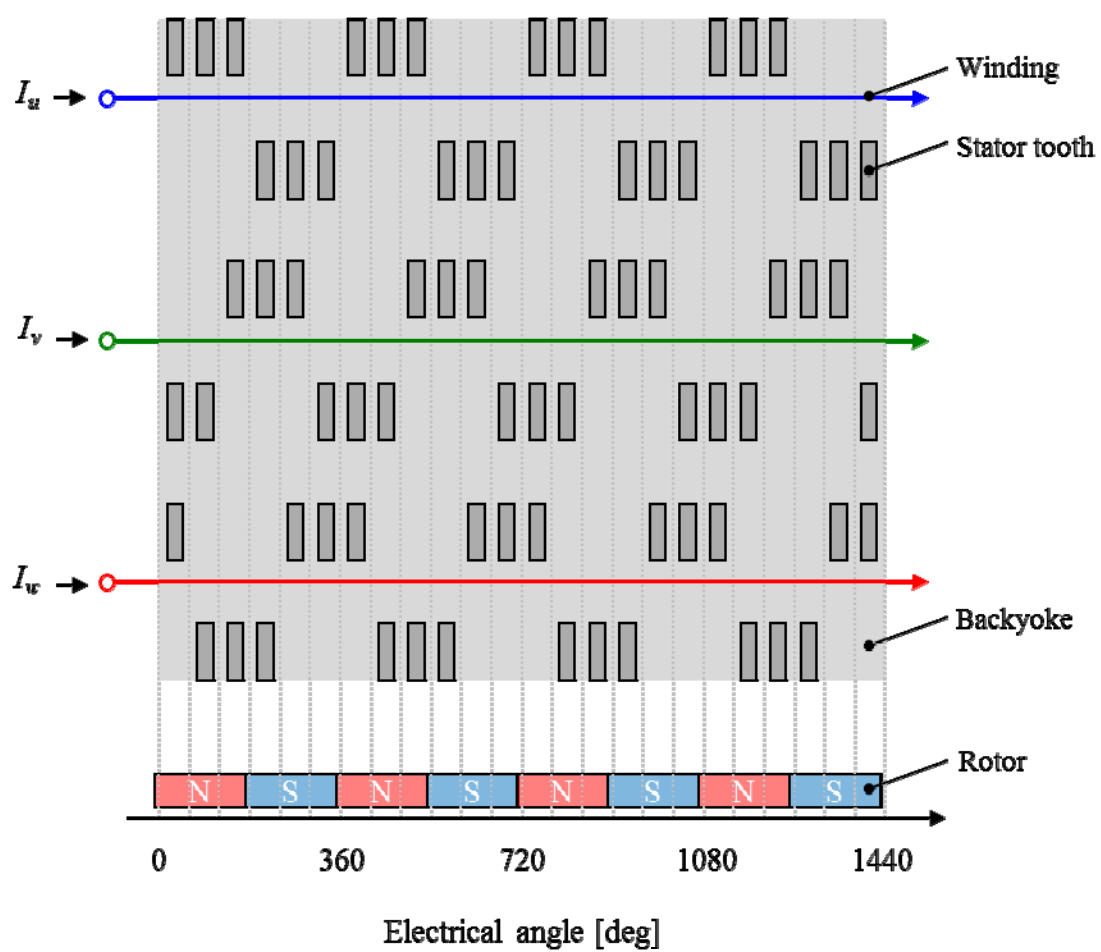


図 3.6 全節巻の平面展開図 ステップ 4/4

3.3 提案モータの構造, 原理及び特徴

3.3.1 提案モータの考え方

前節にて示した三相短節巻をベースに環状巻線化すれば巻線とステータコアの数を減らせるはずという考え方にに基づき, 三相短節巻の環状巻線化を4つのステップによる変形から図式的に示す. 図3.7から図3.10は, ステータの各磁極を四角形とし, エアギャップ面を円周方向に平面展開し, 各磁極と巻線との位置関係を示す図である. エアギャップ面にて対向するロータはN極磁石とS極磁石が交互に並ぶ構成であり, 説明上軸方向長さはステータ磁極に対して十分長いと仮定する. 巻線の矢印は電流の向きを示している. 極対数4, ステータ磁極数12の集中巻を例に説明するが, 極対数とステータ磁極数が1:3の集中巻モータであれば同様な考え方が成立する.

図3.7は通常の三相短節巻の平面展開図である. 各相のステータ磁極が電気角120度毎に並ぶ構成となっている. これを相ごとにステータ磁極を軸方向にずらしたのが図3.8である. 各磁極に鎖交する磁束が, 他の磁極に関係なくロータ磁石との位置関係のみで決まると仮定すれば, 図3.8の回転方向の位置関係は図3.7と同一であるので, 図3.8は図3.7と同等のトルクを発生させることができる.

ここで同一軸方向位置の周方向のステータ磁極と巻線との位置関係を考えると, 同一相の磁極の間には同一相の電流が逆方向に流れていることになり, これらは電磁気的には互いにキャンセルされるため, 同相のステータ磁極間の巻線は省略しても磁気回路的には等価であるといえる. 同相のステータ磁極間の巻線を全て省略すると, ステータ磁極の軸方向上下の巻線だけが残るため, これらをつなげることで, 図3.9のように周方向に環状につながる巻線にすることができる. この時, 環状巻線の巻数は図3.8のステータ磁極の巻数と一致する.

ここで図3.9の最上段と最下段の環状巻線については前節と同様な考え方により, これらの巻線の電磁気的な作用はほとんどなく, 巻線を省略することができる.

次に相間の4本の環状巻線について考察する. これらの巻線は異なる2相の環状巻線が同一スロットに存在するため, 巻線を統合し, 合成した電流を流しても電磁気的には等価である. したがって図3.9の6本の環状巻線は, 図3.10のように2本の環状巻線にすることができる. このように図3.10は図3.7と電磁気的に等価であり, 従来モータのように積層鋼板にてステータコアを構成することができる. その場合, 巻線が簡素化される一方で, 軸方向長さが図3.7に対して3倍以上必要となる. そこで, 一定の効率の低下を許容し, 薄型化・生産性を重視することで, 電磁鋼板を折り曲げて爪形状のティースを設けたステータを採用したのが図3.11の構成となる.

本構成は三相短節巻をベースとしているため巻線係数は0.866となり三相全節巻をベースとしている図3.2にて示した構成の巻線係数1よりも低い, 軸方向の段数が3

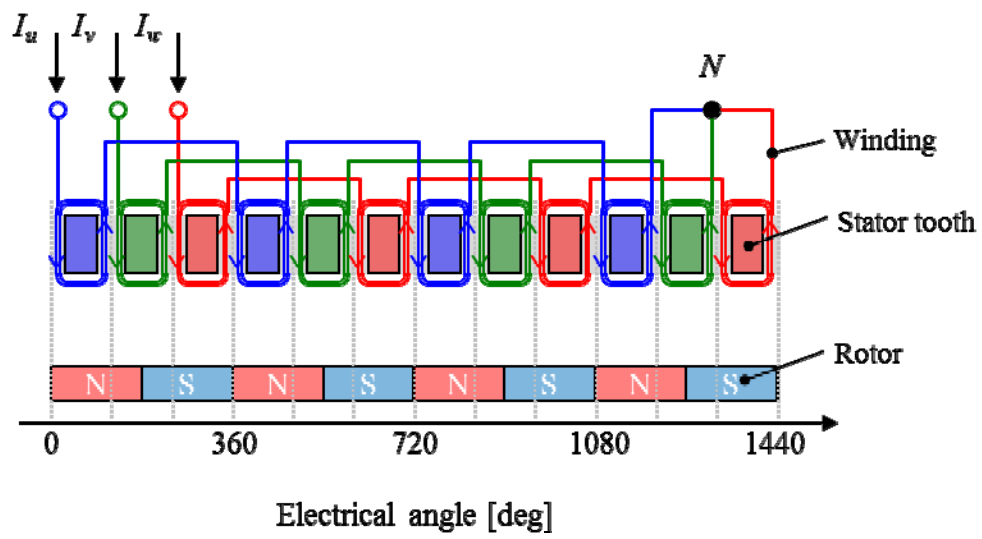


図 3.7 提案モータの平面展開による説明図 ステップ 1/4

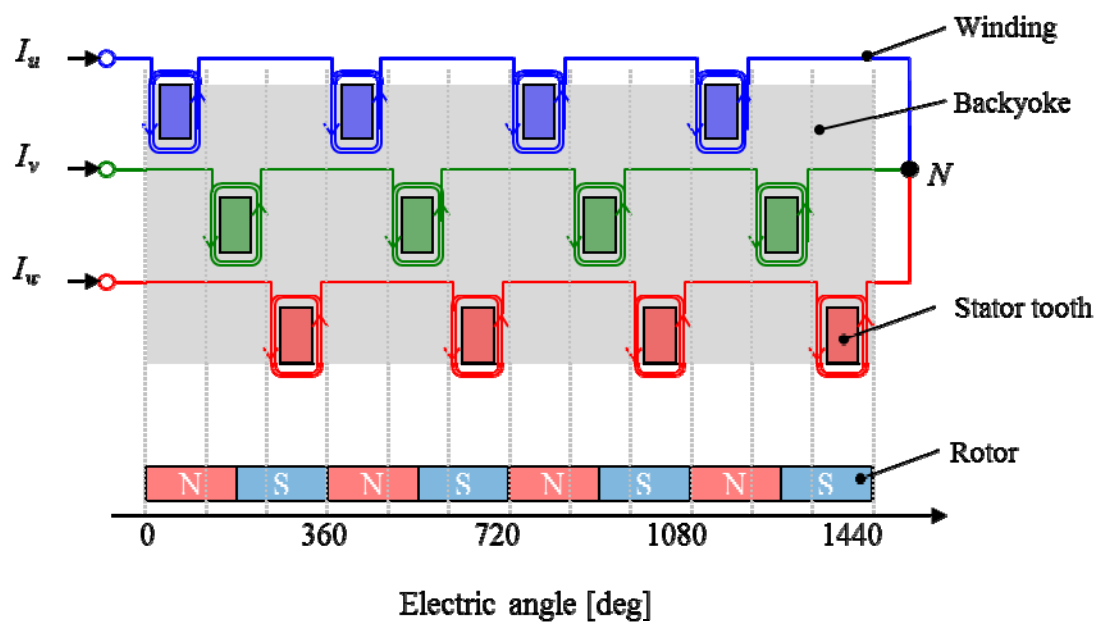


図 3.8 提案モータの平面展開による説明図 ステップ 2/4

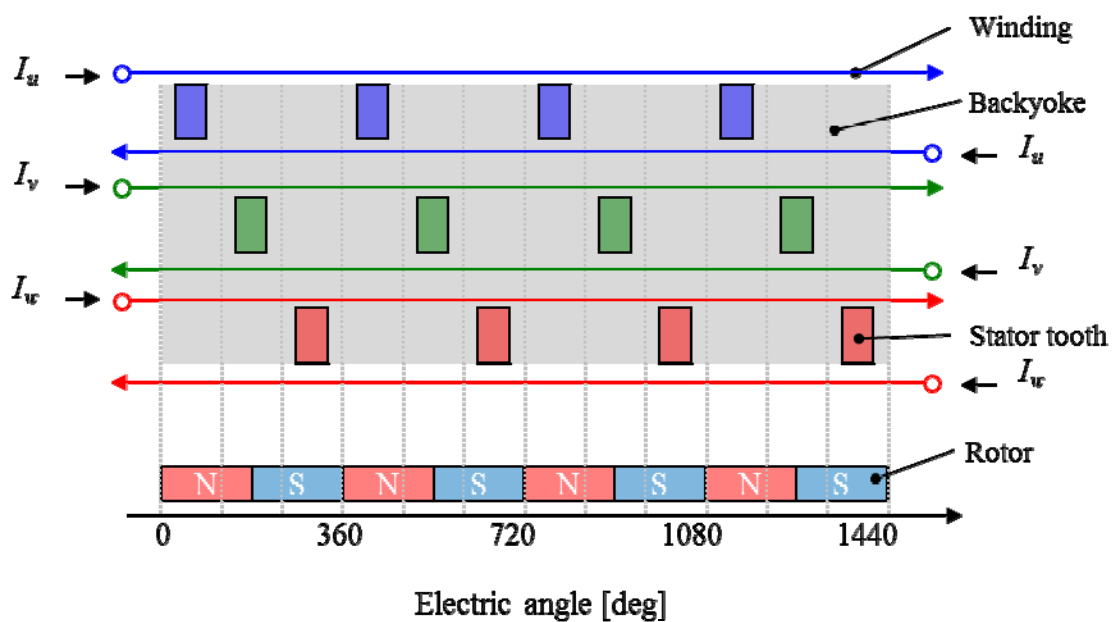


図 3.9 提案モータの平面展開による説明図 ステップ 3/4

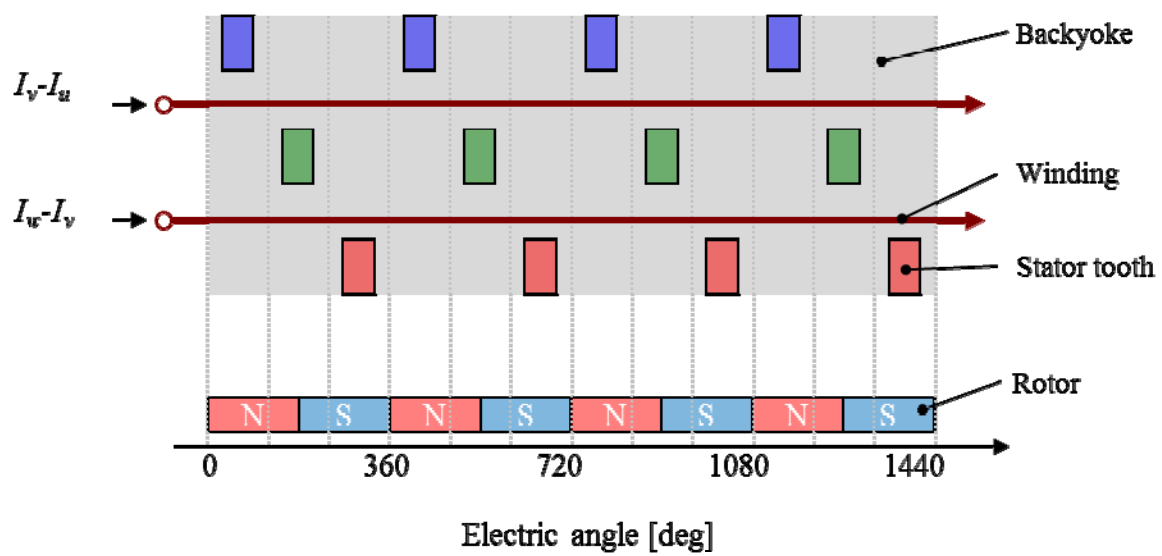


図 3.10 提案モータの平面展開による説明図 ステップ 4/4

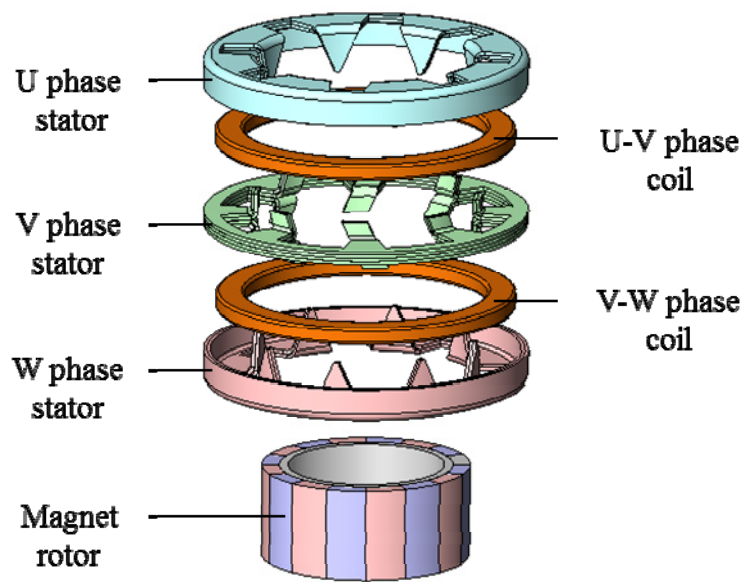


図 3.11 提案モータの基本構造

段から 2 段になることから体格は 2/3 とすることができる。巻線係数低下分だけ各段の軸方向長さを長くすることで同等のトルクを出すことを想定しても、全体体格は約 77% (2/3/0.866) まで小型化することが可能である。

