

芝浦工業大学

博士学位論文

自動車駆動用途における  
可変特性型高効率モータに関する研究

平成 27 年 3 月

加 藤 崇



Nomenclature .....	5
第 1 章.....	7
1. 1 背景 .....	7
1. 2 目的 .....	10
1. 3 概要 .....	10
第 2 章 永久磁石同期モータにおける効率向上の取組み.....	13
2. 1 緒言 .....	13
2. 2 モータ形式による効率特性の違い .....	13
2. 3 設計, 材料, 工法による効率向上 .....	14
2. 3. 1 磁石材料・構造 .....	14
2. 3. 2 電磁鋼板・磁石 .....	14
2. 3. 3 導体.....	15
2. 3. 4 電機設計.....	15
2. 4 永久磁石同期モータにおける効率向上と, 可変特性化の必要性 .....	15
2. 4. 1 電動車駆動用モータにおける高効率領域と動作点の比較.....	16
2. 4. 2 様々なモータパラメータ可変方式.....	17
2. 4. 3 磁石磁束可変方式による効率特性の改善 .....	18
2. 5 結言 .....	23
第 3 章 磁力制御型可変特性モータ.....	25
3. 1 緒言 .....	25
3. 2 基本原理.....	25
3. 2. 1 磁力制御型可変特性モータの成立要件.....	26
3. 2. 2 強め界磁型可変磁力モータ .....	27
3. 2. 3 可変磁力モータにおける磁石動作点解析手法 .....	28
3. 2. 4 電流ベクトルと磁力制御.....	32
3. 3 原理検証機的设计 .....	34
3. 3. 1 磁気回路トポロジー .....	35
3. 3. 2 磁気飽和を考慮した基本諸元設計.....	37
3. 3. 3 磁力制御性向上のためのティース幅, エアギャップ長 .....	39
3. 3. 4 低保磁力磁石の諸元設計(成立範囲).....	41
3. 3. 5 原理検証機の基本諸元.....	46
3. 4 原理検証機の特性評価(シミュレーション) .....	47
3. 4. 1 着減磁の基本特性.....	48

3. 4. 2 効率特性(FEA).....	50
3. 4. 3 磁力可変時のトルク制御.....	52
3. 5 実験結果および考察.....	54
3. 5. 1 実験装置構成と仕様.....	54
3. 5. 2 原理検証機による着減磁特性評価実験.....	56
3. 5. 3 原理検証機による動的な磁力制御性評価.....	59
3. 5. 4 効率特性評価と、磁力制御によるモード走行時エネルギー消費量低減に関する考察.....	67
3. 6 結言.....	74
第 4 章 漏れ磁束制御型可変特性モータ.....	75
4. 1 緒言.....	75
4. 2 基本原理.....	75
4. 2. 1 漏れ磁束可変現象の分析.....	77
4. 2. 2 漏れ磁束可変特性モータの必要要件.....	79
4. 2. 3 理論解析.....	81
4. 3 原理検証機的设计.....	85
4. 3. 1 磁気回路トポロジーの選定.....	86
4. 3. 2 磁気回路の最適化.....	88
4. 3. 3 定出力特性を考慮したアンペアターン設計.....	96
4. 4 原理検証機の特性評価.....	100
4. 4. 1 従来 IPM モータとの比較(1) -漏れ磁束可変による出力範囲の拡大-.....	100
4. 4. 2 従来 IPM モータとの比較(2) -漏れ磁束バイパスによる回転強度向上と効率特性の改善.....	103
4. 5 原理検証実験および考察.....	116
4. 5. 1 実験装置の構成と仕様.....	116
4. 5. 2 実験結果および考察.....	118
4. 6 結言.....	120
第 5 章 まとめ.....	121
5. 1 研究成果.....	121
5. 2 今後の課題.....	123
謝辞.....	124
参考文献.....	125
発表論文.....	135

## Nomenclature

### < Chapter 2 >

$f$	Frequency	Hz
$\mathbf{I}$	Current vector	–
$i_d$	d-axis current	A
$i_q$	q-axis current	A
$i_{od}$	d-axis current of equivalent iron loss resistance	A
$i_{oq}$	q-axis current of equivalent iron loss resistance	A
$R_a$	Phase resistance	$\Omega$
$R_c$	Equivalent iron loss resistance	$\Omega$
$v_d$	d-axis voltage	V
$v_q$	q-axis voltage	V
$\lambda$	Magnetic flux vector	–

### < Chapter 3 >

$B_m$	Flux density of magnet	T
$B_c$	Flux density of core	T
$F$	Amplitude of magnetomotive force of stator	AT
$h$	Magnet thickness	m
$H_g$	Magnetic field of air-gap	A/m
$H_m$	Magnetic field of magnet	A/m
$H_c$	Magnetic field of core	A/m
$H_d$	Magnetic field of operating point	A/m
$H_n$	Magnetic field of knick point	A/m
$H_{cj}$	Coercive force	A/m
$H_{n,D}$	Required magnetic field for demagnetization	A/m
$H_{n,J}$	Required magnetic field for magnetization	A/m
$I_{rms}$	Phase current	A
$i_{dqs}^r$	Measured current converted into dq frame (complex vector)	A
$i_{q\_target}$	Required current for obtain torque command	A
$i_{q\_decouple}$	Decoupling current for compensating torque ripple	A
$J$	Internal magnetization of magnet	T
$J_d$	Magnetization of operating point	T
$k_w$	Winding factor	–
$K_p$	Proportional gain for hysteresis magnetization control	–
$K_i$	Integral gain for hysteresis magnetization control	$S^{-1}$
$L_d$	d-axis inductance	H

$L_q$	q-axis inductance	H
$l$	Magnetic circuit length	m
$m$	Number of phases	–
$N_m$	Number of coil turns	turn
$P$	Number of pole pairs	–
$p$	Differential symbol	–
$SL$	Number of slots	–
$T_r$	Torque	Nm
$T_r^*$	Command torque	Nm
$V_0$	Voltage limit on dq frame	V
$V_{dc}$	DC link voltage	V
$V_{dqs}^r$	Voltage command on dq frame (complex vector)	V
$W_c$	Copper loss	W
$W_i$	Iron loss	W
$\beta$	Current phase	degree
$\delta$	Air-gap length	m
$\eta$	Ratio of teeth width and tip width	–
$\lambda_d$	d-axis flux	Wb
$\lambda_q$	q-axis flux	Wb
$\hat{\lambda}_d$	Estimated d-axis flux	Wb
$\hat{\lambda}_q$	Estimated q-axis flux	Wb
$\mu_r$	Recoil permeability	H/m
$\mu_0$	Air permeability	H/m
$\theta$	Electrical angle on magnet	degree
$\omega$	Angular velocity	rad/s
$\Psi_a$	Magnet flux	Wb
$\Psi_{a0}$	Magnet flux, where magnetization state is 100 [%]	Wb

< Chapter 4 >

$\Psi_d$	d-axis flux linkage	Wb
$\mathcal{F}_s$	Magnetomotive force of statr	AT
$\mathcal{F}_m$	Magnetomotive force of magnet	AT
$\Phi_a$	Magnetic flux in stator back yoke	Wb
$\Phi_b$	Magnetic flux in leakage flux bypass	Wb
$\Phi_1$	Magnetic flux of stator	Wb
$\Phi_2$	Magnetic flux of rotor	Wb
$\mathcal{R}_b$	Reluctance of leakage flux bypass	AT/Wb
$\mathcal{R}_g$	Reluctance of air-gap	AT/Wb
$\mathcal{R}_s$	Reluctance of stator back yoke	AT/Wb
$\mathcal{R}_r$	Reluctance of rotor back yoke	AT/Wb
$\Psi_{a_0}$	Magnet flux at no-load	Wb

# 第1章

## 1.1 背景

近年、世界各地における干ばつや洪水、海面上昇などの異常気象が多発しており、これらの現象は温室効果ガス排出量の増加にともなう地球温暖化が主要因であると考えられている。Figure 1-1 は 1971 年から 2000 年までの地表面の平均気温を基準とした時の、各年における平均気温との偏差<sup>(1)</sup>を示しており、1890 年以降の地球温暖化傾向は明らかである。これらの状況を鑑みて、先進国を中心として CO<sub>2</sub> などの温室効果ガス排出量を抑制するための取組みが進められている一方で、新興国における急激な人口の増加や経済発展にともない、これまで以上に排出量抑制のための技術開発や対策が求められるようになってきている。日本の CO<sub>2</sub> 総排出量のうち約 2 割を占める運輸部門の中で、大部分を占める自動車の CO<sub>2</sub> 排出量<sup>(2)</sup>についても早急な対策が求められており、加えて原油価格高騰(Figure 1-2)<sup>(3)</sup>にともなうランニングコスト増大への対策の必要性も相俟って、自動車各社による低燃費化のための技術開発・市場投入が加速してきている。低燃費化技術の中でも、従来のガソリンエンジンと電気モータを合わせたハイブリッド自動車(HEV)、搭載したバッテリーと電動モータのみで駆動する電気自動車(BEV)や水素タンクを搭載した燃料電池自動車(FCEV)など、様々な形で電気エネルギーを活用する技術が普及しつつある<sup>(4)</sup>。

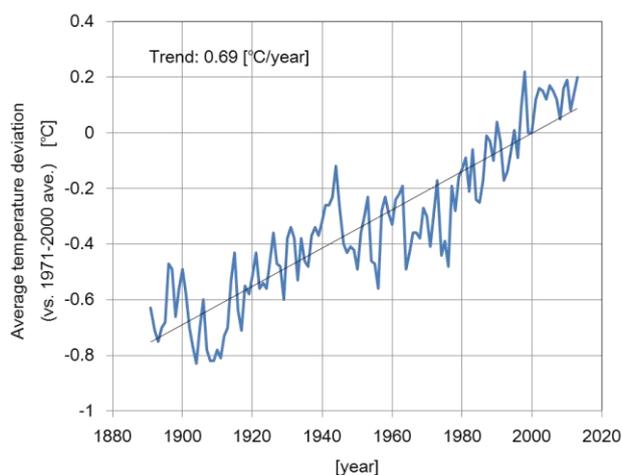


Figure 1-1. Average temperature deviation trend since 1890.

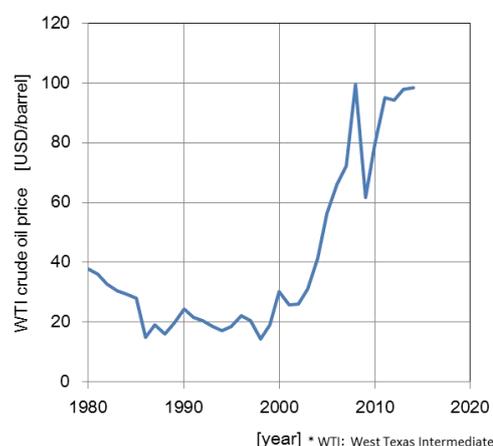


Figure 1-2. Crude oil price trend

気候変動に関する政府間パネル(IPCC)の評価報告書を基に日産自動車(株)から公表されている Sustainability report 2014<sup>(5)</sup>によると、2050 年時点での平均気温上昇を対 2000 年比で+2°C以下に抑制するためには、新車の CO<sub>2</sub> 排出量を同じく 2000 年比で約 90%低減する必要がある、同目標値を達成するためには化石燃料由来の内燃機関車(ICE 車)や HEV のみならず、再生可能エネルギー由来の発電方

式によって得られた電気エネルギーにより駆動される BEV や FCEV の普及が必要であるとしている。

BEV や FCEV など電動駆動車は走行中に CO<sub>2</sub> を全く排出せず、また動力源である主駆動用モータは、内燃機関であるガソリンエンジンに比べてエネルギー変換効率が 90[%] 超と高いため、地球温暖化抑制やエネルギーコスト低減の観点からも非常に優れている。一方で、電動車では搭載するバッテリーのエネルギー密度がガソリンなどの液体燃料に比べて小さく、またコスト面からもバッテリー搭載量の制約を受けるため、一充電あたりの航続可能距離が短く、電動車普及拡大のためにはさらなる航続距離の拡大が求められている。

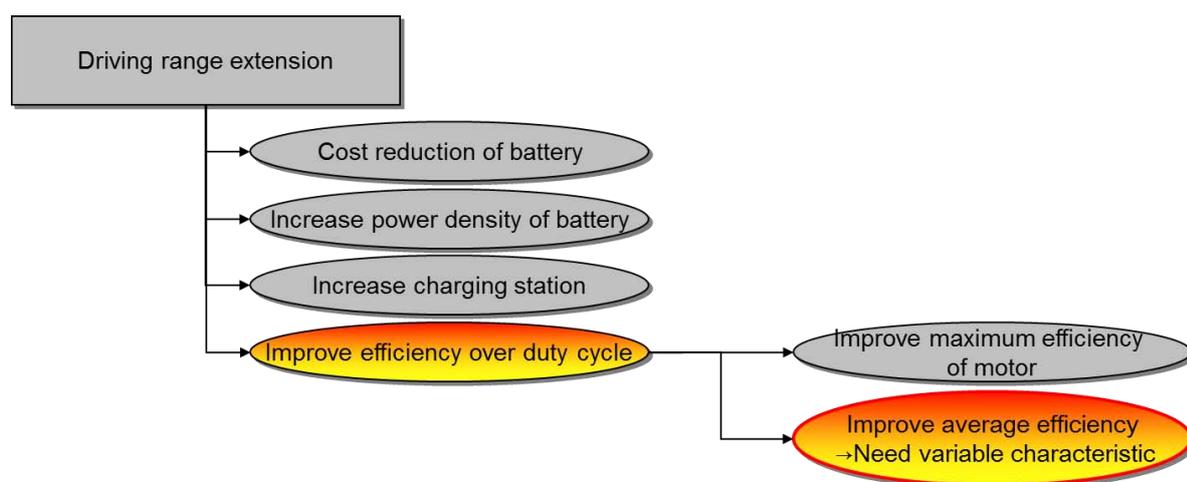


Figure 1-3. The needs of variable technology for range extension.

電動車における航続距離は、Figure 1-3 に示すようにバッテリーに関連する搭載エネルギー総量と、走行中のエネルギー消費率であるモード電費によって決まり、モード電費の向上には電動駆動要素部品であるモータの効率向上が必要である。

モータの効率向上技術に着目すると、1980 年代に高エネルギー積を持つ Nd-Fe-B 磁石が発明されて以降、小型・高効率化の観点から永久磁石同期モータ(PMSM)が盛んに開発され、市場投入されてきた。永久磁石同期モータは、それまで主流であった誘導電動機と比較すると、回転子側の界磁損失が発生しないので本質的に効率が高いことに加え、磁気回路設計技術の進歩や低損失化に貢献する電磁鋼板やマグネットワイヤなどの材料・工法革新も相俟って、最高効率が 97[%] を超える領域まで高効率化が進んでいる<sup>(6)</sup>。

一方で、実際の電動車駆動用モータにおける動作点効率で考えると、さらなる効率改善の余地が残されている。HEV や EV におけるモータの使い方を見ると、Figure 1-4 に示す様に、段差乗り越えや急坂登坂時のような低速大トルクや、高速走行時などの高速回転・高出力など幅広い動作領域が要求されるが、実用では街乗りで代表される低～中負荷域(常用域)の使用頻度が高い。一般に、永久磁石同期モータの最高効率域は鉄損と銅損が同等になる領域、すなわち常用域よりも高負荷側に位置するため、電動車駆動用モータでは、最高効率の向上に加えて動作点の平均効率を改善することで、さらなる高効

率化が期待できる。動作点平均効率を改善するためには、Figure 1-4 の右側に示す様に、動作点に応じてモータ特性そのものを変化させればよく、例えば低速大トルク仕様で高効率域が比較的高負荷側に位置するモータ 1 と、高速仕様で高効率域が低負荷高速側に位置するモータ 2 を組み合わせて、動作点に応じて切り替えることができれば、結果的に動作点平均効率が向上することが分かる。これは機械式変速機とモータを組み合わせることで従来技術により実現可能であるが、変速機追加によるコストや重量増、搭載スペースの制約、また変速機の機械的損失などを考慮する必要があるため、モータ単体で特性を可変できることが望ましい。

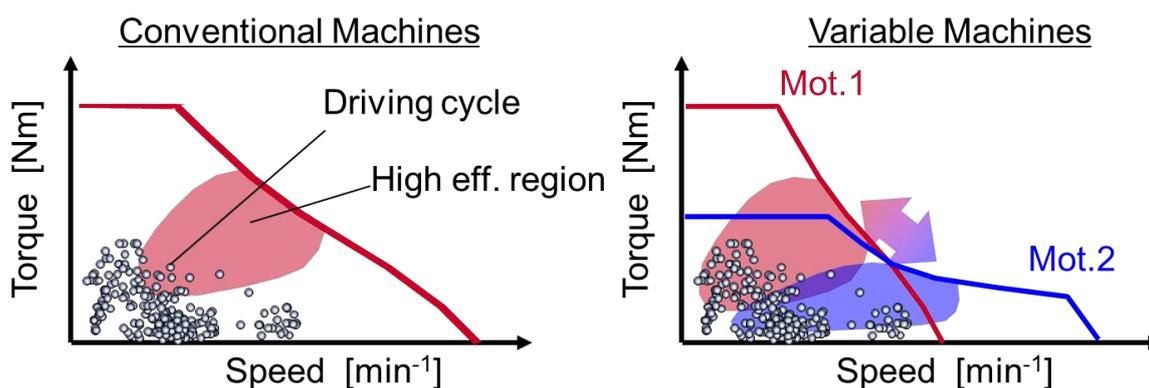


Figure 1-4. Discrepancy of high efficiency area and common operating points

Table 1-1. Classification of variable characteristic motors

	Stator	Rotor
Mechanically	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Variable air-gap</li> <li>➤ Variable wire connection with mechanical switch</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Variable skew angle</li> </ul>
Electrically	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Variable wire connection with semiconductor switch</li> <li>➤ Hybrid excitation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Wound field type</li> <li>➤ Variable magnetic flux</li> <li>➤ Variable leakage flux</li> </ul>

これらの状況を鑑みて、これまで、運転中の動作点に応じてモータ定数を可変する方法が種々研究・提案されている<sup>(27-72)</sup>。これらの可変特性型モータは、モータ定数を可変する手段と可変する部位で、Table 1-1 のように分類することができる。Table 1-1 の左側は、ステータ側の可変方式を記載しており、機械的にエアギャップ長を制御する方式や、ステータコイルとインバータとの間に機械的なスイッチや半導体スイッチを配置して、回転数や負荷などの運転条件に応じてモータ定数を可変する方式が分類される<sup>(27-32)</sup>。エアギャップ長可変方式では、アクティブにモータ特性を可変できる反面、ギャップ長を可変するためのアクチュエータが必要となり、大型化・高コスト化の原因となること、また実用上、アキシアルギャップ型モータの形式に限定されることなど制約条件も多い。巻線切替方式では、機械的、電氣的に

よらず、何かしらの切替スイッチ部が別途必要であることに加え、巻線接続やスイッチトポロジーの制約から、直並列切替など2段階程度の有段可変特性となるため可変自由度に制約がある。

一方、Table 1-1 の右側にはロータ側の可変手段が分類される。回転体であるロータに巻線と給電用スリップリングを有する巻線界磁型では、起磁力を自由に制御できる利点がある反面、起磁力を直流電流にて発生させるため、永久磁石同期モータと比較すると界磁損失が発生する分、効率的に不利であり、かつ摺動部品であるスリップリングが必要となる為、小型化や耐久性の面で考慮が必要である。ロータに界磁巻線をもつタイプでは、ロータに作用する空間高調波磁束を利用して得た誘導電流をダイオードで整流し、スリップリングレスで起磁力を得る方式<sup>(33)</sup>や、非接触給電によりロータ側に給電する方式<sup>(34)</sup>なども提案されているが、ロータや給電部の構造が複雑になる為、さらなる技術開発が待たれる。

一方、電動車両への適用を考えた場合、右側下段に分類される磁力可変モータ<sup>(47-68)</sup>や漏れ磁束可変モータ<sup>(35-38)</sup>は、アクチュエータや切り替えスイッチなどの追加要素が不要であり、搭載性やコスト低減の観点から Table 1-1 に分類した各種の可変特性モータの中で電動車駆動用モータとして適している。磁力可変モータの基本的なコンセプト自体は、2001年に V. Ostovic によって発表<sup>(47)</sup>されて以降、いくつかの研究がなされているが、負荷時の磁力保持性や着磁時の電圧制限に対する考慮、また過渡的な磁力制御手法など、車両駆動用として可変特性モータを実用化するための具体的な検討は未だ充分になされていないとは言えない。