次に、図 3.10 に示す簡素化された巻線構造で構成したステータを持つ本モータにおける相電流と発生トルクの関係を示す図 3.7 を利用した場合と比較しつつ示す。まず図 3.7 についてステータの各相の磁極に鎖交する磁束を ϕ_u , ϕ_v , ϕ_w 、各相のターン数 n 、ロータの角速度(電気角) ω 、ロータの回転角(電気角) θ とすると、各相の巻線に発生する誘起電圧は以下ようになる。ここで各相の磁極に鎖交する磁束とは、図 3.7 に示すステータにエアギャップ面を介して対向するロータの磁石からステータの各相の磁極表面に鎖交する磁束を指しており、ロータ側からステータ側に流れる磁束を正方向とする。ロータから発生する磁束の合計は 0 なので、ステータの各相の磁極に鎖交する磁束の合計も 0 となる。

$$V_u = n \times \frac{d\phi_u}{d\theta} \times \omega \dots\dots\dots (1)$$

$$V_v = n \times \frac{d\phi_v}{d\theta} \times \omega \dots\dots\dots (2)$$

$$V_w = n \times \frac{d\phi_w}{d\theta} \times \omega \dots\dots\dots (3)$$

モータの出力は誘起電圧と電流との積で表され、一方極対数を p とすると、トルクと角速度(機械角) ω/p との積でも表されるので、トルクは誘起電圧と電流との積を角速度(機械角)で除算することで計算できる。各相のトルク T_u , T_v , T_w 及びモータトルク T は以下のようになる。

$$T_u = V_u \times I_u / (\omega / p) = np \times \frac{d\phi_u}{d\theta} \times I_u \dots\dots\dots (4)$$

$$T_v = V_v \times I_v / (\omega / p) = np \times \frac{d\phi_v}{d\theta} \times I_v \dots\dots\dots (5)$$

$$T_w = V_w \times I_w / (\omega / p) = np \times \frac{d\phi_w}{d\theta} \times I_w \dots\dots\dots (6)$$

$$T = T_u + T_v + T_w = np \times \left(\frac{d\phi_u}{d\theta} \times I_u + \frac{d\phi_v}{d\theta} \times I_v + \frac{d\phi_w}{d\theta} \times I_w \right) \dots\dots\dots (7)$$

ここで巻線に発生する誘起電圧を各相同一振幅の正弦波と仮定すると、各相の位相差は電気角で 120 度となり、各相に誘起電圧と同位相の電流を加えることにより、トルクを最大化できる。各相の誘起電圧は振幅を V とすると式(8)~(10)、電流振幅は振幅を I とすると式(11)~(13)となる。

$$n \times \frac{d\phi_U}{d\theta} \times \omega = V \sin \theta \dots\dots\dots (8)$$

$$n \times \frac{d\phi_V}{d\theta} \times \omega = V \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \dots\dots\dots (9)$$

$$n \times \frac{d\phi_W}{d\theta} \times \omega = V \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \dots\dots\dots (10)$$

$$I_U = I \sin \theta \dots\dots\dots (11)$$

$$I_V = I \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \dots\dots\dots (12)$$

$$I_W = I \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \dots\dots\dots (13)$$

これらを式(7)に代入すると、

$$\begin{aligned} T &= \frac{pVI}{\omega} \times \left(\sin^2 \theta + \sin^2\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + \sin^2\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{3pVI}{2\omega} \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

と一定値となり、ロータ位置に依存しない一定のトルクを発生させることができる。

次に、図 3.10 に示すように、各相のステータ磁極間に一相の巻線を配置した場合のトルクについて考察する。この時、巻線に流す電流は、図 3.9 の同一箇所が存在する異なる 2 相の巻線を合成した電流である。

$$I_M = I_V - I_U \dots\dots\dots (15)$$

$$I_N = I_W - I_V \dots\dots\dots (16)$$

図 3.7 の場合と同様な計算により、巻線に発生する誘起電圧は以下のようになる。

$$V_M = -n \times \frac{d\phi_U}{d\theta} \times \omega \dots\dots\dots (17)$$

$$V_N = n \times \frac{d\phi_W}{d\theta} \times \omega \dots\dots\dots (18)$$

トルクは以下のようになる.

$$T_M = V_M \times I_M / (\omega / p) = -np \times \frac{d\phi_U}{d\theta} \times (I_V - I_U) \dots\dots\dots (19)$$

$$T_N = V_N \times I_N / (\omega / p) = np \times \frac{d\phi_W}{d\theta} \times (I_W - I_V) \dots\dots\dots (20)$$

$$T = T_N + T_M = np \times \left(\frac{d\phi_U}{d\theta} \times I_U - \left(\frac{d\phi_U}{d\theta} + \frac{d\phi_W}{d\theta} \right) \times I_V + \frac{d\phi_W}{d\theta} \times I_W \right) \dots\dots\dots (21)$$

式(21)の右辺第 2 項は U 相の誘起電圧とW相の誘起電圧の和であり, 各相の誘起電圧を電気角 120 度位相差の正弦波と仮定すれば, これはV相の誘起電圧の逆相に相当する. したがって式(21)と式(7)は同じとなり, 図 3.10 のような巻線でも図 3.9 の場合と同等な一定のトルクを発生させることができるといえる.

ここで図 3.9 の場合と図 3.10 の場合にて同等のトルクを発生させるときの銅損を比較する. 図 3.9 の場合の 1 巻線の巻線抵抗を R とすると, 図 3.10 の場合の 1 巻線の巻線抵抗はその断面積が 2 倍となるため $R/2$ となる. I_u, I_v, I_w の電流振幅を I とするとそれぞれの銅損 W_{uvw}, W_{mn} は次のようになる.

$$\begin{aligned} W_{UVW} &= R \times I^2 \times \int_0^{2\pi} \left(\sin^2 \theta + 2 \times \sin^2 \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) + \sin^2 \left(\theta - \frac{4}{3} \pi \right) \right) d\theta \\ &= 2 \times R \times I^2 \dots\dots\dots (22) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_{MN} &= \frac{R}{2} \times I^2 \times \int_0^{2\pi} \left[\left(\sin \theta - \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \right)^2 + \left(\sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) - \sin \left(\theta - \frac{4}{3} \pi \right) \right)^2 \right] d\theta \\ &= \frac{3}{2} \times R \times I^2 \dots\dots\dots (23) \end{aligned}$$

これより図 3.10 のような巻線にすることにより, 図 3.9 の場合と比べて同一トルクを出すための銅損を 75%に低減できることが分かる.

3.3.2 駆動方法

図 3.10 に示すように巻線の向きと電流を定義すると、図 3.12 に示すように、2つの巻線の巻き終わり同士を結線し、各端子に三相 120 度位相差の電流を流すことにより、所望の電圧と電流との関係を得ることができる。またこの時モータの端子から見ると通常のデルタ結線の三相モータと等価となるので、通常の三相インバータでの駆動が可能となる。ただしインバータ側からみた各端子間のインピーダンスは、巻線が 1 つの箇所と 2 つの箇所があることから一定ではない。電圧利用率という観点から言えば 2 巻線のインピーダンスにより限界性能が決まるため、インピーダンスによる電圧降下は 2 巻線分を考慮して設計する必要がある。

3.3.3 特徴

このような構成とすることにより、モータ全体としてはコイルエンドをなくすることによる小型化、少ない部品点数と巻線と磁路とを別体で製作可能とすることによる組み立ての容易化、巻線の高占積率化を実現できる。さらに 2 個の巻線を V 結線とすることにより通常の三相モータと同様に駆動することができる。

性能面では、2 巻線化による銅損の低減、コアと巻線が周方向に重ならないため、同一直径における多極化が容易であり、結果トルク密度向上が容易かつ効果的に実現可能であるといった特徴がある。

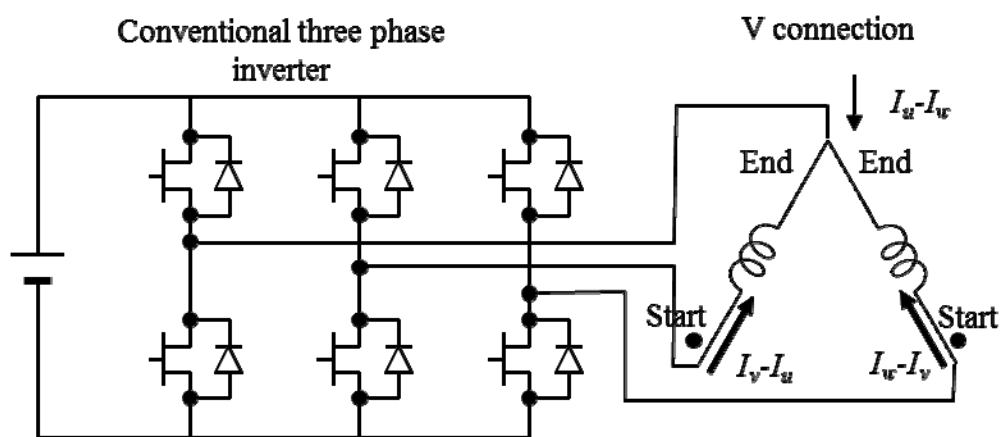


図 3.12 三相インバータと提案モータとの結線方法

3.4 詳細設計

3.4.1 磁極形状の検討

各相の磁極形状を決めるにあたり基本的な考え方を以下に示す。図 3.11 に示すように鉄板を折り曲げて磁極を構成するため、積層の場合と異なり磁極形状は自由に決定することができる。図 3.13 の薄いグレー部はロータと対向するステータ磁極表面部を、濃いグレー部はステータ磁極表面部とバックヨーク部を接続するステータ磁極根元部を示す。本図に示すように上下の相については、クローポール型ステッピングモータと同様にステータ磁極根元部の磁気飽和低減に向けた台形の同一形状を軸方向に反転させ互いに噛み合うように配置する。ただし三相モータであるため両者の回転方向位置はステッピングモータのように互いに電気角 180 度ずれた位置ではなく、電気角 120 度ずれた位置となる。中央の相は上下の相の磁極の間に互いに重ならないように上下の台形磁極と軸方向勾配を同じくする平行四辺形とし、上下相の磁極の中間に配置する。

上下の相と中央の相の形状は異なるが、前記軸方向勾配、平均周方向幅、軸方向幅を同一とすれば磁極形状と磁石の位置から決まる鎖交磁束を三相とも同一にすることができ、電磁気的には各相を等価に考えることが可能となる。

3.4.2 磁性材料の検討

電磁鋼板の折り曲げで構成するにあたっては、生産性、材料の加工性、磁気特性を両立する必要がある。特に本モータでは鉄板にて三次元磁路を形成しているため、渦電流の低減が課題となる。設計的には薄板を複数枚積層する、珪素の含有率の高い電磁鋼板を使用するといったことが望ましい。

しかしながら、積層の枚数が増えることは異なる形状の部品が増えることとなり、生産コストの増加につながる。また積層を 3 枚以上とする場合には各コアの製造ばらつきを考えると、設計的に積層コア間に隙間を設ける必要があるため、隙間の磁気抵抗が性能の低下につながる。2 枚の積層であれば接触面の寸法を基準に公差設計をすることにより積層コア間の隙間を最小化できるため、今回は 2 枚の積層とした。

また材料については、珪素の含有率が高い電磁鋼板は非常に硬く折り曲げ時に板が割れやヒビが入ってしまうことが想定される。そのため電磁鋼板グレード 50H350、50H470、50H800 相当の 0.8mm 板厚の板にて 90 度折り曲げのテストを実施し、曲げ部の割れが発生せず、かつ珪素含有率の高い 50H470 相当の電磁鋼板を選定した。

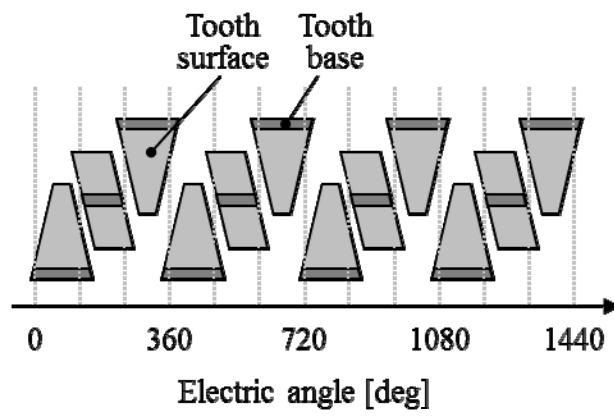


図 3.13 ステータ磁極形状

3.4.3 試作モータの設計

前述した方針に従い、表 3.1 に示す仕様のモータを設計した。極数等の通常のモータと共通のパラメータに、図 3.14 に示す爪部の高さや磁路の厚さなどのステータ磁極寸法をパラメータとして加え、正弦波電流通電時のトルクを解析し、定格トルク 0.2Nm を出力可能な形状を電磁界解析にて見出した。また定格回転数を出力可能にするために、定格トルク時の電流と巻線抵抗から決まる電圧降下と定格回転数 3000rpm における巻線の鎖交磁束によって決まる誘起電圧との和が電源電圧 12V よりも小さくなるように巻線仕様(巻線径およびターン数)を決定した。なおトルク解析には株式会社 JSOL の電磁界解析ソフト JMAG-Studio10.0 を用いた。最終設計形状を図 3.15 および表 3.2 に示す。

図 3.16 に正弦波電流通電時のトルク解析結果を示す。トルクについては定格である 0.2Nm 以上を出力可能であることが確認できた。トルク変動に関しては通常の三相モータでは各相の磁極形状が同一であるため、電磁気的な周期性から電気角 6 次のトルク変動を生じやすい。しかし提案モータは各相の磁極は形状的には等価であるものの、実際には軸方向磁極位置の違い、隣接磁極との相対位置関係の違いから、三相は完全に等価ではない。そのため電磁気的な周期性が 180 度となり通常の三相モータでは発生しない電気角 2 次のトルク変動が発生する。トルク変動幅と平均トルクの比率であるトルクリップル率は定格トルク近傍にて 22.4%と比較的大きな値となっている。

車載用モータにおいては用途に応じて要求されるトルクリップル率が異なり、例えば EPS のようにトルク変動がダイレクトにステアリングに伝わってしまう用途ではトルクリップルを微小にする必要がある一方、例えばポンプのようにモータのトルク変動よりも他の部分の変動が大きい用途ではモータへのトルクリップルへの要求は厳しくない。今回の設計ではトルクリップル低減を狙った設計となっていないため比較的大きなトルクリップル率となっているが、後者のような用途には適用可能である。前者のような用途に用いる場合には、トルクリップル率を低減すべく図 3.14 に示すようなステータ磁極寸法を検討する必要がある。

図 3.17 に無通電時の特性の指標として用いられる線間誘起電圧(1000rpm)の波形を示す。図 3.12 に示す結線をしているため、 V_{u-v} 、 V_{v-w} は各巻線の電圧、 V_{w-u} は 2 巻線間の電圧となる。三相が完全に等価であればこれらは互いに電気角 120 度位相差の同一波形となるはずであるが、上記に示す三相アンバランスにより互いの位相差が電気角 120 度からずれており、また V_{w-u} の振幅が V_{u-v} 、 V_{v-w} と比べて大きくなっている。

表 3.1 試作モータ仕様

phase number	3
DC input voltage	12V
rated output	62.8W
rated torque	0.2Nm
rated rotational speed	3000rpm
stator outer diameter	75mm
stator outer axial length	18.5mm

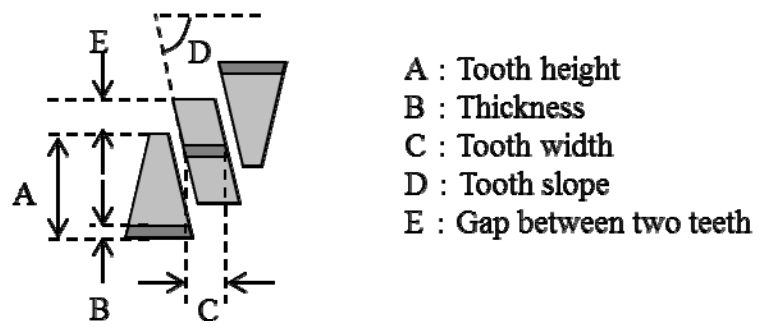


図 3.14 スター磁極寸法パラメータ

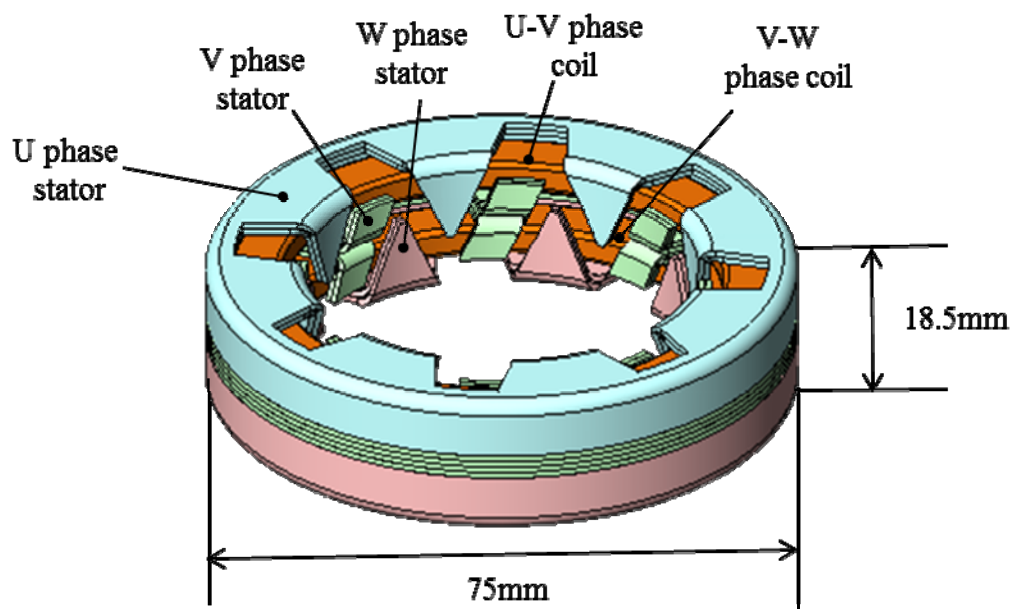


図 3.15 最終設計形状

表 3.2 その他ステータ磁極形状の寸法

Tooth height	12mm
Thickness	1.6mm
Tooth width	6mm
Tooth slope	65deg
Gap between two tooth	2mm

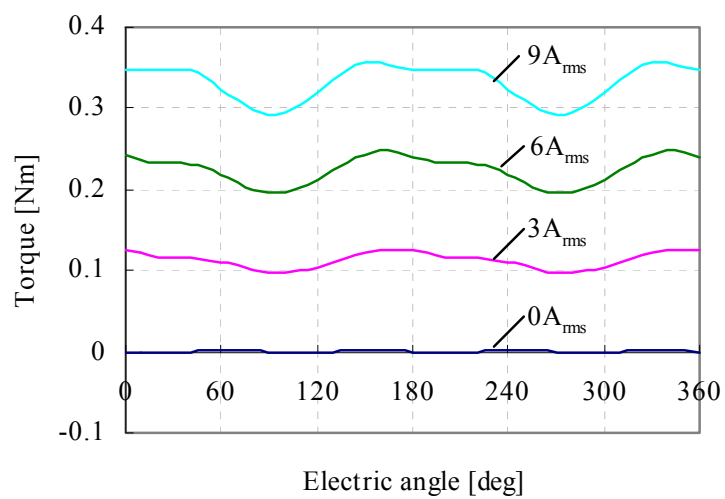


図 3.16 トルク解析結果

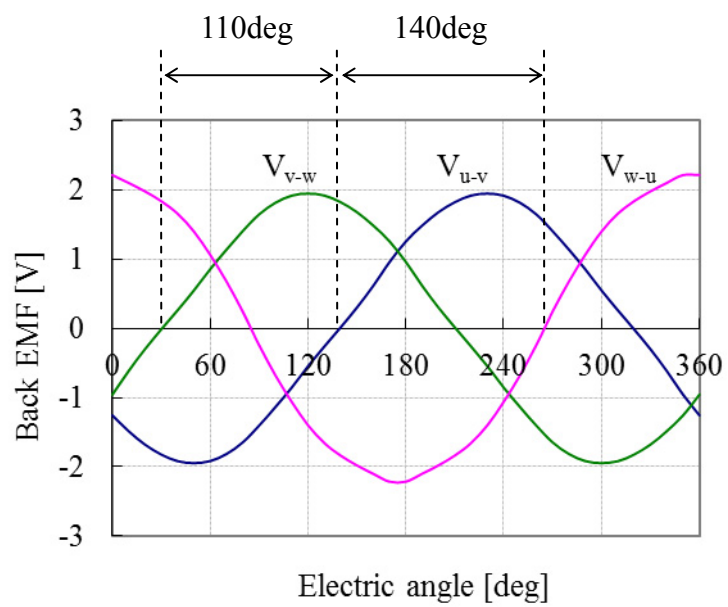


図 3.17 線間誘起電圧波形(1000rpm)

3.5 実機検証

3.5.1 試作モータの構造

図 3.18 に試作モータのステータ外観を示す。各相のコア間にボビンに巻かれた環状巻線が配置されている。整列巻を採用することにより占積率 65% (皮膜込みの巻線断面積 / ボビンを除くスロット断面積) を実現した。ロータは 16 極の SPM ロータとした。

3.5.2 測定結果

図 3.19 にモータ特性の測定環境について示す。試作モータのロータ軸にロータ回転位置を検出するエンコーダを取り付け、ロータ回転位置に応じてインバータから各相に電流を供給、そのときのトルクをトルク測定システムにて測定する。インバータは Myway プラス株式会社の 3R006 を、トルク測定システムは株式会社小野測器の MT シリーズ検出器および TS-7700 トルクステーションを使用した。

図 3.20 に各相に正弦波電流を通電した時のトルク波形を、図 3.21 に 1000rpm 時における誘起電圧の波形を示す。平均値、波形ともに解析の結果と傾向は概ね合致しており、解析通りに目標出力が出せることを実機にて確認した。また図 3.22 に電圧 12V における出力および効率特性の結果を示す。目標の出力 0.2Nm3000rpm が出力可能であること、最大効率は 74.8% であることを確認した。なおここで効率はモータ出力 (トルクと回転数の積) をモータ入力で割った値とする。74.8% という効率は、1.3 節で述べたように補機用モータとしては標準的な値である。

3.5.3 従来技術との差異

本モータの小型化ポテンシャルを確認するために、同一効率となる従来モータとの体格比較を実施した。トルク、効率、ステータ外径、ロータ外径を固定した時のコイルエンド込みの体格を比較したところ、表 3.3 のようになり一例ではあるが同一効率にて 15% 程度の小型化を実現できることを確認した。占積率の向上とコイルエンドがないことが体格低減に寄与している。また巻線数は 12 個から 2 個に大幅に低減しており、製造時の巻線、結線といった工程の簡略化が期待できる。

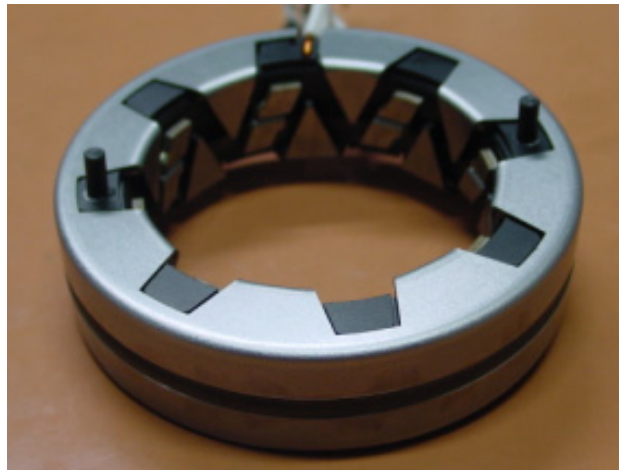


図 3.18 試作モータのステータ外観

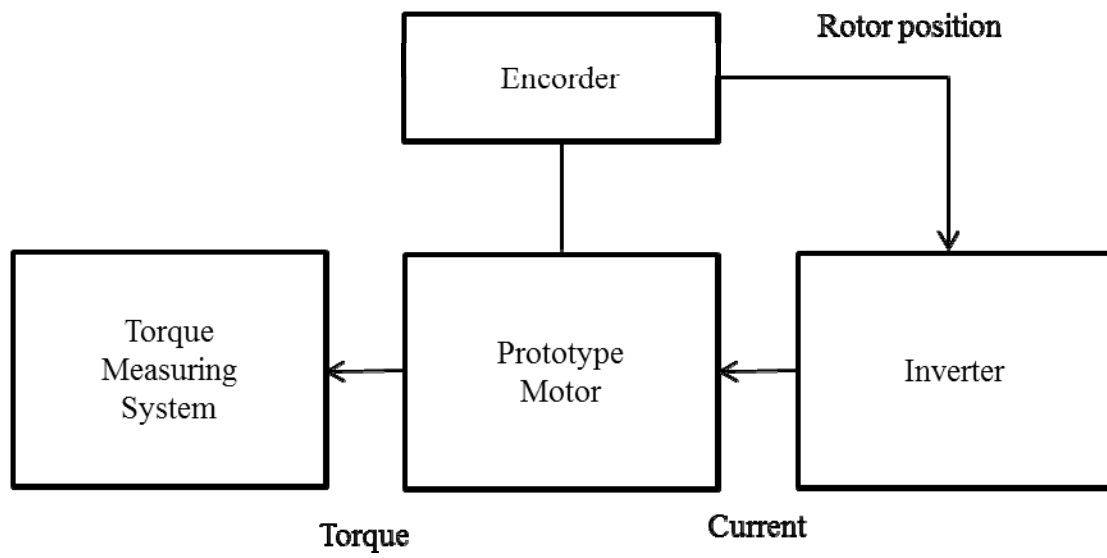


图 3.19 測定環境

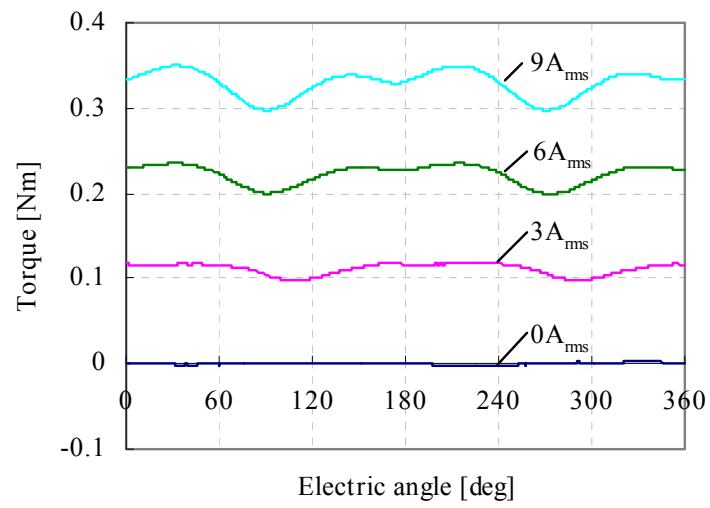


図 3.20 トルク波形測定結果

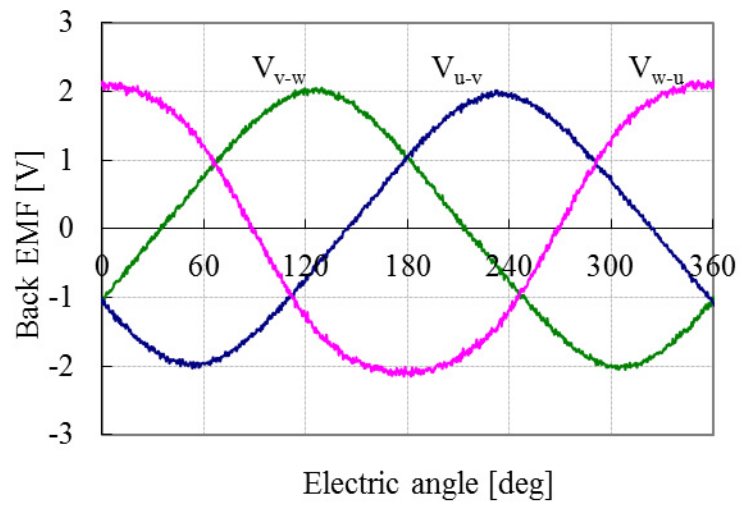


図 3.21 線間誘起電圧波形測定結果(1000rpm)