今後も、CO<sub>2</sub>排出量のさらなる低減や燃料価格高騰を背景として、モータやインバータなど電動駆動コンポーネントのさらなる効率改善が必要であり、従来型の永久磁石同期モータに対して追加要素が不要で、かつ動作点平均効率の改善に大きく寄与することが期待される磁力可変モータ、および漏れ磁束可変モータについて、設計理論・評価手法を構築することは有益である。

## 1.2 目的

本論文では、電動車駆動用モータの動作点平均効率向上の観点から、追加要素が不要で、磁石磁束のステータ巻線鎖交数を制御できる、1)磁力可変型モータと、2)漏れ磁束可変型モータに着目し、それぞれの基本原理と設計手法を体系的に構築した上で、これら特性可変モータが電動車の平均効率改善に有益であることを明らかにする。

## 1.3 概要

本論文は可変特性を利用した自動車駆動用途モータの高効率化に関する研究について全5章で構成される。各章の内容は以下の通りである。

第1章「緒論」では、研究背景として自動車駆動用途モータに求められる特性と現状を鑑みて、可変特性モータの必要性、研究目的と本論文の概要について述べる。

第2章「永久磁石同期モータにおける効率改善の取組み」では、まず効率向上の観点から様々な形式

の電動モータの得失比較を行い、特に永久磁石同期モータにおいて、これまで種々研究されてきた効率改善に関する取組みについて、工法・材料による事例や、磁気回路設計に関する事例について述べる。また、自動車駆動用モータに求められる可変速範囲と常用域との関係について整理し、坂道発進時や段差乗り越え時に必要な低速大トルク動作点と高速巡航などの高出力動作点を両立させる必要がある主駆動用モータでは、高効率域と常用動作点が必ずしも一致しないため、可変特性化による動作点平均効率の改善が求められていることを説明する。加えて、これまで種々検討されてきたモータパラメータ可変型モータについて、可変部位(ロータ、ステータ)や可変手段(電氣的、磁氣的、機械的)毎にその得失について明らかにし、可変特性や追加要素の有無や小型軽量化の観点から、磁石磁束のステータ鎖交数を可変する方式が自動車駆動用途モータとして適していることを述べる。

第3章「磁力制御型可変特性モータ」では、磁石磁束鎖交数可変方式の一つである強め界磁型可変磁力モータの基本原則を提案する。基本原則として、これまで先行研究されてきた可変磁力型モータに対して、順突極磁気回路と低保磁力磁石のみを組合せたことで、本来は相反する低保磁力磁石の磁力制御性と負荷時の磁力安定性を両立できることを、突極性と電流位相・トルク特性の関係から明らかにする。

次に可変磁力モータを設計する際に最も重要となる、磁石動作点の解析・設計手法について述べる。

磁石上の任意の位置におけるパーミアンス係数を、電流振幅と位相、磁気回路定数の関数として表現することで、着減磁性と負荷時の安定性を両立する、磁石配置、保磁力と磁石厚みを同時に評価可能な理論解析手法を提案し、FEAとの比較により手法の妥当性を示す。次に同手法を用いた原理検証機の設計とFEAによる特性評価結果について述べる。FEAではdq軸上における着減磁特性を明らかにし、可変磁力モータでは従来の電流ベクトル制御に加えて、着磁量保持限界線を考慮する必要があることを説明する。試作した原理検証機によるシミュレーションと実験を行い、磁力の制御性と負荷時の安定性を両立できていることを明らかにする。またトルク指令値が時間的に変化する過渡状態においても、着磁制御パルス電流と磁力変化にともなうトルク変化を補償するq軸電流を適切に印加することで、過渡トルク応答性を確保できることを示す。最後に可変磁力モータにおける今後の展望について論じる。

第4章「漏れ磁束制御型可変特性モータ」では、磁石磁力は一定ながらロータ磁気回路の工夫により、電流負荷に応じて磁石磁束のステータ鎖交数が変化するタイプの可変特性モータを提案する。第3章の可変磁力モータや先行研究例が、動作点に応じてアクチュエータや半導体スイッチを制御するアクティブ制御型の可変モータであるのに対して、本章のモータは電流負荷に依存して磁石磁束鎖交数が変化するパッシブ型である。アクティブ型に対して制御自由度および可変化による平均効率改善効果は比較的小さいが、追加要素が不要であり、制御自体も従来の永久磁石同期モータと同等の手法が適用できるメリットがある。まずロータコア内の磁束短絡路を含めた磁気等価回路を用いて、電流負荷に応じて短絡磁束が変化する基本原則を説明し、所望の可変特性を得るための磁石起磁力とステータ起磁力、各部磁気抵抗の関係式を導出する。次に電流負荷によってモータパラメータが変化する同モータにおいて、定出力特性を得るためのアンペアターンの設計指針について述べる。これら指針に基づいて原理検証機設計と特性評価について述べる。可変漏れ磁束特性により、高効率範囲が低～中負荷、高速域に拡大し

たことによる効果を，モード走行時の消費エネルギーとして評価を行い，ロータ磁気回路の変更のみでも電費改善に効果が得られることを，シミュレーションを用いて明らかにする．

第5章「まとめ」では，本論文で提案した2つの可変特性モータについて，基本原理提案から特性評価を通して得られた知見を整理して，それぞれの得失を整理・分類した上で，提案した2つのモータがそれぞれ可変速用途における電費向上に寄与することを示し，今後の展望を述べる．

## 第2章 永久磁石同期モータにおける効率向上の取組み

### 2.1 緒言

本章では、永久磁石同期モータの中で車両駆動用モータとして広く普及している永久磁石同期モータの効率向上の取組みについて述べる。電動駆動車の動作点平均効率を向上する観点からも、モータ自体の効率改善は当然のことながら重要である。まず初めに永久磁石同期モータと、永久磁石を用いない誘導機やスイッチドリラクタンスモータについて、そのトルク発生原理から効率特性における得失について説明する。

次に永久磁石同期モータに焦点を当てて、これまで種々行われてきた効率改善の取組みについて、材料・工法によるもの、設計理論によるものを説明する。最後に、自動車駆動用モータのように広い範囲での可変速運転が要求される用途では、従来の効率改善手法に加え、動作点に応じてモータ特性を可変することが動作点平均効率を改善する上で有益であることを示す。

### 2.2 モータ形式による効率特性の違い

モータ形式については様々な分類方法が考えられるが、本論文では電動車駆動用モータとして想定されるモータ形式を選定し、励磁方式とトルク発生原理にて分類した結果を Table 2-1 に示す。1次側と2次側の滑りによってトルクを発生する誘導モータを除いては、全て同期モータである。同期モータの中で、永久磁石同期モータのみが回転子側に励磁手段としての永久磁石を持つが、その他のモータでは巻線界磁モータのようにロータ側に界磁電流を流して励磁するもの、またシンクロナスモータやスイッチドリラクタンスモータのようにインダクタンスの位置変化によるリラクタンストルクを利用するものに分類できる。トルク密度で比較すると、永久磁石以外で励磁する場合には界磁巻線やかご型導体を配置する必要があり、巻線界磁型の場合にはさらに給電用のスリップリングが必要になる為、一般的に永久磁石よりも体積が大きくなる。またこれらの方式はロータ起磁力を得るために常に励磁電流が必要であるため、回転子側にも常に銅損が生じる。一方で、永久磁石同期モータではロータ起磁力を永久磁石により得るので他の方式と比較して励磁損失がなく、高エネルギー積を持つ永久磁石材料の使用と相俟って小型・高効率化を実現している。ただし、永久磁石同期モータにおいては要求最大トルクを満足するように磁石量を設計するため、鉄損の影響が支配的となる高速回転域や、それほど大きな磁石磁束を必要としない低負荷域では界磁を調節できる方式に比べて効率が低下する。このため広い可変速範囲で使用される車両駆動用永久磁石同期モータでは、磁石量を減らしてリラクタンストルク比率を高めることで、低負荷・高速域の効率向上を狙ったモータも提案されている<sup>(13)</sup>。しかしこの方式では低速大トルク域においてマグネットトルクの不足分を補うために、電流を多く流す必要があり銅損が増大する。したがって、可変速運転が要求される永久磁石同期モータでは、ロータ起磁力の可変特性化が求められる。

Table 2-1. Classification of various types of motors

		Synchronous				Non-synchronous
		Permanent magnet motor	Synchronous motor	Switched reluctance motor	Wound field motor	Induction motor
Magnetomotive force on rotor		Permanent magnet	-	-	Field current	Induced current
Principle of torque generation	Lorentz force	●	-	-	●	●
	Reluctance torque	●	●	●	●	-
Torque density		○	△	△	△	△
Efficiency	Low-mid speed & large torque	○	△	△	△	△
	Mid-high speed & low-mid torque	○ ~ △	○	○	○	○

## 2.3 設計, 材料, 工法による効率向上

ここでは、これまで種々改良がなされてきた永久磁石同期モータにおける効率改善の取り組みについて、磁石、電磁鋼板、導体、工法、設計ごとに例を挙げて説明する。

### 2.3.1 磁石材料・構造

永久磁石同期モータでは、磁石体積とエネルギー積に比例して最大トルクが決まるため、小型軽量化が求められる電動車駆動用モータでは、特に残留磁束密度と保磁力が高い Nd-Fe-B 磁石が多く用いられている。この Nd-Fe-B 磁石は導体である鉄を主成分とするので、体積抵抗率が  $1.3 \times 10^{-4}$  [ $\Omega\text{cm}$ ] 程度<sup>(14)</sup>と比較的小さい。このため永久磁石に交番磁界が作用すると、磁石内部に発生する誘導起電力により渦電流が発生して損失増大の一因となる。同期モータでは、ステータが作る回転磁界とロータ磁界が同期しているので、基本的に永久磁石にはステータ回転磁界の基本波成分による交番磁界は作用しないが、PMW 変調制御方式に起因する時間高調波成分や、ステータスロットに起因する空間高調波成分により、磁石内渦電流が発生する。磁石材料の観点から渦電流損失を低減する方策として、例えば磁石をいくつかのセグメントに分割して、セグメント磁石間を電氣的に絶縁する方式が提案されている<sup>(15)</sup>。また粉末状の磁石を絶縁材料である有機物でバインドしたボンド磁石では、材料自体の見かけの電気抵抗が増大するため、渦電流損失を大きく低減でき、かつ射出成型も可能となるため低コスト化が可能となり、小型機などに多く用いられる。一方で、磁石体積に占める磁石素材自体の含有量が低いため、残留磁束密度が焼結磁石に比べて低いという欠点がある。