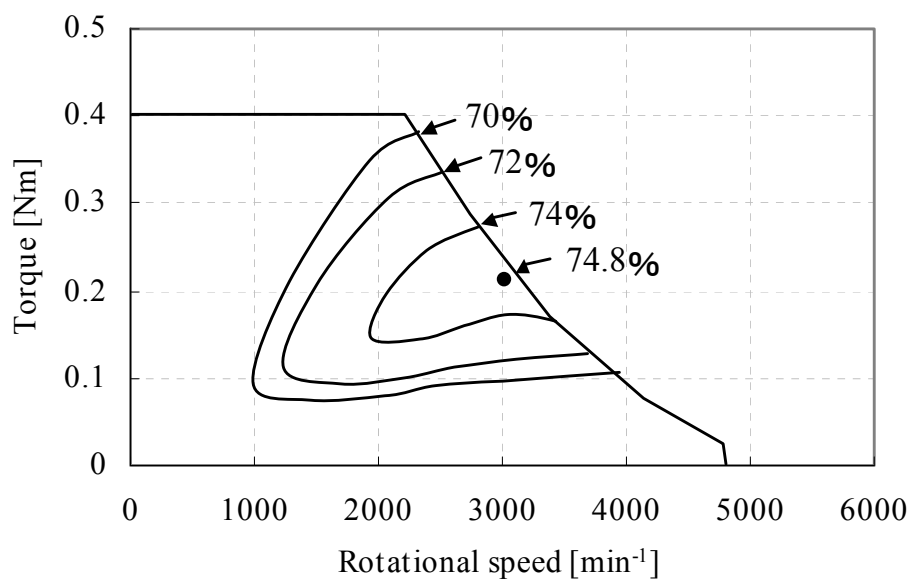

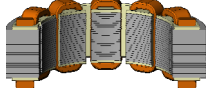


図 3.22 効率測定結果

表 3.3 従来モータとの比較

	Proposed motor	Conventional motor
Overview		
Volume [mm ³]	84311	98582
Rotor diameter [mm]	48	48
Rotor axial length [mm]	21.5	18.4
Stator diameter [mm]	75	75
Stator axila length [mm]	18.5	26.6
Number of poles	16	8
Slot fill factor	65%	48%

3.6 まとめ

3個の三次元磁路と2個の環状巻線からなる新しいモータを提案し、電磁界解析および試作モータにて連続的にトルクが発生することを確認した。

提案したモータはその特徴として、コイルエンドをなくすることによる小型化、巻線とコアとを別体で制作することが可能で簡素な環状巻線、三相モータでありながら2つの巻線で構成、かつ通常の三相インバータによって駆動が可能である点が挙げられる。更に本章では、その設計例を示し、実際に設計、製作評価を行った。その結果、占積率65%、最大効率で74.8%を達成した。

第4章

新しい構造を持つ永久磁石同期モータの提案2

4.1 はじめに

第1章にて示したように、筒長モータにおいては全体体格に対するコアの寸法比率が高いため、ロータの磁石磁束の利用率、すなわち巻線係数の向上と、巻線の占積率の向上とを両立することが大きな課題となる。

この課題に対して、本章では従来モータと異なる磁路と巻線をもつ新しいモータ構造を提案する。具体的には帯状に展開したステータコアに多導体の分布巻の巻線を巻き、丸めるという製造方法と、それを巻線の分割なしに実現するための新しいステータ磁極及び巻線配置である。また実際に設計、実機製作評価を行った結果について述べる。

4.2 筒長モータ小型化の課題とその解決の方向性

4.2.1 筒長モータ小型化の課題

筒長モータにおいては全体体格に対するコイルエンドの寸法比率が低く、コアの寸法比率が高いため、前章のようにコイルエンド短縮による小型化効果は少なく、コア側の性能向上が小型化のための課題となる。具体的には巻線係数の向上と、巻線の占積率の向上とを両立することといえる。

巻線係数を向上させるには、磁石のピッチに対する各相巻線のピッチをなるべく大きくし180度に近づけることが望ましい。図4.1に示すような通常の三相短節巻においては、1つのロータ磁石極あたり三相の巻線が互いに周方向に重ならないように配置されるため巻線ピッチは電気角120度となり、この時の巻線係数は0.866となる。これを例えば巻線ピッチを180度に広げることを考える。三相の位相関係を維持したまま

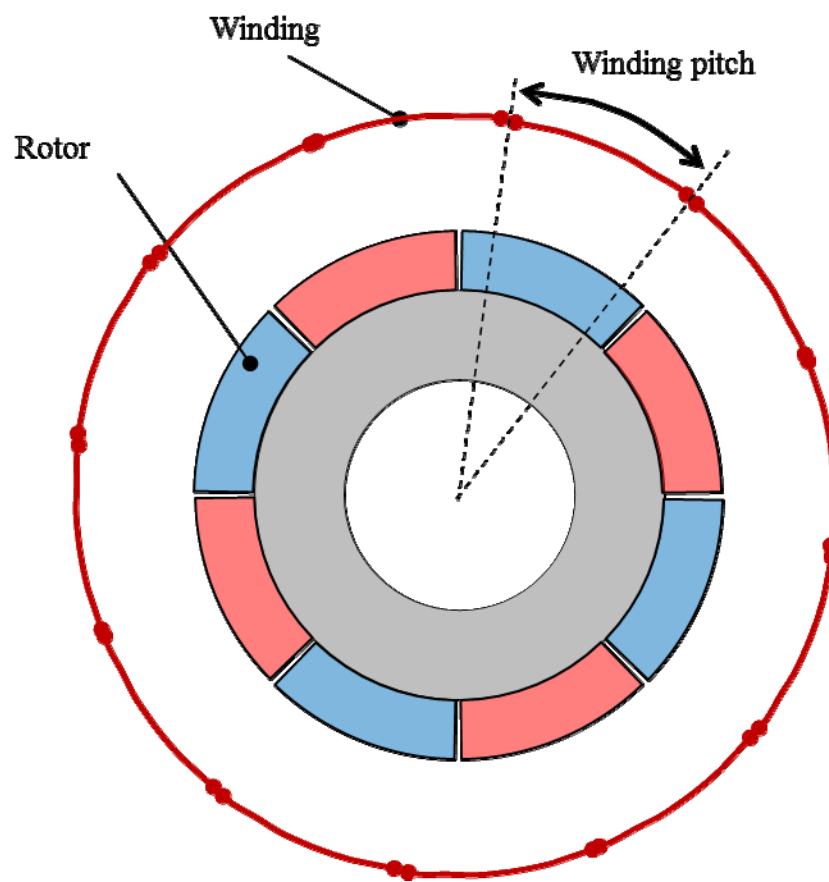


図 4.1 120 度巻線ピッチの場合の巻線配置

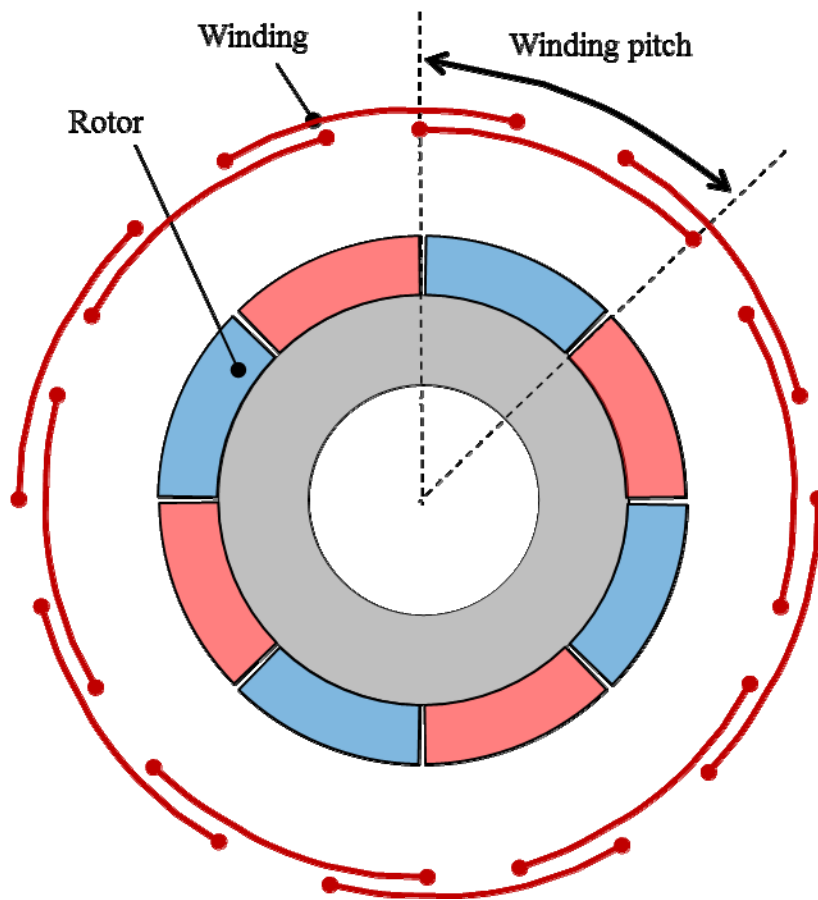


図 4.2 180 度巻線ピッチの場合の巻線配置

巻線ピッチを広げるため巻線の中心位置を維持したまま拡大すると図 4.2 のようになる。このような巻線配置を実現できれば巻線係数を1にすることが出来るが、すべての巻線が互いに周方向に重なる構成となっており、図 4.1 に対して巻線を高占積率にて巻くことの難易度が高い。

このように高巻線係数と高占積率との両立を実現できないことが筒長モータの小型化の課題となっている。

4.2.2 従来技術とその問題点

このような問題を解決する方向性として、ステータコアを帯状に平面展開した状態で巻線を巻くという考え方がある。車載用発電機の事例において、帯状に平面展開したコアに絶縁紙を介して帯状に整形した連続巻コイルを挿入した後に丸めるという技術が提案されている[77]。

コアを平面展開することによりスロットの巻線挿入口を広くすることでできるので、高占積率の巻線をスロットに挿入することが可能となる。また挿入する巻線を互いに周方向に重なるような広い巻線ピッチにしても、あらかじめ巻線の重なりを考慮した成形巻線にしておけばスロットへの巻線挿入も容易となり、高巻線係数と高占積率とを両立することができる。

しかしながら平面展開するため、展開した巻線の両端に配置される巻線を丸めた後に接続する作業が必要となる。導体数が少ない場合はこれらをすべて溶接するということも可能であるが、本研究で取り扱う補機用モータにおいては導体数が多くなる場合もあり、そのような条件においては溶接作業が困難となる。また溶接するためには図 4.3 に示すように巻線の一部を軸方向に突出させる必要があり、これが軸方向体格の増大に繋がるという課題もある。

4.2.3 解決の方向性

このように広い巻線ピッチのモータのステータコアを平面展開することの問題点は平面展開したときの両端の巻線の接続にある。これは図 4.2 にて示したようにすべての巻線が互いに周方向に重なる構成となっているため、どこで分割しても巻線接続が必要となるためである。

そこでこの問題を解決する方向性として部分的に巻線が周方向に重ならない箇所を作り、広い巻線ピッチのモータのステータコアを巻線分割することなく平面展開可能にするということを考える。

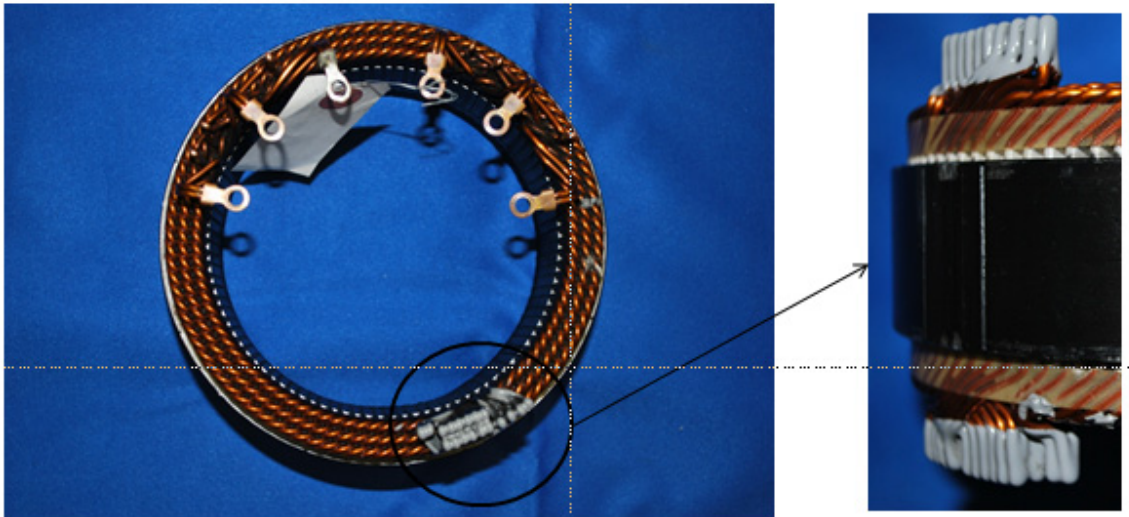


図 4.3 分布巻丸めコアモータと巻線結線部

4.3 原理, 特徴

4.3.1 基本構造

図 4.4 に提案モータのステータの基本構造を示す. スロット間をつなぐ線は巻線を示しており, 線色の違いは相を示している. 本図は 8 極のモータの例である. 図 4.4 上のように帯状に展開したステータコアに複数のステータ磁極を囲むように巻線を巻き, それを丸めて端部を溶接することにより図 4.4 下のようなステータを構成する. ステータ磁極は不等幅, 不等ピッチとなっており, 巻線は隣接する巻線が径方向に重なる箇所と重ならない箇所が存在する. 巻線が径方向に重ならない箇所のうちのひとつを帯状に展開したステータコアの端部に配置することにより, 巻線を分割することなく巻くことが可能としている.

このような構成とすることにより, 巻線のピッチが電気角 120 度よりも大きくなり, 巻線係数を向上させることが可能となる. また帯状に展開した状態のステータコアに巻線を巻くことにより高占積率, コイルエンド短縮の実現が容易となる. また展開したステータコア端部にて巻線を分割する必要がないため, 導体数が多くても巻線を巻くことが容易となる.

4.3.2 巻線係数向上の考え方

まず提案モータのステータ磁極の幅, ピッチの考え方を, 全節巻と比較しながら示す. 図 4.5(a) は全節巻の巻線配置の一部である. 巻線は周方向に重なる箇所を中心に 2 相分を示している. 一つのステータ磁極ピッチは電気角 60 度であり, それぞれの巻線は 3 つのステータ磁極を囲むように巻かれているので電気角 180 度ピッチとなる. またそれぞれの相の位相は電気角 120 度ずれており, 図示されないもう一相と合わせて三相モータを構成している. この場合, 全ての巻線が互いに周方向に重なっているため, 帯状に展開したステータコアに巻線を巻くには端部の巻線を分割する必要がある. 導体数が少ない場合は, 端部にて分割された巻線をステータコアを丸めた後に溶接等で接続することも可能であるが, 導体数が多く高密度に巻く場合にそのような方法を適用するのは難しい.

この問題を解決するために, 部分的に巻線を短節化することにより巻線の周方向への重なりをなくし, その短節部を展開したステータコアの端部に配置することで, 端部における巻線の分割を回避することを考える.