### 2.3.2 電磁鋼板・磁石

自動車駆動用モータに用いられるステータコアおよびロータコアには、一般的に板厚 0.3~0.5[mm] 程度のケイ素鋼板を積層した積層コアが用いられる。ケイ素鋼板は Si を 3[%]程度含有させ、結晶方位

や磁区幅を調整することで、高い飽和磁束密度と低損失を両立している<sup>(16)</sup>。最近では Si の含有量を CVD 法により 6.5[%]まで高めた電磁鋼板や、表面の Si 濃度のみを高めることで、打ち抜き加工性と低鉄損性を両立させた傾斜高 Si 材なども開発されている<sup>(17)</sup>。また渦電流損失低減を目的とした電磁鋼板の薄板化も進んでおり、自動車用途でも板厚 0.2[mm]の電磁鋼板も採用されている。さらに高飽和磁束密度、低鉄損を目的としてアモルファス薄帯を巻いてステータコアを構成したアキシシャルギャップ型モータなども提案されており<sup>(18)</sup>、磁性体材料および構造による効率改善が進んでいる。

### 2.3.3 導体

自動車主駆動用モータにおいては、丸線の束をステータスロットに挿入して構成した丸線分布巻ステータが多く用いられてきた。ステータスロットに挿入される導体は、発熱量低減と伐熱性能向上の観点から、できる限り占積率(ステータスロット面積に対する導体断面積の比)を向上させる方が望ましい。最近では、占積率のさらなる改善を目的とした角線集中巻や、角線をステータスロットに挿入して溶接することで巻線を形成するセグメントコンダクタ型も市場に投入されてきている。また、搭載スペースに制約が高く、特に小型化・軽量化が求められるハイブリッド車用モータでは、あらかじめ複数スロットに跨るように階段状に成型した角線に対して、外側から分割ステータコアを挿入することで波巻角線分布巻を構成したタイプも市場投入され始めている<sup>(19)</sup>。また、より小型薄型化が求められる形式のハイブリッド自動車(HEV)用モータでは、従来の分布巻の他に、1つのステータティースに巻線を施した集中巻方式が投入されており、こちらも丸線や平角線が用いられる。丸線分布巻の場合には一体型ステータコアに対して適用可能なノズル巻タイプに加え、平角線集中巻にも対応可能な分割コア方式も量販車に搭載されている。

### 2.3.4 電機設計

投入電力に対する機械出力の差分が損失であり、この損失をいかに小さくするかが効率設計において重要である。モータにおける損失には、導体に生じるジュール損失に起因する銅損、電磁鋼板内の渦電流損失とヒステリシス損失に起因する鉄損、風損やベアリング摩擦などの機械損、その他ケーシング等に生じる漂遊負荷損に分類される<sup>(21)</sup>。銅損については 2.3.3 節にて述べたとおり、できる限り導体断面積を拡大すべく、平角線や分割コアを組み合わせることで占積率を改善、また集中巻により導体長さを短くして損失の低減が図られている。鉄損についても 2.3.2 節で述べたように電磁鋼板の薄板化による渦電流損失低減や、素材そのものの低損失化に加え、磁気回路の最適化によりトルク発生に直接寄与しない磁束の高調波成分を抑制するなど、様々な工夫がなされている。

## 2.4 永久磁石同期モータにおける効率向上と、可変特性化の必要性

永久磁石同期モータは、2.2 節で述べたとおりロータ起磁力の界磁損失が必要ないため、誘導機や界磁巻線型のモータに比べて本質的に高効率であることに加え、2.3 節で挙げた種々の効率改善の研究開

発がなされてきた。その結果、弱め界磁などの制御技術や、高保磁力磁石の開発も相俟って、小型でありながら高効率で、かつ広い可変速範囲を実現している。ただし、様々な動作点で運転される電動車駆動用モータにおいては、最高効率の向上に加えて、動作点平均効率の向上についても同時に考慮する必要がある。ここでは、電動車駆動用モータにおける高効率領域と常用する動作点との関係について説明し、運転中に何らかのモータパラメータを可変することが、動作点平均効率の改善、すなわち電費向上に寄与することを示す。また種々提案されている特性可変型永久磁石同期モータの中で、磁石磁束のステータ鎖交数を可変する方式が、サイズ、コスト、性能の観点から優れていることを示す。

#### 2.4.1 電動車駆動用モータにおける高効率領域と動作点の比較

電動駆動用モータでは、急な登坂路や段差乗り越え時のような低速大トルク域から、比較的lowトルクかつ低速な街乗りから高速道路などの高回転、高出力条件まで様々な動作点での運転が求められる。永久磁石同期モータの場合、最大トルクはモータ体格と磁石量、磁石のエネルギー積によってほぼ決まるため、要求最大トルクを満足するために必要な磁石磁束量が求まる。一方、磁石磁束量と誘起電圧は比例関係にあるため、基底回転数を越える領域では誘起電圧がシステム電圧を越えないように磁石磁束のステータ鎖交数を抑制する必要がある、d軸電流を用いた弱め界磁制御が一般に行われる<sup>(22)</sup>。

このようにして、永久磁石同期モータでは低速大トルクから高速条件までの広い可変速範囲での運転が可能となっているが、一方で動作点平均効率の観点では、街乗りや高速走行などの常用域と、最高効率領域には乖離があることがわかる(Figure 2-1)。

これは、最大トルクを得るために必要な磁石量に対して、低～中負荷では要求トルクに対して磁石磁束量が多すぎるために効率が低下するためである。また高回転域においては、弱め界磁制御により電圧上昇は抑制されるものの、d軸電流は磁石トルク発生には寄与せず、リラクタンストルク分を考慮したとしても、電流あたりのトルクが低下するためである。逆突極性(d軸インダクタンス<q軸インダクタンス)を有する埋込磁石型モータの場合、弱め界磁制御により、ローレンツ力に起因するマグネットトルクと、マクスウェル応力に起因するリラクタンストルクの両方が得られ、電流位相 45[degree](d軸電流とq軸電流が同等条件)の電流位相条件において最大のリラクタンストルクが得られるため、基底回転数以下の領域では電流あたりのトルクは増加するが、基底回転数以上の領域では誘起電圧を抑制するために、最適位相以上の電流位相にて駆動する必要があるため、トルクに寄与しないd軸電流比率が増大して効率が低下する。一方、磁束分布の変化から考察すると、弱め界磁制御時には、磁石磁束をステータ起磁力による反磁界によって抑制することになるため、トルクに寄与する基本波成分の他に高調波成分磁束が増大して鉄損が大きくなるため、効率が低下する<sup>(26)</sup>。

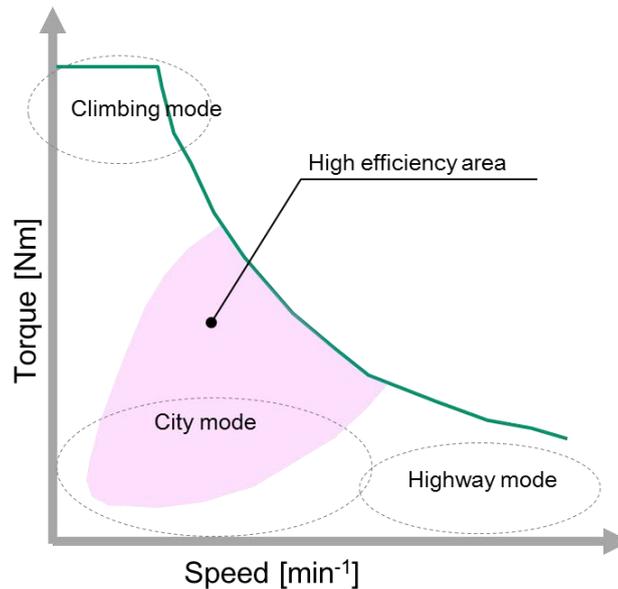


Figure 2-1. Schematic drawing of discrepancy between high efficiency area and operating point

電動駆動車，特に搭載バッテリーでのみ駆動する EV においては，市場要求として一充電当たりの航続距離拡大が求められており，最高効率の改善に加えて動作点平均効率の改善が求められている．これらの状況を鑑みて，これまで特性可変モータについていくつかの研究がなされてきた．次章では各種可変特性方式について，その得失を考察する．

#### 2.4.2 様々なモータパラメータ可変方式

永久磁石同期モータの各種特性は，一般に d 軸インダクタンス  $L_d$  と q 軸インダクタンス  $L_q$  と磁石磁束  $\Psi_a$  を用いて表現される．dq 軸インダクタンスは電流  $i$  に対する鎖交磁束  $\Psi$  の変化率  $\frac{d\Psi}{di}$  であるから，ステータコイルの巻数，ステータコアおよびロータコア材料の透磁率特性と磁気抵抗(リラクタンス)，磁石磁束に相関を持つ．磁石磁束  $\Psi_a$  は，永久磁石の B-H 特性と磁石配置，リラクタンスおよびステータ巻数に相関を持つ．一般にコア材料の B-H 特性を任意に制御することは難しいことから，運転中にモータ特性を変化させうる可変特性パラメータとしては，エアギャップ，巻数と磁石磁束が候補として考えられる．

エアギャップ可変タイプでは，アキシヤルギャップ型でステータとロータの距離をリニアアクチュエータにて変化させる方式が用いられる<sup>(31-32)</sup>．低速大トルク条件では，エアギャップを小さく制御して磁石磁束のステータ鎖交数を増大させ，高速域では逆にギャップを拡大して磁気抵抗(リラクタンス)を増加させることで磁石磁束のステータ巻線鎖交数を低減する．これにより誘起電圧が抑制されるため，高回転域における出力が向上する．同時にステータコアを鎖交する磁石磁束も減少するので鉄損も減少する．