図 4.5(b) はステータ磁極形状をそのままに隣接する 2 相の巻線を互いに周方向に重ならないように短節化した状態を示している. この場合それぞれの巻線は 2 つのステータ磁極を囲むように巻かれるので磁極ピッチは電気角 120 度, またそれぞれの巻線

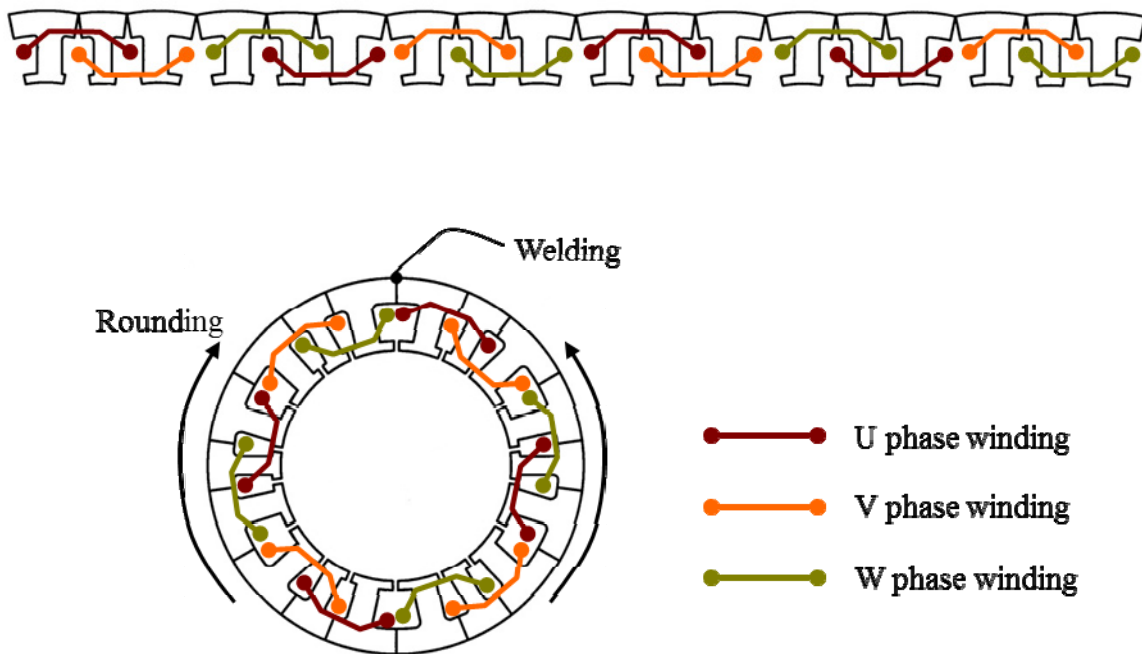


图 4.4 基本構造

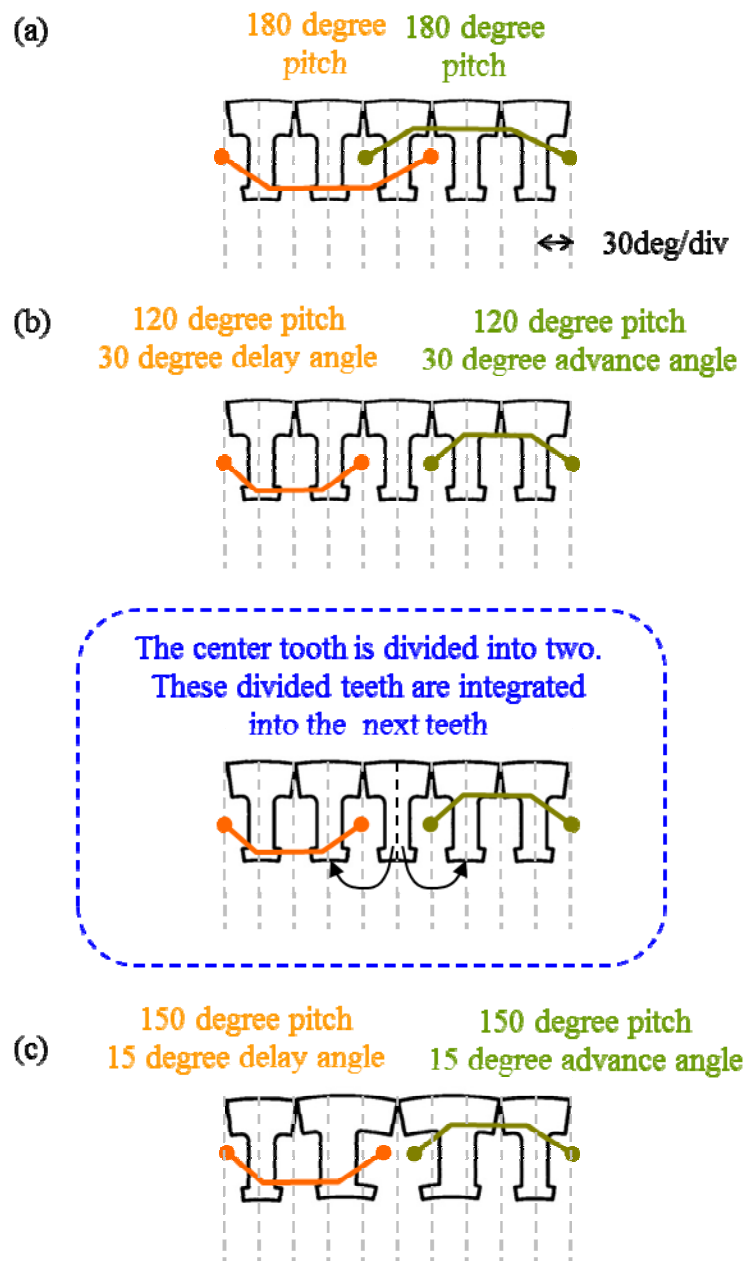


図 4.5 巻線係数向上の考え方

の位相が図 4.5(a)に対して電気角 30 度進遅角することになるため、この巻線のみに着目した部分的な巻線係数は、巻線ピッチから決まる短節係数が 0.866、位相から決まる分布係数は 0.866 となり、巻線係数はその積である 0.750 となる。これにより巻線の周方向への重なりをなくすることができるが、中央のステータ磁極に流れる磁束はどの巻線にも鎖交しないため、その分の性能低下が 0.750 という巻線係数に表れているといえる。

そこで図 4.5(c)に示すように、図 4.5(b)で巻線を巻かれない中央のステータ磁極を 2 分割し隣接する左右のステータ磁極に統合するようにステータ磁極形状を変更することを考える。中央のステータ磁極のピッチ電気角 60 度のうちの 30 度分を隣接する左右のステータ磁極に分配することとなるため、これにより磁極ピッチは電気角 150 度になり、巻線の位相は電気角 15 度の進遅角となる。この巻線のみに着目した部分的な巻線係数は、短節係数は 0.966、分布係数は 0.966、巻線係数は 0.933 となる。中央のスロットには異なる 2 つの巻線が入り互いに径方向に重ならないように巻くことが可能であるので、高い巻線係数を確保しながら、巻線の分割を回避することができる。

4.3.3 巻線配置の考え方

次に短節部の配置について説明する。図 4.5 にて示した短節化は 2 相の巻線になされ、それぞれの巻線が進角側、遅角側にずれるため、短節箇所を 1 箇所とすると三相の誘起電圧が 120 度位相差にならない。三相バランスを確保するためには各相が少なくとも 1 組の進角側にずれた巻線と遅角側にずれた巻線をもつ必要があり、そのためには図 4.5(c)に示す短節箇所を 3 箇所、その相の組み合わせが互いに異なるようにすればよい。図 4.6 に 8 極の例を示す。8 極 24 スロットの場合において機械角 0 度位置、120 度位置、240 度位置の巻線およびステータ磁極を図 4.5(c)の考え方に従い変形する。0 度位置の変形により U 相巻線が進角側に、W 相巻線が遅角側にずれ、120 度位置の変形により V 相巻線が進角側に、U 相巻線が遅角側にずれ、240 度位置の変形により W 相巻線が進角側に、V 相巻線が遅角側にずれ 8 極 21 スロットとなることがわかる。各相が進角側、遅角側にずれた巻線を 1 つずつ持つこととなり、これらの合成によって発生する誘起電圧における基本波の位相は 8 極 24 スロットと同じである。また誘起電圧の振幅は巻線係数 1 となる電気角 180 度ピッチの巻線が 2 つと、電気角 150 度ピッチ進角 15 度、電気角 150 度ピッチ遅角 15 度の巻線が一つずつとなるため、これらをベクトル的に合成すると 0.966 となる。これが本モータの巻線係数に相当する。

しかしながら短節箇所を 3 箇所とすると三相のバランスは確保できるものの、ステータ形状および巻線配置の周方向の周期性は機械角 360 度となるため、トルク発生時のロータとステータとの間のラジアル力にアンバランスが発生し、振動や騒音が増大するこ

とが懸念される[78, 79]. そこで上記三相バランスに加え, ラジアル力をバランスさせるために, 短節箇所を 6 箇所とし, 同一相の組み合わせとなる短節箇所を機械角で 180 度の位置に配置することを考える.

図 4.6 で示したステータに対して短節箇所を追加した結果を図 4.7 に示す. 図 4.6 の 8 極 21 スロットの形状からさらに機械角 60 度, 180 度, 300 度の位置を図 4.5(c)の考え方に従い変形する. 60 度位置の巻線組み合わせは 240 度位置の巻線組み合わせと同一であり, これらは 180 度対向位置にあるのでラジアル力をバランスさせることが出来る. 同様に 180 度位置の巻線組み合わせと 0 度位置の巻線組み合わせ, 300 度位置の巻線組み合わせと 120 度位置の巻線組み合わせとが同一であるので, この配置によりラジアル力バランスを確保できる. この時の各相の巻線は電気角 150 度ピッチ進角 15 度, 電気角 150 度ピッチ遅角 15 度の巻線が 2 つずつとなり, これらをベクトルの的に合成すると 0.933 となる. これが本モータの巻線係数に相当する.

4.3.4 設計の考え方

次に提案モータの設計の考え方について示す. モータの三相バランスとラジアル力バランスを確保するためには進角巻線と遅角巻線が最低限 2 セット必要であり, 1 つの巻線に 1 つの極対が対応するため, 提案モータの最小極数は 8 となる. 多極化する場合は, 8 極に対応する進角巻線と遅角巻線の 2 セットに全節巻線を追加することとなるが, 三相分の全節巻線を追加するには 4 極が必要となるため, 極対数は 4, 6, 8... という 8 極以上の 4 の倍数の極数となる. またスロット数は全節集中巻のスロット数に対して 6 箇所の磁極の統合により 6 スロット少ない数となる.

図 4.8 にスロット, ステータ磁極の詳細形状の考え方を示す. 2 相の巻線が入る 6 つのスロットは, 巻線スペース利用率を最大化するために他のスロットの 2 倍の面積となるように決定する. スロット形状に関しても他のスロット形状を周方向に反転して並べた形状に近いことが望ましい. この 2 相の巻線が入るスロットの周方向両側に太いステータ磁極が配置されるが, このステータ磁極の周方向幅は図 4.5 に示す考え方より 1.5 倍となる. ただしここで示した数値は目安であり, 実際には磁気飽和を考慮した詳細設計や製作上の都合を考慮して設計する必要がある.

表 4.1 に極数とスロット数および巻線係数との関係について示す. 三相バランスおよびラジアル力バランスを確保するための短節巻線は, 極数に関わらず一相あたり 4 つでよいので, 極数が多いほど全節巻線の数の比率が上がり, 巻線係数を向上させることができる.