この方式では，エアギャップ増大により，磁石磁束のステータ巻線鎖交数だけでなく磁気抵抗の変化によりインダクタンスも大きく変化する．

次に巻数可変方式について説明する。この方式では通常のインバータを構成する半導体スイッチに加えて、ステータ巻線の途中に別の切り替えスイッチが設けられており、モータの動作点に応じてスイッチを切り替えることで中性点の位置が変化するので、インバータ側から見た電氣的な巻数が可変することができる<sup>(27-30)</sup>。巻数を可変することで磁石磁束の巻線鎖交磁束数も変化するので、高回転域で誘起電圧を抑制することができ、定出力範囲の拡大が可能となる。反面、磁石磁束のステータコア鎖交数自体は変化しないため、鉄損低減効果は弱め界磁制御量低減分は見込まれるものの、磁力可変方式と比べて定性的に小さい。

磁石磁束可変方式は、従来のステータ巻線に加えて、ロータ磁石起磁力とロータ用界磁コイルを併用するハイブリッド界磁方式<sup>(43-44)</sup>と、磁石の着磁状態そのものをステータ電流により変化させることで可変特性を得る、可変磁力モータ(Memory motor)に分類できる<sup>(47-68)</sup>。ハイブリッド界磁方式は、直流界磁コイルが別途必要であり、磁石磁束経路も直流界磁コイル部を経由させるため、磁路が3次元的になる反面、ステータ界磁電流とは独立にロータ界磁量を制御できるので、動作点に応じて最適な可変特性が得られる。一方、可変磁力モータは、従来に比べて保磁力の小さい磁石を用いてステータ起磁力により磁石の起磁力そのものを変化させるため、動作点に応じてロータ界磁量を任意に制御可能であり、かつ直流界磁巻線やアクチュエータ等の追加要素も不要である<sup>(47-68)</sup>。ただし、磁力可変型モータでは磁力制御性と負荷時の磁力安定性という、相反する性能を両立させるための高度な磁気回路設計技術と磁力制御技術が必要である。これらを鑑みて、磁石の着磁状態は変化させずに、磁気回路の工夫のみによって、磁石磁束のステータ鎖交数を負荷電流によって受動的に制御可能な漏れ磁束制御型モータも提案されている<sup>(35-38)</sup>。漏れ磁束制御型モータでは、磁力可変型のように磁石磁束のステータ鎖交量を0に制御することはできないが、負荷電流のみによって約30[%]程度の変化率が達成可能であり、かつ通常の電流ベクトル制御が適用可能であるため、複雑な着磁量制御や低保磁力磁石材料の開発が不要であり、比較的容易に可変特性効果が得られるという観点で有用である。

本論文では、搭載性やコスト低減がより求められる車両駆動用モータの観点から、これら磁石磁束可変型モータに着目し、磁力制御型モータと漏れ磁束制御型モータの2つの形式について、基本原理や特性、自動車駆動用途としての効率改善効果について論じていく。

### 2.4.3 磁石磁束可変方式による効率特性の改善

まず始めに永久磁石同期モータの各動作点における効率特性について考察する。効率とはモータに投入した電力に対する機械出力の比であるから、同一の出力を得る際に生じる損失が最少となるようにトルクを発生させることで効率が向上する。永久磁石同期モータのトルクは電流ベクトル $\boldsymbol{I}$ と磁束ベクトル $\boldsymbol{\lambda}$ の外積で表すことができるので、模式的に Figure 2-2 に示す電流ベクトル $\boldsymbol{I}$ と磁束ベクトル $\boldsymbol{\lambda}$ が作る面積と考えることができる。一方、ある動作点における銅損と鉄損は、電流 $\boldsymbol{I}$ と磁束 $\boldsymbol{\lambda}$ の関数として表現できる。巻線の電気抵抗値を $R$ とすれば、ステータコイルに生じる銅損は $|\boldsymbol{I}|^2 R$ となる。鉄損については様々な近似手法が提案されており、例えばスタインメッツの式にしたがって、ヒステリシス損失が

周波数  $f$  と磁束密度  $B^{1.6}$  に比例し、渦電流損失が周波数  $f^2$  と磁束密度  $B^2$  に比例するとおけば、損失は電流値  $|I|^2$  や磁束  $|\lambda|$  の 1.6~2 乗に相関を持つことになる。ここでは簡単化のため鉄損が電流  $I$  と磁束  $\lambda$  の平方に比例すると仮定すれば、 $I \times \lambda$  あたりの損失を最小にする条件は電流ベクトル  $I$  と磁束ベクトル  $\lambda$  が等しい時である。

実際には、回転数や負荷に応じて銅損と鉄損の比率は常に変化し、特に回転数変化に伴って鉄損が大きく変化するため、各動作点における最高効率条件は様々である。従来の永久磁石同期モータでは制御可能なパラメータが電流ベクトルのみであるのに対して、磁束可変モータでは電流ベクトル  $I$  と磁束ベクトル  $\lambda$  の両方を負荷や回転数に応じて最適に制御できるため、低～中負荷域や高速回転域においても効率向上が可能となることがわかる。

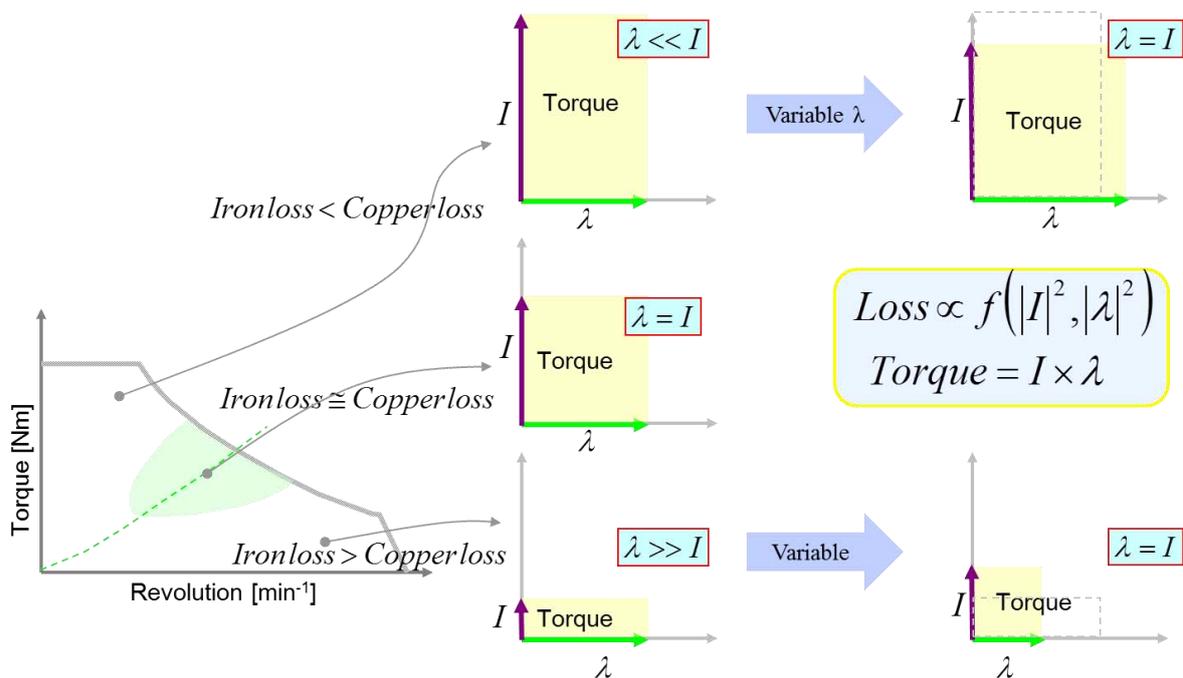


Figure 2-2. Schematic drawing for understanding how to generate losses

ここで、磁石磁束を変化させたときの鉄損低減の効果を、等価鉄損抵抗  $R_c$  を考慮した dq 軸等価回路を用いて概算する<sup>(22)</sup>。d 軸等価回路と q 軸等価回路を Figure 2-3 および Figure 2-4 にそれぞれ示す。

一般的な等価回路の解析では磁石磁束  $\Psi_a$  を一定値として扱うが、ここでは磁石磁束  $\Psi_a$  違いによる鉄損の変化を求めめるため、磁石磁束  $\Psi_a$  をパラメータとして解析を進める。等価鉄損抵抗  $R_c$  を考慮した回路解析においては、dq 軸電流が等価鉄損抵抗側に分流した  $i_{od}$  および  $i_{oq}$  と等価鉄損抵抗  $R_c$  により生じるジュール損を等価鉄損として扱う。Figure 2-3 および Figure 2-4 から、それぞれの回路電流は以下のように表すことができる。

$$i_d = i_{od} + i_{cd} \dots\dots\dots (2-1)$$

$$i_q = i_{oq} + i_{cq} \dots\dots\dots (2-2)$$

$$i_{cd} = - \frac{\omega L_d i_{od}}{R_c} \dots\dots\dots (2-3)$$

$$i_{cq} = \frac{\omega (\Psi_a + L_d i_{od})}{R_c} \dots\dots\dots (2-4)$$

またトルク  $T_r$  は  $i_{od}$  および  $i_{oq}$  を用いて以下のように表すことができる。

$$T_r = P \{ \Psi_a i_{oq} + (L_d - L_q) i_{od} i_{oq} \} \dots\dots\dots (2-5)$$

(2-5)式を満たす  $i_{od}$  と  $i_{oq}$  の組合せを、パラメータ  $\Psi_a$  ごとに数値計算により求める。これら  $i_{od}$  と  $i_{oq}$  を用いると、d 軸電流  $i_d$  と q 軸電流  $i_q$  はそれぞれ(2-6)式および、(2-7)式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} i_d &= i_{od} + i_{cd} \\ &= i_{od} - \frac{\omega L_q}{R_c} i_{oq} \\ &= i_{od} - \frac{\omega L_q}{R_c} (i_q - i_{cq}) \\ &= \left( 1 + \frac{\omega^2 L_q L_d}{R_c^2} \right) i_{od} - \frac{\omega L_q i_q}{R_c} + \frac{\omega^2 L_q \Psi_a}{R_c^2} \dots\dots\dots (2-6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_q &= i_{oq} + i_{cq} \\ &= i_{oq} + \frac{\omega (\Psi_a + L_d i_{od})}{R_c} \dots\dots\dots (2-7) \end{aligned}$$

一方、電圧方程式は  $i_{od}$  および  $i_{oq}$  を用いて以下のように表現できる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \left( 1 + \frac{R_a}{R_c} \right) \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2-8)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2-9)$$