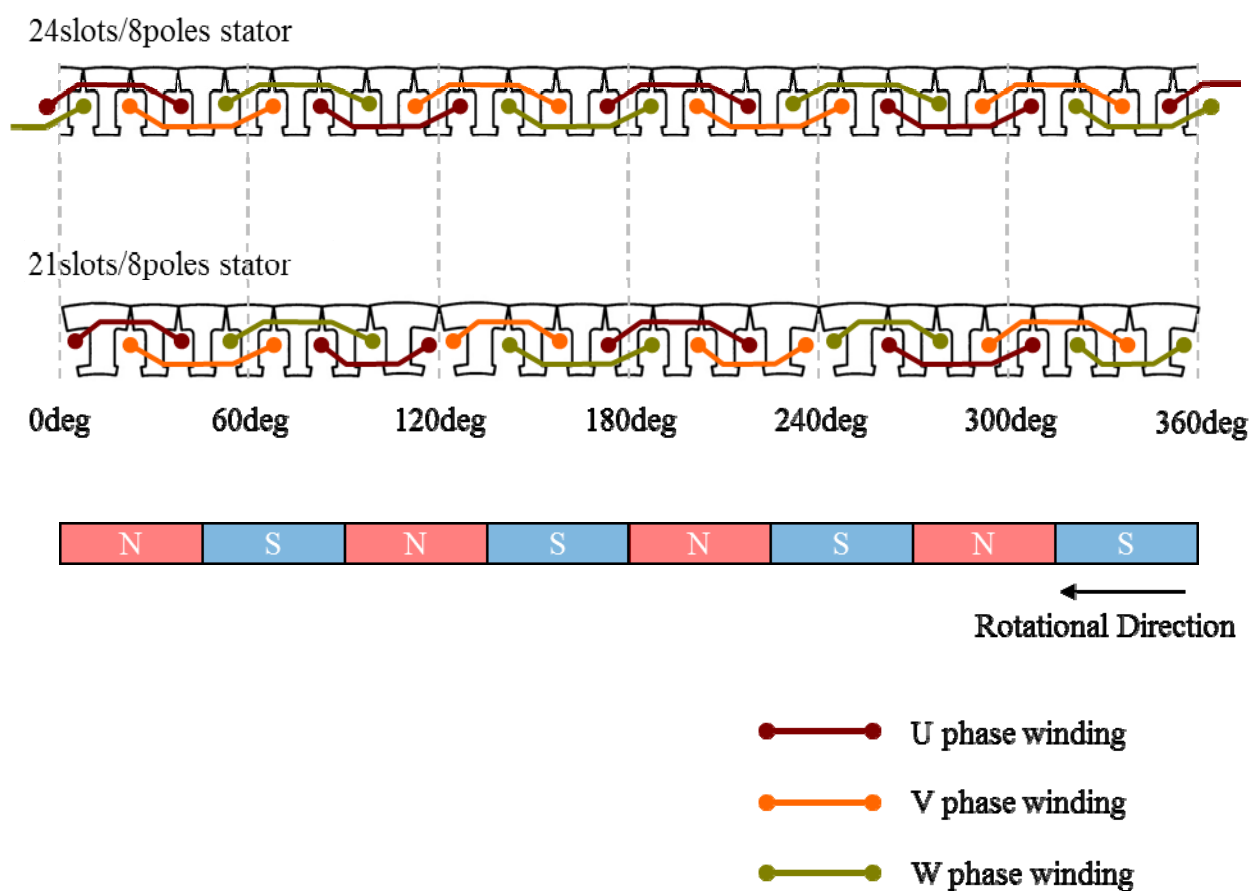


図 4.6 8 極 24 スロットから 8 極 21 スロットへの変形

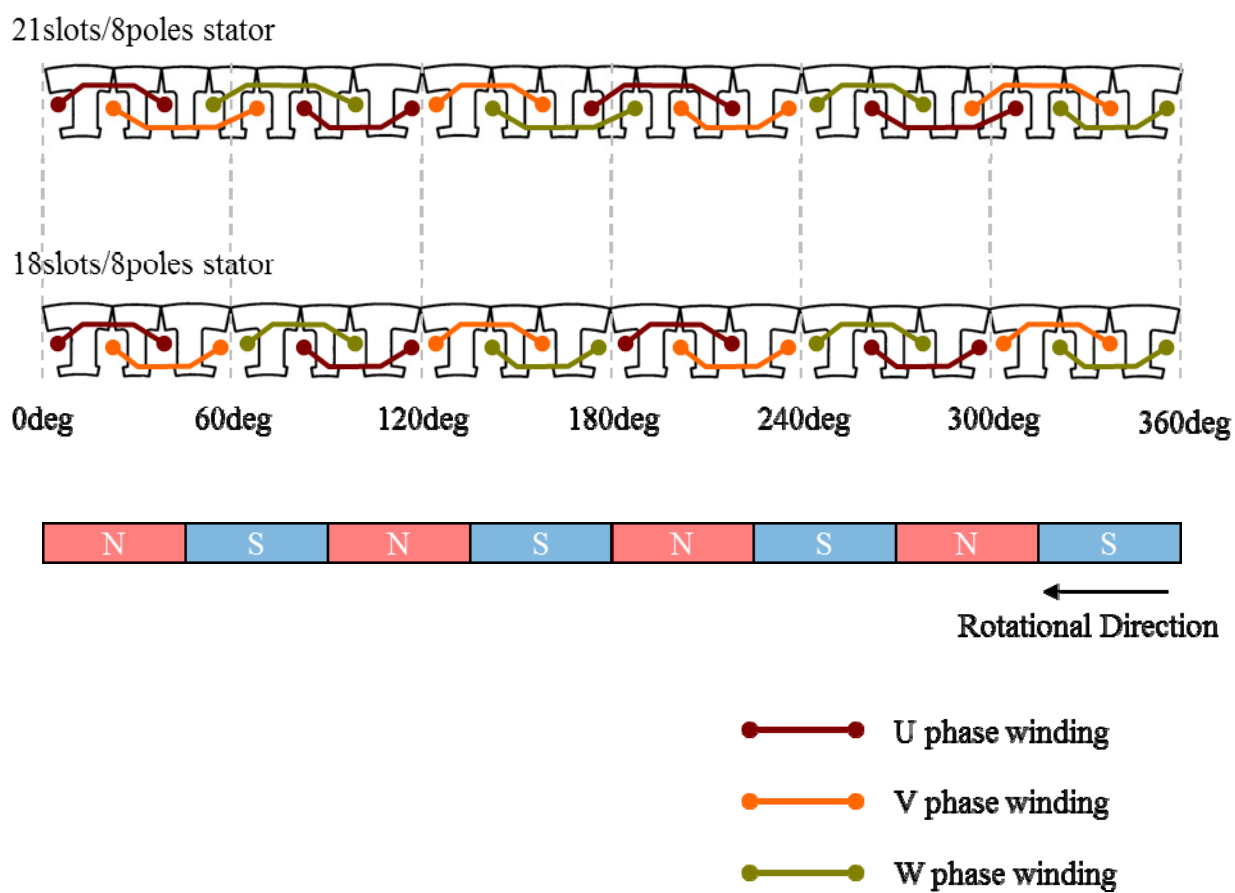


図 4.7 8 極 21 スロットから 8 極 18 スロットへの変形

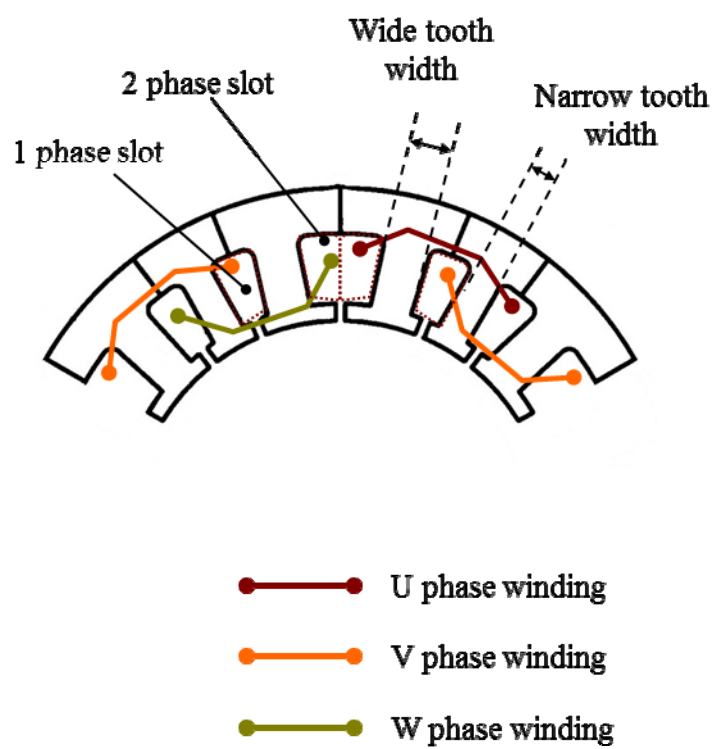


図 4.8 スロット, ステータ磁極の詳細形状

表 4.1 極数とスロット数および巻線係数との関係

Number of poles	Number of slots	Number of full pitch windings per phase	Number of short pitch windings per phase	winding factor
8	18	0	4	0.933
12	30	2	4	0.955
16	42	4	4	0.967
20	54	6	4	0.973
24	66	8	4	0.978
28	78	10	4	0.981

4.4 原理検証

4.4.1 8 極モデルにおける検討(FEM)

前節までにて示した考え方を検証するために、同一ロータにてステータのみを変更したときの諸特性を電磁界解析により比較した。解析には株式会社 JSOL の電磁界解析ソフト JMAG-Designer12.0 を用いた。表 4.2 に検証用モータの仕様を、図 4.9 に各ステータの形状およびトルク発生時の磁束密度分布を示す。8 極 24 スロットのステータ磁極は 24 個のステータ磁極がすべて同一周方向幅であるのに対し、8 極 21 スロットのステータ磁極は 6 個の周方向幅の広い磁極と 15 個の周方向幅の狭い磁極とが存在する。また 8 極 18 スロットのステータは 12 個の周方向幅の広い磁極と 6 個の周方向幅の狭い磁極とが存在する。また 8 極 21 スロットのステータ形状の電磁氣的周期性が機械角で 360 度であるのに対して、8 極 18 スロットでは周期性が機械角で 180 度であることを確認できる。

図 4.10 に 1000rpm における 8 極 18 スロットの三相分の誘起電圧波形を示す。各相の誘起電圧波形は同一であり、またその位相差は電気角 120 度となっており、通常の三相モータと同様であることが分かる。図 4.11 に誘起電圧一相分について同相巻線毎の誘起電圧を示す。電気角 15 度進角している誘起電圧と、電気角 15 度遅角している誘起電圧が合成されて一相分の誘起電圧となっていることが分かる。誘起電圧の位相差が異なる巻線で相を構成しているので、設計上並列巻線を採用する場合には循環電流が発生しないように、少なくとも進角巻線と遅角巻線 1 セットを直列にする必要がある。

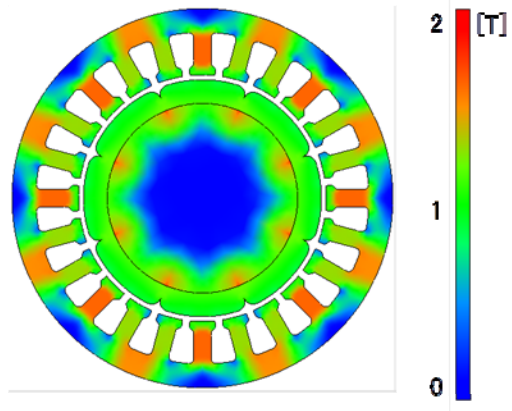
表 4.3 に 8 極 24 スロット、8 極 21 スロット、8 極 18 スロットの誘起電圧基本波成分振幅と巻線係数との関係を示す。波形は図示しないが図 4.10 とほぼ相似形であり、振幅は巻線係数の比率とほぼ一致していることが分かる。

図 4.12 に 8 極 24 スロット、8 極 21 スロット、8 極 18 スロットのロータ、ステータ間に発生する無通電時の電磁力の軌跡を示す。8 極 21 スロットのみ両者間に電磁力が発生しており、前節で示したようにこの構成ではラジアル力のアンバランスが発生していることが分かる。4.3.3 項にて示したようにこのようなアンバランス力はモータの振動騒音増大につながる。

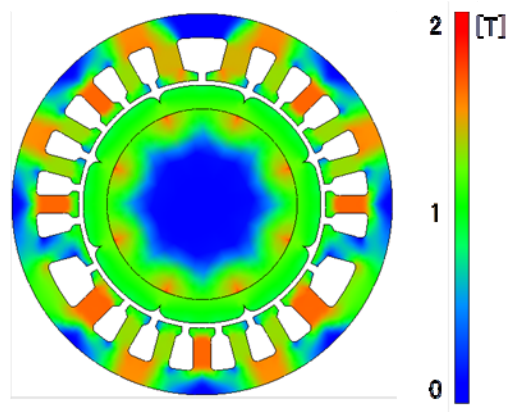
図 4.13 に 8 極 24 スロット、8 極 21 スロット、8 極 18 スロットのコギングトルク波形を示す。波形の基本次数成分は同じであり、8 極 18 スロットは 8 極 24 スロットに対してコギングトルクが 82% 減の値となっている。短節化により各ステータ磁極の位置および幅が不等となったことが原因と推測される。

表 4.2 検証用モータの仕様

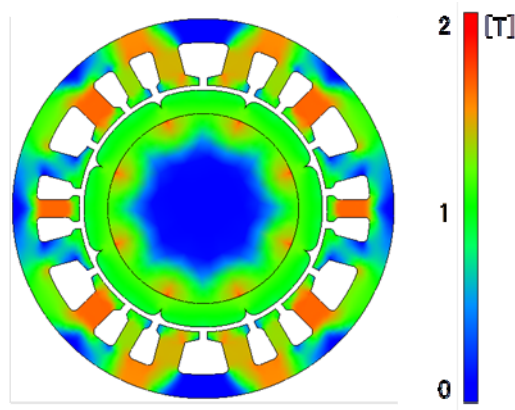
Item	Value
Number of poles	8
Number of slots	24,21,18
Rotor type	SPM
Winding turn per phase	16
Stator outer diameter [mm]	40
Rotor diameter [mm]	24
Stack length [mm]	30.5
Air gap length [mm]	0.8



(a) 8 極 24 スロット



(b) 8 極 21 スロット



(c) 8 極 18 スロット

図 4.9 各ステータの形状およびトルク発生時の磁束密度分布

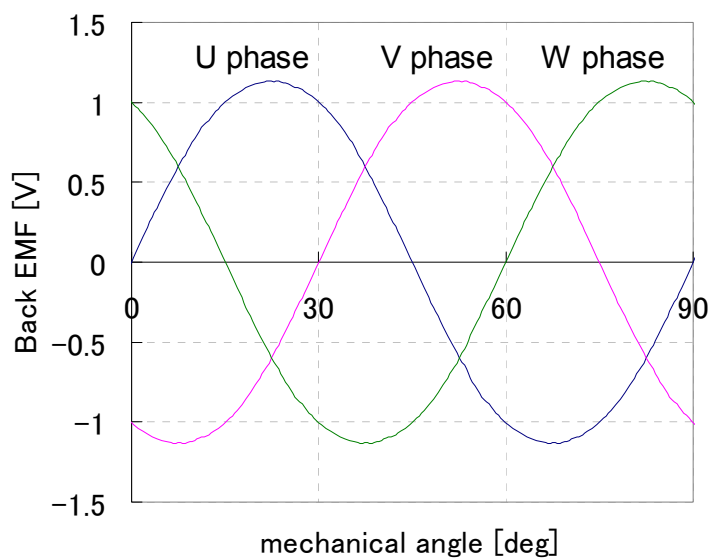


図 4.10 8 極 18 スロットの三相分の誘起電圧波形 (1000rpm)

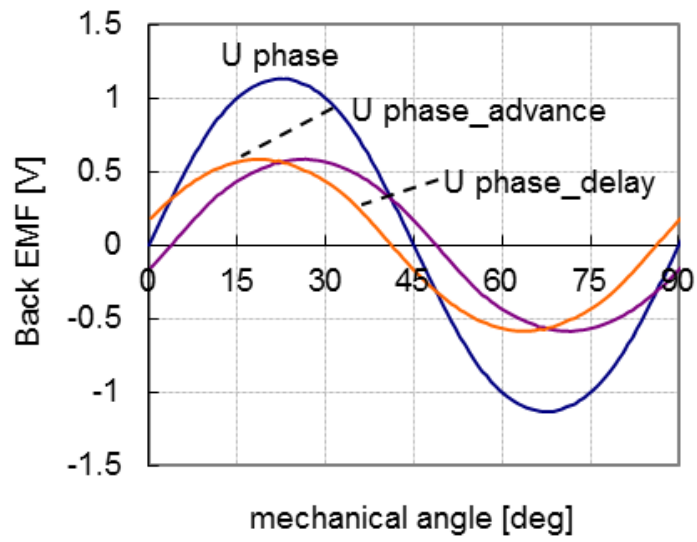


図 4.11 誘起電圧一相分について同相巻線毎の誘起電圧(1000rpm)

表 4.3 8 極 24 スロット, 8 極 21 スロット, 8 極 18 スロットの
誘起電圧基本波成分振幅と巻線係数との関係

Motor	Back EMF [V]	Back EMF Ratio	Winding Factor
24slots/8poles	1.237	1.000	1.000
21slots/8poles	1.197	0.968	0.966
18slots/8poles	1.157	0.935	0.933

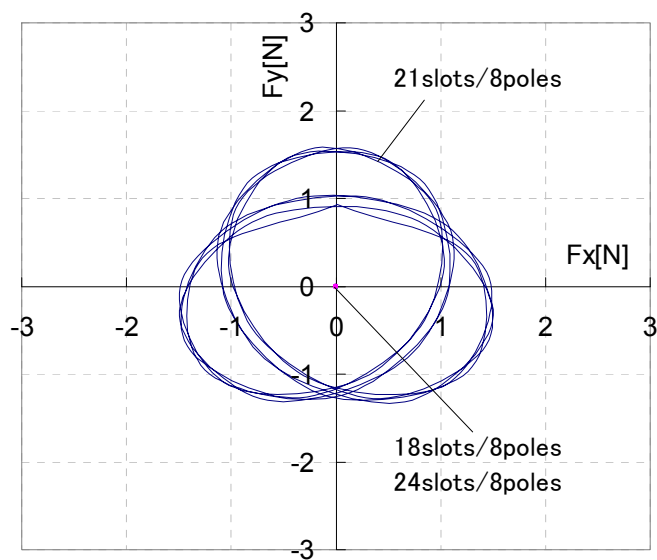


図 4.12 8 極 24 スロット, 8 極 21 スロット, 8 極 18 スロットのロータ, ステータ間に発生する無通電時の電磁力の軌跡

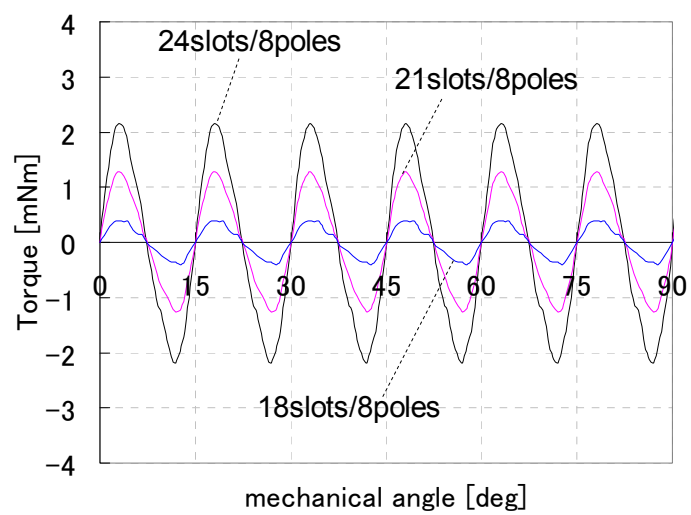


図 4.13 8 極 24 スロット, 8 極 21 スロット, 8 極 18 スロットのコギングトルク波形

4.4.2 8 極モデルにおける検討(試作品)

前項に示したモータを試作し解析との整合性を確認した。提案モータのコンセプトは展開コアにすることによる高占積率の実現であるが、本項ではステータ製作時の性能ばらつきの影響を排除して比較するため一体コアにて製作し、誘起電圧およびコギングトルクについて評価した。

図 4.14 に各相の 1000rpm における誘起電圧の測定結果を示す。解析値同様各相の誘起電圧波形は同一であり、またその位相差は電気角 120 度となっており、通常の三相モータと同様であることが分かる。また表 4.4 に示すように 8 極 24 スロット、8 極 21 スロット、8 極 18 スロットの誘起電圧振幅は解析同様、巻線係数の比率とほぼ一致していることを確認した。コギングトルクについては図 4.15 に示すように構造起因による低次の変動成分が重畳しているものの、解析同様 8 極 18 スロットが最も小さい値となっていることが分かる。

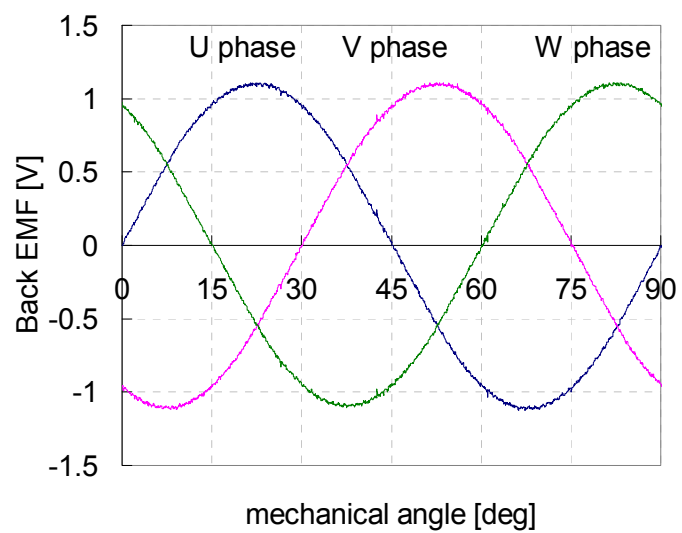


図 4.14 8 極 18 スロットの三相分の誘起電圧測定結果

表 4.4 8 極 24 スロット, 8 極 21 スロット, 8 極 18 スロットの
誘起電圧基本波成分振幅と巻線係数との関係

Motor	Back EMF [V]	Back EMF Ratio	Winding Factor
24slots/8poles	1.178	1.000	1.000
21slots/8poles	1.141	0.969	0.966
18slots/8poles	1.103	0.937	0.933

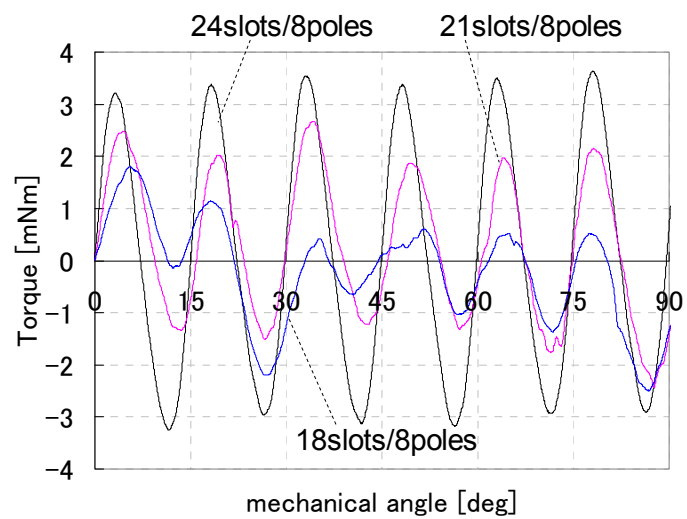


図 4.15 8 極 24 スロット, 8 極 21 スロット, 8 極 18 スロットのコギングトルク波形

4.5 実機検証

4.5.1 試作概要

前節までにて提案した技術を用いたモータの設計，製作を実施した．目標の出力は 0.22Nm, 4340rpm である．ステータは前節にて示した検証用試作品の 8 極 18 スロットと同一ステータ形状にて，展開コアに巻線を巻いて丸めるとい製造方法を適用することによる高占積率化を試みた．ロータについても前節にて示した 8 極 SPM 構造を採用した．図 4.16 に示すように展開状態のコアを積層し，その状態に成形した巻線を外周側巻線，内周側巻線の順に挿入し，巻線を挿入した展開コアを丸め，端部を溶接するという手順にて実施した．図 4.17 に完成したステータの概観を示す．分布巻でありながら占積率 70%，コイルエンド片側 6mm を実現している．

4.5.2 評価結果

図 3.19 にモータ特性の測定環境について示す．試作モータのロータ軸にロータ回転位置を検出するエンコーダを取り付け，ロータ回転位置に応じてインバータから各相に電流を供給，そのときのトルクをトルク測定システムにて測定する．インバータは Myway プラス株式会社の 7R006 を，トルク測定システムは株式会社小野測器の MT シリーズ検出器および TS-7700 トルクステーションを使用した．

図 4.18 に電圧 12V 一定時のトルクと回転数との関係を示す．破線が解析値を実線が実測値を示している．試作モータにおいてはステータコアを丸めやすくするため，バックヨーク内周側にスリットを入れており，解析値に対して若干の性能低下があるものの概ね解析値通りの性能であること，また目標性能を達成することを確認した．また最大効率は 70%であった．なおここで効率はモータ出力(トルクと回転数の積)をモータ入力で割った値とする．70%という効率は，1.3 節で述べたように補機用モータとしては標準的な値である．

4.5.3 従来技術との差異

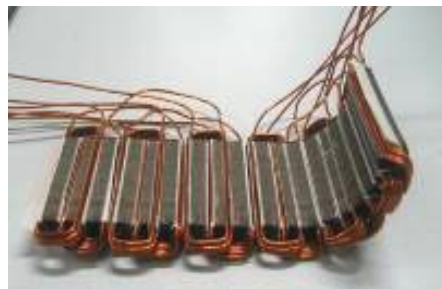
提案モータの性能ポテンシャルを把握するために，同一効率の集中巻モータとの体格比較を実施した．同一ステータ外径，ロータ外径にて誘起電圧と巻線抵抗が同一となるようにコア積厚を変更した時のコイルエンド込みの体格を比較したところ，表 4.5 のようになり，一例ではあるが同一効率にて 8%程度の小型化を実現できることを確認した．巻線係数は同等でありながらもより少ない極数にて高い巻線係数を得られることと，巻線占積率の向上が体格低減に寄与している．



(a)ステータコア積層



(b)展開コアに成形巻線を挿入



(c)展開コアの丸め

図 4.16 試作品の製造過程

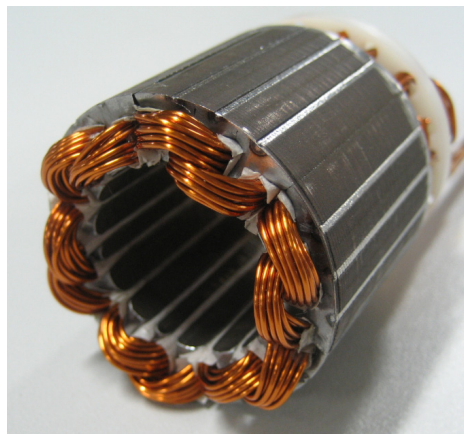
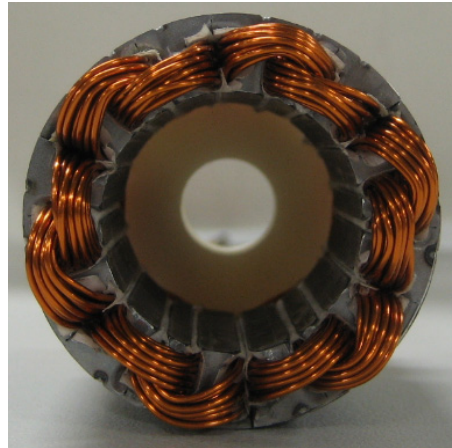


図 4.17 完成したステータの外観

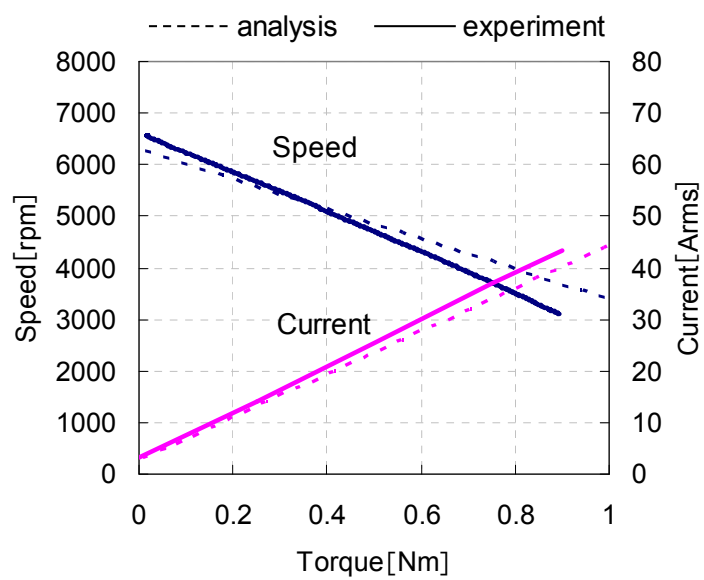


図 4.18 電圧 12V 一定時のトルクと回転数との関係

表 4.5 コア積厚を変更した時のコイルエンド込みの体格比較

	Proposal motor	Conventional motor
Volume [mm ³]	53407	58057
Stator diameter [mm]	40	40
Rotor diameter [mm]	24	24
Core Axial length [mm]	30.5	39.2
End coil length [mm]	6	3.5
Number of poles	8	14
Number of slots	18	12
Slot fill factor	70%	60%

4.6 まとめ

帯状に展開したステータコアに多導体の分布巻の巻線を巻き、丸めるという製造方法と、それを巻線の分割なしに実現するための新しいステータ磁極及び巻線配置を考案し、その基本的な考え方を明らかにした。提案したモータはその特徴として、高巻線係数と高占積率、コイルエンドの短縮を両立可能であることがあげられる。

更に本研究ではその設計例を示し、実際に設計、製作評価を行い導体占積率 70%、コイルエンド片側 6mm、巻線係数 0.933 を確認し、小型化のポテンシャルを明らかにした。

第 5 章

結論

5.1 本研究の成果

本研究では以下の 2 つの車載用永久磁石同期モータの小型化のための新しいモータ構造を提案し、理論、解析、試作品による評価によりその妥当性および従来技術に対する小型化効果を明らかにした。

- (1) 偏平モータ用の小型化技術として、3 つの三次元構造磁路と 2 つの環状巻線からなるモータ
- (2) 筒長モータ用の小型化技術として、高巻線係数と高占積率を両立可能な展開コア分布巻モータ

(1) では 3 つの三次元構造磁路と 2 つの環状巻線からなるモータ構成とすることにより、コイルエンドをなくすることによる軸方向長さの短縮、簡素な環状巻線構造による高占積率の実現、巻線統合によるジュール損低減、巻線ターン数を減らすことなく多極化することによる高トルク密度化を実現した。また通常の三相インバータを使用可能であることも示した。本モータのポテンシャルを解析および試作評価にて明らかにし、一例ではあるが従来モータ比 15% の小型化ポテンシャルをもつことを確認した。

(2) では帯状に展開可能な分布巻ステータ構造を持つモータ構成とすることにより、高占積率の実現、コイルエンド短縮の実現、ステータコアの歩止まり向上、分割コアに対して部品点数の削減、高巻線係数の実現、コギングトルクおよびトルクリップルの低減を実現した。また本モータのポテンシャルを解析および試作評価にて明らかにし、一例ではあるが従来モータ比 8% の小型化ポテンシャルをもつことを確認した。

これらのモータ小型化技術により、様々な体格制約を持つ車載用モータにおいて従来技術に比べて更なる小型化が可能となり、車載補機の電動化推進、ひいては自動車分野の二酸化炭素削減に貢献できる。

5.2 今後の課題

本研究により扁平モータ、筒長モータにて小型化を図ったものの、さらなる性能改善のためには以下の課題がある。

- (1) 製造技術の確立
- (2) 低振動/低騒音化技術の確立

(1) 製造技術の確立

三次元磁路構造モータに関しては、電磁鋼板を折り曲げて積層する、環状巻線を高占積率に巻く、巻線とステータコアの固定といった製造面での課題があり、本モータの実用化のためにはこれらの製造技術の確立が必要であると考えられる。

展開コア構造モータに関しては、コアを展開してはいるものの巻線が径方向に重なる構成と成っており、集中巻と比べると高占積率とコイルエンド短縮を実現する高速巻線方法の難易度は高く、本モータの実用化のためにはこれらの製造技術の確立が必要であると考えられる。

(2) 低振動/低騒音化技術の確立

三次元磁路構造モータに関しては、ステータ磁極形状が軸方向両側と中央で異なるという特殊な構造によって、コギングトルクやトルクリップルが大きくなるという課題がある。またステータ磁極が相ごとに軸方向にずれた配置のためロータに軸方向変動力が発生するため、製品用途によってはこれが振動騒音の要因となる場合がある。本モータの実用化のためにはこれらを低減する技術の確立が必要であると考えられる。

展開コア構造モータに関しては、コギングトルクやトルクリップルは従来モータに比べ小さくなる傾向にあるが、構造の周方向周期性が低いことによりトルク発生時にモータが変形しやすく、これが振動騒音の要因となる場合がある。補機用モータの一部では低振動/低騒音が求められる場合もあり、本モータをより多くの補機用モータに適用するためにはこれらを低減する技術の確立が必要であると考えられる。

参考文献

- [1]温室効果ガスインベントリオフィス
全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト(<http://www.jccca.org/>)
- [2]国土交通省. 運輸部門における二酸化炭素排出量. 2012.
- [3]環境省. 国連気候変動枠組条約第 19 回締約国会議 (COP19) 及び京都議定書
第 9 回締約国会合 (COP/MOP9) について (結果概要) (お知らせ). 2013.
- [4]環境省水・大気環境局自動車環境対策課. 「環境対応車普及戦略」について.
2013.
- [5]経済産業省資源エネルギー庁総合エネルギー調査会基本政策分科会. エネル
ギー基本計画に対する意見. 2013.
- [6]一般社団法人日本自動車工業会. 運輸部門の温暖化対策へ向けた現状と展望
(主として道路交通について). 2012.
- [7]温室効果ガスインベントリオフィス
全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト(<http://www.jccca.org/>)
- [8]一般社団法人電気学会編. 電気工学ハンドブック第 7 版. オーム社, pp.
2004-2005, 2013.
- [9]西尾章, 平野雅弘, 加藤義樹, 入江隆之, 馬場功. 電気自動車用小型・軽量・高
出力 IPM モータの開発. 三菱重工技報, Vol. 40, No. 5, pp. 266-269, 2003.
- [10]水谷良治. プリウスに見るモータの小型・高効率化の変遷. 平成 26 年電気学会
産業応用部門大会講演論文集, Vol. 4, No.S9-1, pp. 33-36, 2014.
- [11]山本恵一. 自動車用主機モータの技術動向とブレークスルー展望～ホンダにお
ける小型・高効率化の変遷～. 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文
集, Vol. 4, No. S9-2, pp. 37-42, 2014.
- [12]石川茂明. 日産リーフにおける駆動モータの進化. 平成 26 年電気学会産業応
用部門大会講演論文集, Vol. 4, No. S9-3, pp. 43-46, 2014.
- [13]三須大輔, 新政憲, 栗原佳弘, 松原正克. 東芝における HEV, EV モータの低
損失化技術. 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 4, No.
S9-6, pp. 55-60, 2014.
- [14]金岩浩志, 梅田敦司, 加藤充, 高崎哲, 藁科輔, 水谷竜彦. 小型HV用高電圧
モータステータの開発. 電気学会研究会資料, RM13-137, pp. 71-76, 2013.