したがって、銅損  $W_c$  および鉄損  $W_i$  は以下のように表現できる。

$$\begin{aligned}
 W_c &= R_a i_a^2 \\
 &= R_a (i_d^2 + i_q^2) \dots\dots\dots (2-10)
 \end{aligned}$$

$$W_i = \frac{V_0^2}{R_c} = \frac{V_0^2}{R_c} = \frac{\omega \sqrt{(L_d i_{od} + \Psi_a)^2 + (L_q i_{oq})^2}}{R_c} \dots\dots\dots (2-11)$$

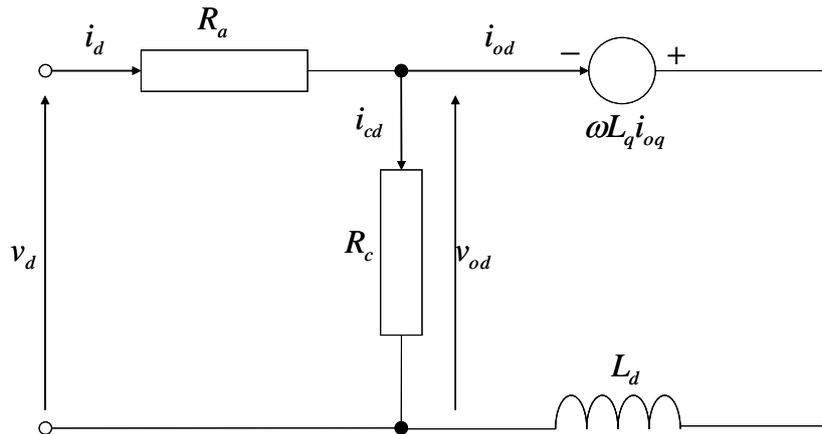


Figure 2-3. d-axis equivalent circuit with equivalent iron loss resistance

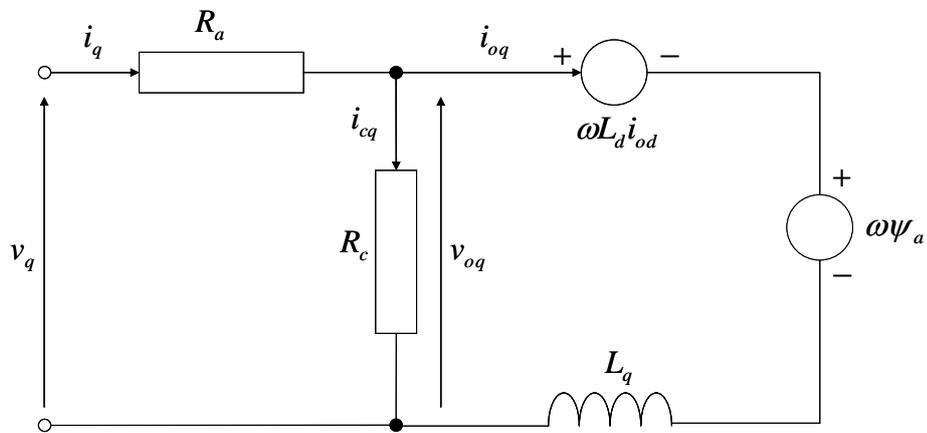


Figure 2-4. q-axis equivalent circuit with equivalent iron loss resistance

Table 2-2. Specification of calculation model

Number of pole pairs	$P$	8	-
DC link voltage	$V_{dc}$	200	V
Phase current	$I_{rms}$	400	Arms
d-axis inductance	$L_d$	0.0001	H
q-axis inductance	$L_q$	0.0002	H
No-load flux	$\Psi_a$	0.063	Wb
Winding resistance	$R_a$	0.005	$\Omega$
Equivalent iron loss resistance	$R_c$	0.08	$\Omega$

つぎに、任意の負荷トルクにおける、磁石磁束  $\Psi_a$  をパラメータとして変化させた時の効率を計算し、磁石磁束可変が可変速運転モータにおける効率向上に有益であることを明らかにする。

回転数を 1000 [ $\text{min}^{-1}$ ]、負荷トルクを 5, 10, 20, 30, 40, 50, 100 [Nm] の 7 水準とし、各負荷トルク条件において磁石磁束  $\Psi_a$  を 0~100[%]まで変化させた時の効率を、(2-10)式および(2-11)式に示す鉄損と銅損の計算式を用いて求める。計算対象モデルの仕様を Table2-2 に、計算結果を Figure 2-5 に示す。横軸は 100[%]磁力時の磁石磁束鎖交数  $\Psi_{a0}$  に対する磁石磁束の比を示しており、横軸が 1 の時に 100[%]磁束を、横軸が 0.2 ならば 20[%]磁束状態を表している。

Figure 2-5 の結果から、負荷トルク 5 [Nm]程度の低負荷領域では、磁石磁束が約 20[%]程度で最高効率 93[%]を得ているのに対して、従来モータ相当の 100[%]磁束状態においては効率が約 81[%]となっていることがわかる。つまり磁石磁束を可変することができれば、この領域においては約 12[pt.]の効率向上が可能であることを示している。また負荷トルクが 20 [Nm]では、約 50[%]の磁石磁束の時に最高効率 94.8[%]を得ているのに対して、100[%]磁束状態における効率は約 93[%]となっており、この領域では磁束可変による効率改善効果は約 1.3[pt.]程度が見込まれる。また 100 [Nm]の条件では、ほぼ 100[%]磁束の状態で最高効率を得ており、この条件では磁束可変による効率向上効果は見込まれないことが分かる。なおこの概算は例として 1000 [ $\text{min}^{-1}$ ]の回転数条件にて行った結果であるが、効率に対して鉄損が支配的となる高回転領域では、磁束可変による効率改善効果がさらに拡大する。

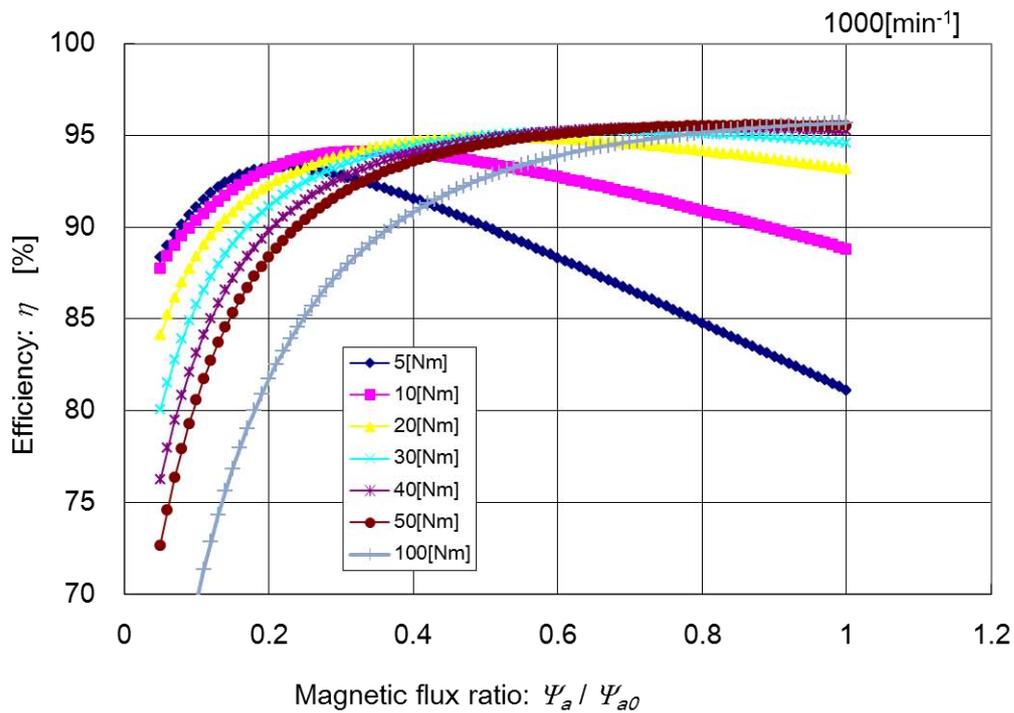


Figure 2-5. Efficiency calculation under various level of magnetization state

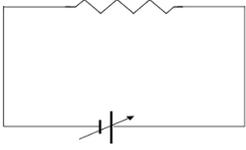
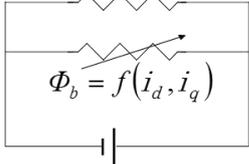
## 2.5 結言

本章では、まず始めに永久磁石同期モータ、誘導機やスイッチドリラクタンスモータなど、モータ形式違いによる効率特性を分類・整理した上で、電動駆動用モータとして永久磁石同期モータが適していることを示し、材料特性や磁気回路設計、工法や構造の工夫による効率改善方策について解説した。

一方で、永久磁石同期モータを広い可変速範囲での駆動が要求される電動駆動モータに適用する場合、一定の磁石磁束が低負荷領域や高速域では損失発生の原因になることを述べ、運転中に磁石磁束を適切な量に制御することで、動作点平均効率を向上できることを、等価回路を用いた解析により示した。

これらを鑑みて、次章以降では永久磁石磁束のステータ鎖交数を可変できる2つのモータ形式(Table 2-3)を提案し、それぞれの基本原理、設計手法、特性について詳しく論じていく。第3章では永久磁石そのものの着磁状態を制御することで、0~100[%]までの大きな可変レンジを実現可能な、磁力制御型可変特性モータ(VFI-IPM)を、第4章では磁石の着磁状態は一定でありながら、ロータコア内に電流負荷依存の漏れ磁束経路を設けることで受動的に特性を可変する、漏れ磁束制御型可変特性モータ(VLF-IPM)について論じる。

Table 2-3. Comparison of VFI-IPM and VLF-IPM

	Chapter 3		Chapter 4	
	VFI-IPM		VLF-IPM	
Magnetic equivalent circuit	$\Phi = f(i_d, i_q)$  $F = \text{variable}$		$\Phi = f(i_d, i_q)$  $\Phi_b = f(i_d, i_q)$ $F = \text{constant}$	
Variable type	Variable magnetization state		Variable leakage flux	
Variable range	⊙	Large	○	Medium
Controllability	⊙	Active control	○	Passive control
Difficulty of control	△	Needs mag. state control	⊙	Conventional control