- [15]前村明彦, 友原健治. 安川電機におけるモータの小型・軽量化の取り組み. 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 4, No. S9-5, pp. 51-54, 2014.
- [16]脇坂岳頭, 新井聡, 黒崎洋介. ハイブリッド／電気自動車駆動モータ用電磁鋼板の最近の動向. 新日鉄技報, 393 号, pp. 116-120, 2012.
- [17]I. Tanaka, H. Nitomi, K. Imanishi, K. Okamura, H. Yashiki. Application of High-Strength Nonoriented Electrical Steel to Interior Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 49, No. 6, pp. 2997-3001, 2013.
- [18]和嶋潔, 丸川泰弘, 石原千生, 中井英雄, 下垣好文. 用途指向形次世代モータを支える磁性材料とインバータ技術. 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. S4-6, pp. 53-58, 2014.
- [19]S. Zhang, J. Xu, J. Junak, D. Fiederling, G. Sawczuk, M. Koch, A. Schalja, M. Podack, J. Baumgartner. Permanent Magnet Technology for Electric Motors in Automotive Applications. 2012 2nd International Electric Drives Production Conference, pp. 1-11, 2012
- [20]水野孝行, 松橋大器, 松尾圭佑, 沖津隆志, 足利正. 明電舎におけるレアアースフリーモータの取り組み. 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 4, No. S9-9, pp. 71-74, 2014.
- [21]S. I. Kim, J. Cho, S. Park, T. Park, S. Lim. Characteristics Comparison of a Conventional and Modified Spoke-Type Ferrite Magnet Motor for Traction Drives of Low-Speed Electric Vehicles. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 6, pp. 2516-2523, 2013.
- [22]S. Morimoto, S. Ooi, Y. Inoue, M. Sanada. Experimental Evaluation of a Rare-Earth-Free PMASynRM With Ferrite Magnets for Automotive Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 10, pp. 5749-5756, 2014.
- [23]W. Kakihara, M. Takemoto, S. Ogasawara. Rotor Structure in 50 kW Spoke-Type Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Ferrite Permanent Magnets for Automotive Applications. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 606-613, 2013.
- [24]K. Kiyota, T. Kakishima, A. Chiba. Comparison of Test Result and Design Stage Prediction of Switched Reluctance Motor Competitive With 60-kW Rare-Earth PM Motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 10, pp. 5712-5721, 2014.

- [25] B. Bilgin, A. Emadi, M. Krishnamurthy. Comparative Evaluation of 6/8 and 6/10 Switched Reluctance Machines for Traction Application in Plug-in Hybrid Electric Vehicles. 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, pp. 1300-1305, 2011.
- [26] E. Sulaiman, T. Kosaka, N. Matsui. A new structure of 12Slot-10Pole field-excitation flux switching synchronous machine for hybrid electric vehicles. 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2011.
- [27] 石丸英児, 吉田裕明, 早川浩之. 三菱自動車工業 EV・PHEV における駆動モータの小型・高性能化の変遷. 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 4, No. S9-4, pp. 47-50, 2014.
- [28] 山口東馬. EV 用電動ブレーキにおけるモータ制御技術. 2013 モータ技術シンポジウムテキスト資料, B2-3, pp. 1-11, 2013.
- [29] 高橋恒吏, 松永健, 乾究. ハイブリッド車向け電動コンプレッサ空調システムの製品開発. デンソーテクニカルレビュー, Vol. 10, No. 1, pp. 24-27, 2005.
- [30] 西井伸行, 倉橋康文, 小川信明. 環境対応車(HEV, EV)用インバーター一体型電動コンプレッサ. パナソニックテクニカルジャーナル, Vol.57, No.3, pp. 46-50, 2011.
- [31] 道木慎二, 青木享, 長瀬茂樹, 小坂卓. 補機用パワーエレクトロニクス. 平成 26 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. S19-5, pp. 17-22, 2014.
- [32] 石上孝, 北村正司, 眞田一志. EPS用モータのステータコア構造と巻線工法の考察. 電気学会論文誌D, Vol. 128, No. 12, pp. 1411-1417, 2008.
- [33] 高橋俊博, 鈴木博之, 中山琢也, 藤山賢一, 山口茂利, 山下正治, 後藤武志, 斉藤貴俊. 高出力電動パワーステアリングシステムの実用化技術. JTEKT Engineering Journal No. 1006, pp. 49-54, 2009.
- [34] G. H. Lee, G. Y. Nam, J. Y. Lee, J. P. Hong, C. M. Lee, G. S. Choi. Reduction of Torque Ripple in AC Motor Drives for Electric Power Steering. 2005 International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 2006-2011, 2005
- [35] 小林秀樹, 土井裕仁. EPS 用 IPM モータの検討. 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 022, pp. 36-37, 2012.
- [36] アイドルストップ用電動オイルポンプ. JTEKT ENGINEERING JOURNAL, No. 1010, pp. 68-69, 2012.
- [37] 井上昌弘. アイドルストップ用電動オイルポンプの開発. 日本フルードパワーシステム学会論文誌, 第 43 巻, 第 E1 号, 2012.

- [38]竹中昭彦, 漆畑晴行, 森野精二, 服部正敬, 井上高志, 益城善一郎. 電動式連続バルブタイミング可変機構の開発. デンソーテクニカルレビュー. Vol. 14, pp. 24-29, 2009.
- [39]野口季彦, 和田哲朗, 鹿野将, 小森健裕. 効率とパワー密度の最大化を図った低電圧駆動 1.5kW, 150,000r/min 超高速 PM モータ. 電気学会論文誌D, Vol. 134, No. 6, pp. 641-648, 2014.
- [40]N. Chayopitak, R. Pupadubsin, S. Karukanan, P. Champa, P. Somsiri, Y. Thinphowong. Design of a 1.5kW high speed switched reluctance motor for electric supercharger with optimal performance assessment. 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 1-5, 2012.
- [41]D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, A. Boglietti. High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 6, pp. 2946-2959, 2014.
- [42]一般社団法人日本自動車工業会. 環境レポート 2013 自動車の環境負荷低減に向けた取り組み. 2013.
- [43]寺谷達夫, 大熊繁. 電気が進化させる自動車技術. 電気学会論文誌D, Vol. 125, No. 10, pp. 887-894, 2005.
- [44]K. Akatsu, N. Matsui. New Trend of Motor Technology for Automobiles -Introduction and Overview-. 2013 IEEE ECCE Asia Down under, pp. 130-135, 2013
- [45]田中馨, 川原井広美, 森崇徳, 原健太郎, 古賀英雄, 須永悦正. バッテリー冷却用小型ブラシレスブロワモータ. カルソニックカンセイテクニカルレビュー, Vol. 10, pp. 58-60, 2013.
- [46]稲熊義治. 電動モータ駆動オイルポンプ特性の数式モデル. JTEKT Engineering Journal, No. 1006, pp. 59-65, 2009.
- [47]城ノ口秀樹, 浜崎善明, 吉原愛仁. 電動ポンプ式油圧パワーステアリングシステムの技術動向. Koyo Engineering Journal, No. 166, 2004.
- [48]M. Takemoto, S. Ogasawara and K. Takezaki. Consideration of 10kW In-Wheel Type Axial-Gap Motor Using Ferrite Permanent Magnets. 2014 International Power Electronics Conference, pp. 3525-3531, 2014.
- [49]杉山雄太, 榎本裕治, 今川尊雄, 板橋弘光, 床井博洋. アモルファス金属鉄心による 11kW アクシシャルギャップモータの高効率化. 電気学会論文誌D, Vol. 134, No. 8, pp. 760-766, 2014.

- [50] S. L. Ho, S. Niu, W. N. Fu. Design and Analysis of a Novel Axial-Flux Electric Machine, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 47, No. 10, pp. 4368-4371, 2011.
- [51] H. Arihara, K. Akatsu, Basic Properties of an Axial-Type Switched Reluctance Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 49, No. 1, pp. 59-65, 2013.
- [52] G. D. Donato, F. G. Capponi, F. Caricchi. Fractional-Slot Concentrated-Winding Axial-Flux Permanent-Magnet Machine With Core-Wound Coils. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, No. 2, pp. 630-641, 2012.
- [53] M. Morimoto and M. Inamori. Induction motor made of SMC. 2014 International Power Electronics Conference, pp. 3509-3512, 2014.
- [54] T. Ishikawa, S. Sato, S. Takeguchi, A. Matsuo. Design of a DC Motor Made of Soft Magnetic Composite Core by the Experimental Design Method. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 48, No. 11, pp. 3132-3135, 2012.
- [55] 石上孝, 田中雄一郎, 本間博. 角線重ね巻ステータとその自動製造プロセスの開発. *電気学会論文誌D*, Vol. 132, No. 10, pp. 976-982, 2012.
- [56] R. Utaka, H. Kaneiwa, A. Umeda, T. Mizutani and A. Takahashi. Development of Down-sized Motor Stator. *Proceeding of the SAE 2013 World Congress & Exhibition*, 2013.
- [57] P. Ponomarev, P. Lindh and J. Pyrhonen. Effect of Slot-and-Pole Combination on the Leakage Inductance and the Performance of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 60, No. 10, pp. 4310-4317, 2013.
- [58] 赤津観, 涌井伸二. 巻線係数とインダクタンス係数を用いた多極多スロット集中巻SPMSMの簡易設計手法. *電気学会論文誌D*, Vol. 127, No. 11, pp. 1171-1179, 2007.
- [59] R. Dutta, L. Chong, M. F. Rahman. Design and Experimental Verification of an 18-Slot/14-pole Fractional-Slot Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 28, No. 1, pp. 181-190, 2013.
- [60] L. Alberti, N. Bianchi. Theory and Design of Fractional-Slot Multilayer Windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 49, No. 2, pp. 841-849, 2013.

- [61] E. Fornasiero, L. Alberti, N. Bianchi, S. Bolognani. Considerations on Selecting Fractional-Slot Nonoverlapped Coil Windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 49, No. 3, pp. 1316-1324, 2013.
- [62] 福重孝志. 永久磁石モータにおけるスロットコンビネーションの渦電流損失への影響. *電気学会論文誌D*, Vol. 132, No. 10, pp.951-957, 2013.
- [63] M. Cirani, S. Eriksson, J. Thunberg. Innovative Design for Flux Leakage Reduction in IPM Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 3, pp. 1847-1853, 2014.
- [64] S. Makita, E. Takahashi, M. Nashiki, S. Doki. Development of a New Motor With 3-Dimensional Magnetic Circuit and Loop Windings. *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 32-35, 2013.
- [65] 牧田真治, 高橋英介, 梨木政行, 道木慎二. 三次元磁路と環状巻線からなる簡素なステータ構造を有する新しいモータ. *電気学会論文誌D*, Vol. 134, No. 3, pp. 363-369, 2014.
- [66] S. Makita, Y. Ito, T. Aoyama, S. Doki. The Proposal of a New Motor Which Has a High Winding Factor and a High Slot Fill Factor. *2014 International Power Electronics Conference –ECCE Asia–*, pp. 3823-3827, 2014.
- [67] 牧田真治, 高橋英介, 梨木政行, 道木慎二. 三次元磁路と環状巻線からなる簡素なステータ構造を有する新しいモータ. *電気学会論文誌D*, Vol. 134, No. 3, pp. 363-369, 2014.
- [68] モータ技術実用ハンドブック編集委員会編. *モータ技術実用ハンドブック*, 日刊工業新聞社, pp. 5-14, 2001.
- [69] 高橋雄造. 電気技術史小年表. *電気学会誌*, Vol. 117, pp. 45-48, 1997.
- [70] PM モータの適用拡大の動向調査専門委員会編. *PM モータの技術と適用拡大の最新動向:材料から応用製品まで*. *電気学会技術報告第 1281 号*, 2013.
- [71] 森本茂雄. 埋込磁石同期モータの特徴と技術動向. *電気学会研究会資料*, RM-14-138, pp. 49-54, 2014.
- [72] 野村尚史, 大沢博. 永久磁石同期電動機のセンサレス制御技術. *富士時報*, Vol. 75, No. 8, 2002.
- [73] 坂本正文, 戸恒明. 新形式クローポール形 3 相 PM ステッピングモータ. *電気学会論文誌D*, Vol. 115, No. 4, pp. 508-509, 1995.

- [74]榎本裕治, 伊藤元哉, 正木良三, 浅香一夫. 爪ティースを圧粉磁心で構成した同期モータの特性検討. 電気学会論文誌D, Vol. 126, No. 11, pp. 1585-1590, 2006.
- [75]Y. Guo, J. Zhu, D. G. Donnel. Design and Analysis of a Claw Pole Permanent Magnet Motor With Molded Soft Magnetic Composite Core. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 10, pp. 4582-4585, 2009.
- [76]J. Tanaka, K. Sakai. Enhanced Transverse-Flux Motor with Torus Coils. 2014 International Power Electronics Conference, pp. 240-245, 2014.
- [77]宮地若木, 中尾乾次, 大橋篤志. 新世代(9G)オルタネータ. 三菱電機技報, Vol.81, No. 9, 2007
- [78]G. H. Jang, J. W. Yoon. Torque and Unbalanced Magnetic Force in a Rotational Unsymmetric Brushless DC Motors. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 5, pp. 5157-5159, 1996.
- [79]Z. Q. Zhu, M. L. M. Jamil, L. J. Wu. Influence of Slot and Pole Number Combinations on Unbalanced Magnetic Force in PM Machines With Diametrically Asymmetric Windings. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 1, pp. 19-30, 2013.

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の執筆にあたり、終始ご指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 教授 博士(工学) 道木慎二先生に心より御礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、貴重なご助言を賜った名古屋大学大学院工学研究科計算理工学専攻 教授 博士(工学) 古橋武先生, 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 准教授 博士(工学) 横水康伸先生, 中部大学工学部電気システム工学科 教授 博士(工学) 中村雅憲先生に深く感謝いたします。

著者の博士課程入学へのご尽力, また長年にわたり研究の御指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 研究員 博士(工学) 梨木政行氏に深く感謝いたします。

本研究の遂行にあたり多大なるご協力を賜りました株式会社デンソー 高橋英介氏, アスモ株式会社 伊藤靖英氏, 青山知弘氏をはじめ本研究に関わったすべての方々に深く感謝いたします。

在学中に多大なご助言を賜りました中部大学工学部電気システム工学科 助手 博士(工学) 松本純先生, 名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程3年 井村彰宏氏をはじめ著者と同時代に道木研究室に在籍したすべての方々に深く感謝いたします。

最後に, 本研究を私生活の面から支え, 私に多大な理解を示して頂きました家族に感謝を表し, 謝辞の締めくくりとさせていただきます。