## 第3章 磁力制御型可変特性モータ

### 3.1 緒言

第2章で述べたように、自動車駆動用モータではその小型・高効率な特性から永久磁石同期モータが広く用いられているが、常用域の平均動作点効率という観点では、磁石磁束可変方式によるさらなる平均効率向上の余地がある。回転体であるロータに埋め込まれた磁石の磁束を可変する方策は、これまでいくつか提案されており、可変のための追加コンポーネントを必要としない方式では、メモリーモータ(47-68)と呼ばれる磁力制御型可変特性モータと、漏れ磁束を負荷電流によって制御する漏れ磁束制御型可変特性モータ(35-38)が挙げられる。本章では、強め界磁磁気回路を用いた磁力制御型可変特性モータについて解説する。まず始めに磁力制御型可変特性モータの基本原理について解説し、モータの突極性と磁石動作点との関係から、磁力制御型可変特性モータには強め界磁型の磁気回路が適していることを示す。

次にこの強め界磁型可変磁力モータ(以下、VFI-IPM)に求められる低保磁力磁石の特性について述べた後、動作点解析手法、同手法を適用した原理検証機設計および特性評価結果を述べて、可変磁力モータを車両駆動用モータに適用した場合の有用性を示す。

### 3.2 基本原理

磁力制御型可変特性モータの概念は、Figure 3-1 に示すように、高トルクが必要な領域では磁力が最も大きくなる最大着磁状態で駆動し、低～中負荷や高速回転時には、着磁レベルを低下させて駆動することにある。また可変磁力モータでは他の可変特性モータの違い、追加のアクチュエータや半導体スイッチは不要で、構成部品は一般的なモータと同じくステータとロータのみであり、磁力制御を可能にする低保磁力磁石と磁気回路、磁力制御ロジックにより可変特性を実現できることが特徴である。

次に Figure 3-2 を用いて実際の磁力制御時の磁石動作点について解説する。車両駆動用の永久磁石同期モータでは、高温・高出力運転時にも減磁が発生しないように 1000[kA/m]を越える保磁力の磁石が選定されるのが一般的であるのに対して、可変磁力モータでは動作中に磁力を制御する必要があるため、数 100 [kA/m]程度の低保磁力磁石が用いられる。低保磁力磁石としては、可変磁力モータ用として適度な保磁力を有し、マイナーループ特性にも優れたアルニコ磁石やサマリウムコバルト磁石が用いられる。

一般的な磁石モータでは、減磁を生じさせない為に、磁石動作点が Figure 3-2 に示す高保磁力磁石の第2象限のクニック点(永久減磁が発生する動作点)を越えない動作点(A)以下の領域で運転される。一方、可変磁力モータは高トルク時には低保磁力磁石のクニック点を越えない動作点(B)以下の領域で運転するが、必要な磁石磁束量が小さい低負荷や高速域では、動作点(B)を越えて弱め界磁制御を行い、磁石の着磁状態を変化させて運転する。再び高い磁力が必要な動作点では、第1象限の動作点(C)で着磁を行った後に第2象限に戻って運転する。

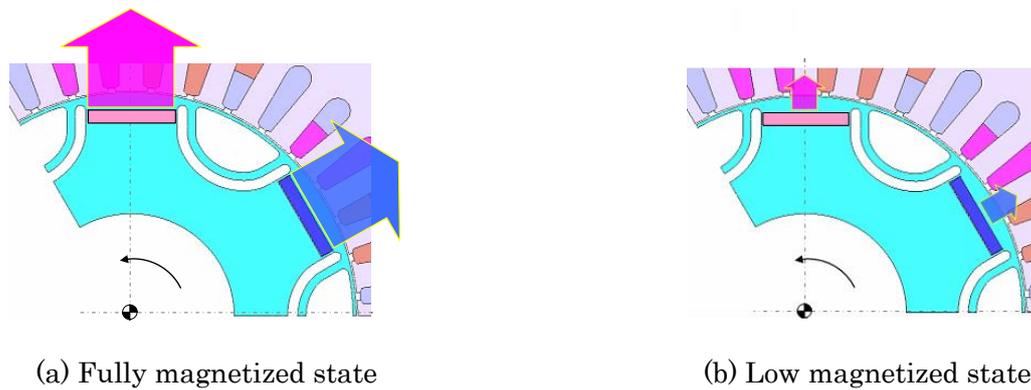


Figure 3-1. Basic idea of variable magnetomotive force motor

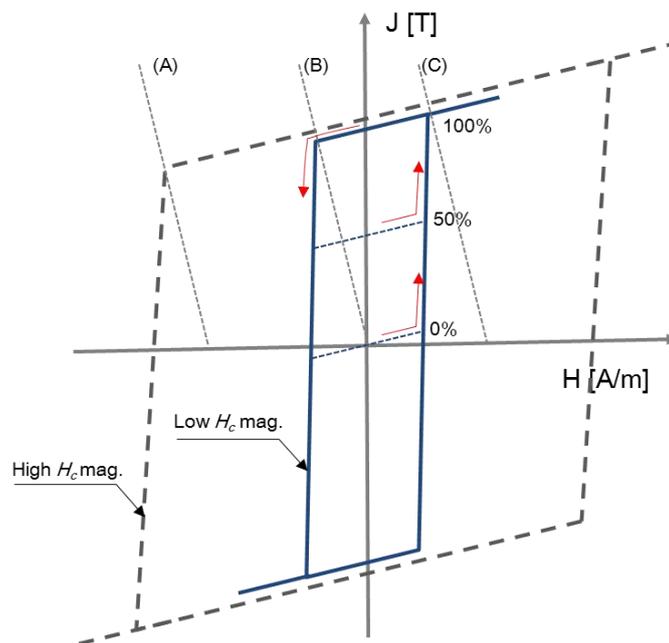


Figure 3-2. Schematic explanation of operating point trajectory on J-H curve

### 3.2.1 磁力制御型可変特性モータの成立要件

可変磁力モータの基本概念では、ロータに低保磁力磁石を用い、駆動要求に応じて電流により磁力制御を行うことを説明した。しかしながら、一般的な永久磁石同期モータの磁気回路に対して単純に保磁力の小さい磁石を適用しただけでは可変磁力モータとして機能しない。永久磁石同期モータでは、 $d$  軸に対して電氣的に  $90[\text{degree}]$ 進角した  $q$  軸に電流を流すことでトルクを発生するが、この時ロータ回転方向に対して後端側の磁石には常に反磁界が作用するため、最大負荷時の反磁界でも減磁が発生しないように磁石保磁力を高める必要がある、ステータの電機子反作用のみで高保磁力磁石の着磁制御を行うことが難しくなるためである。したがって、可変磁力モータに求められる要件は、磁力の制御性と、負荷時の磁力安定性という、相反する要件を両立することにある。次の 3.2.2 節では、磁力の制御性と安定性を両立するという観点から、強め界磁型磁気回路が適していることを示す。

### 3.2.2 強め界磁型可変磁力モータ

本節では、磁力の制御性と負荷時の磁力安定性という、相反する要件を両立させるという観点で突極性の考え方について説明し、強め界磁型磁気回路(順突極性)と低保磁力磁石の組合せが可変磁力モータとして適していることを示す。

一般的に、IPM モータの中で d 軸インダクタンス  $L_d$  と q 軸インダクタンス  $L_q$  の大小関係が  $L_d < L_q$  となるものを逆突極 (FW-IPM ; Flux Weakening IPM) ,  $L_d > L_q$  となるものを順突極(FI-IPM ; Flux Intensifying IPM)と呼ぶ<sup>(108-112)</sup>。Figure 3-3(a)は逆突極機の断面形状例を示しており、q 軸上には空隙や永久磁石がないためリラクタンスが小さくなることが理解できる。他方、Figure 3-3(b)は順突極機の断面形状<sup>(109)</sup>を示しており、q 軸上に大きなフラックスバリアが配置され、かつ d 軸磁路上に磁束バイパス路が配置されることで d 軸リラクタンスが q 軸リラクタンスよりも小さくなるのが分かる。

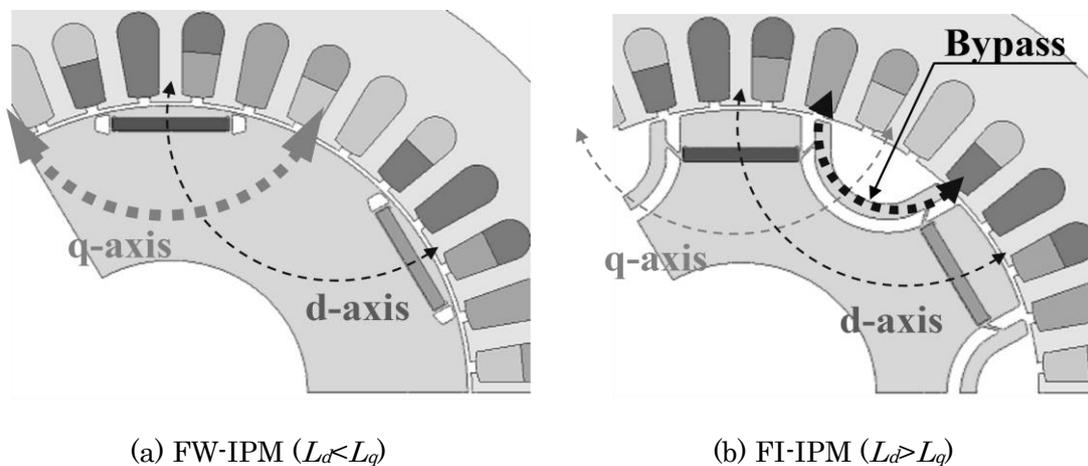


Figure 3-3. Schematic drawing of FW-IPM and FI-IPM

次に Figure 3-4 に、FI-IPM と FW-IPM の電流位相-トルク特性を比較する。Figure 3-4 において、横軸の正の領域は弱め界磁、負の領域は強め界磁を表す。FW-IPM では、弱め界磁制御により正のリラクタンストルクが得られるため、正の電流位相領域において最大トルクをとる。一方、FI-IPM では強め界磁制御により正のリラクタンストルクが得られるため、負の電流位相領域において最大トルクをとることが分かる。このことから、順突極の磁気回路は、最大トルク発生時に強め界磁制御により磁石に対して着磁界を与えるため、低保磁力磁石であっても着磁状態を安定に保持し易い。逆に磁力を低下させる時には、一旦弱め界磁制御を行うことで容易に磁力の抑制が可能である。結果、強め界磁磁気回路と低保磁力磁石の組合せが、磁力の制御性と負荷時の磁力安定性という相反する性能を両立できる可変磁力モータとして適していることがわかる。

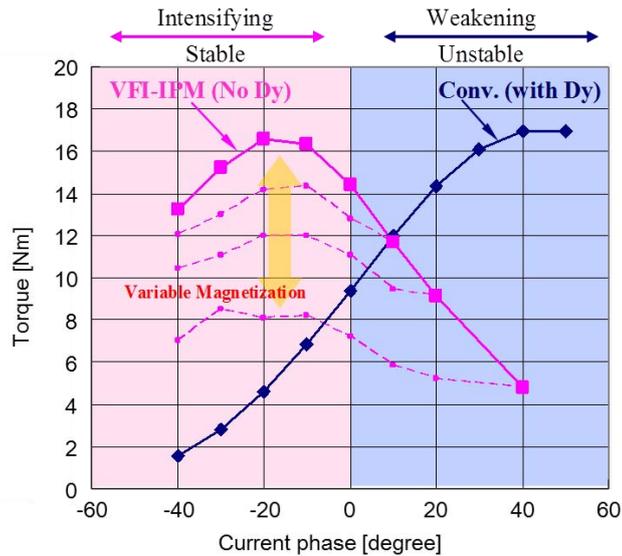
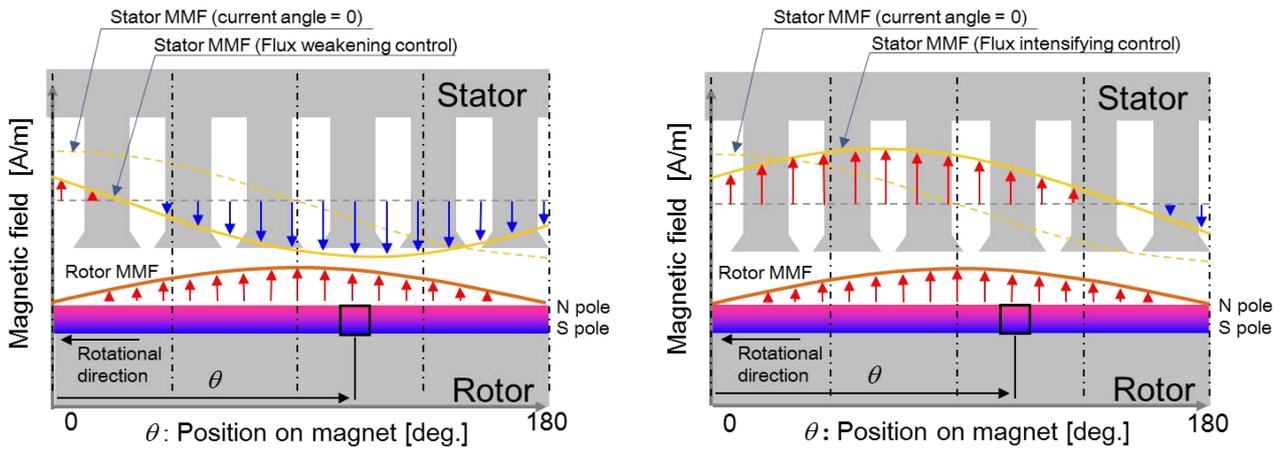


Figure 3-4. Current phase-torque characteristic of FW-IPM and FI-IPM

### 3. 2. 3 可変磁力モータにおける磁石動作点解析手法

3.2 節で順突極磁気回路に低保磁力磁石を組み合わせた強め界磁型磁力可変モータ (Variable magnetomotive force IPM ; 以下, VFI-IPM モータ)が, 磁力制御性と負荷時の磁力安定性を両立する観点から適していることを示したが, 実機においては低保磁力磁石の動作点があらゆる運転条件において適切に制御できるように設計する必要がある. 一般的な磁石モータの設計では, 最大の減磁界が生じる磁石端部において, 磁石動作点がクニック点を越えないように磁石保磁力と厚みを決定すれば良いが, VFI-IPM モータでは保磁力が大き過ぎると着減磁制御ができず, 逆に小さ過ぎれば強め界磁磁気回路と組み合わせたとしても負荷時に磁力を保持できなくなるため, 磁石の全ての位置における動作点設計手法が必要である. そこで本節では, 磁石上の任意の位置における磁石動作点を, 磁石上の位置 $\theta$ と電流振幅  $I$ , 電流位相 $\beta$ の関数として表現する理論解析手法について解説する.

Figure 3-5 に磁石とステータ起磁力空間分布との関係を示す. 理論解析を簡単化するため, ステータ巻線が作る起磁力空間分布(Stator MMF)および, ロータ起磁力空間分布(Rotor MMF)は理想的な正弦波状と仮定し, 磁石はリング型 SPM の形状(ロータ表面が全て磁石)を仮定し, Figure 3-5 では 1 極分の磁石が上向きを N 極としてを記載している. Figure 3-5(a)の減磁制御(弱め界磁制御)時の空間分布を見ると, 破線で示した電流進角が 0 の時の起磁力空間分布に対して, 弱め界磁制御, すなわち進角制御を行った場合には起磁力空間分布が回転方向前側に移動し, 結果として磁石に作用する減磁界領域が拡大していることが分かる. 減磁界領域とは, ロータ起磁力分布に対してステータ起磁力分布の向きが逆方向に作用する領域を指す. 一方, Figure 3-5(b)の着磁制御(強め界磁制御)時の起磁力空間分布を見ると, 着磁界が回転方向後端側に移動することにより, ロータ起磁力とステータ起磁力の向きが同じ向きとなる着磁界領域が拡大していることが分かる.



(a) Flux weakening control condition

(b) Flux intensifying condition

Figure 3-5. Spatial distribution of stator MMF under loaded conditions

Figure 3-5 から明らかなように、同じ電流負荷条件であっても磁石位置により磁石に作用する減磁界が異なるため、可変磁力モータの設計においては、磁石各位置における動作点を考慮する必要がある。そこで Figure 3-6 に示す様にステータ起磁力を、磁石位置  $\theta$ 、電流振幅  $I$  と位相  $\beta$  の関数  $F$  として表現し、ステータとロータのエアギャップを  $\delta$ 、磁石厚みを  $h$  として、磁石動作点の解析を進める。

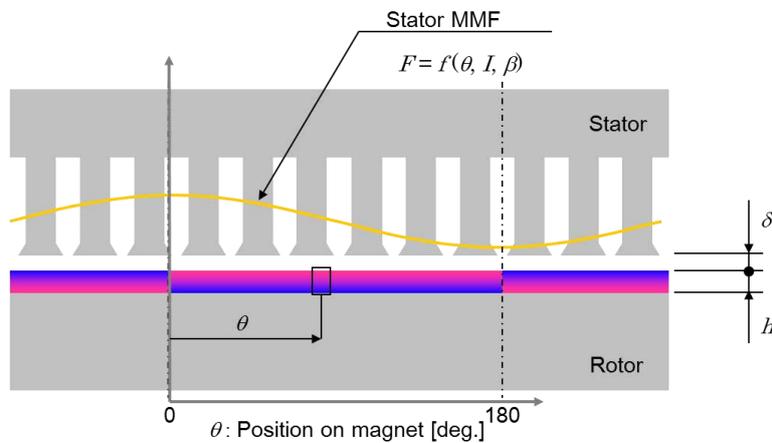
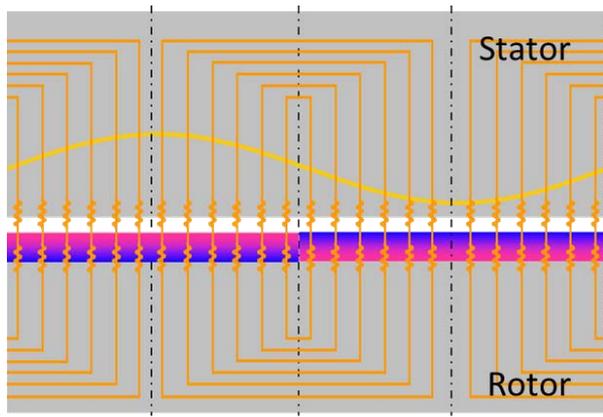
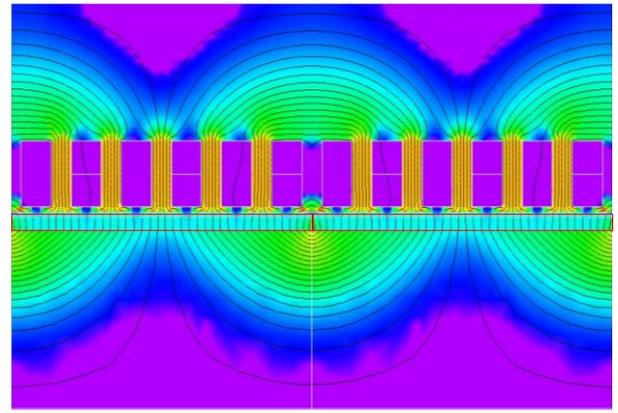


Figure 3-6. Operating point analysis model

なお、Figure 3-7(a)に理論解析に用いる磁気等価回路の模式図を、Figure 3-7(b)には FEA による磁束線分布の結果を示しており、概ね Figure 3-7(a)で仮定した磁路と同等であることがわかる。



(a) Magnetic equivalent circuit



(b) Confirmation of magnetic flux distribution by FEA

Figure 3-7. Verification of equivalent circuit model

可変磁力モータでは、保磁力の小さい磁石を用いるため、通常のコモータに比べて磁石に対するステータ起磁力分布が磁石の着磁状態に与える影響が大きく、空間高調波の大きな集中巻よりも分布巻で構成することが望ましい。分布巻ステータが作る起磁力空間分布  $F(I, \beta, \theta)$  は、電流振幅  $I$  および位相  $\beta$ 、電流相数  $m$ 、巻線係数  $k_w$ 、巻数  $N_m$ 、極対数  $P$  を用いて以下のように表現できる<sup>(59, 74)</sup>。

$$F(I, \beta, \theta) = \frac{m}{2} \frac{2\sqrt{2}k_w N_m I}{\pi P} \cos(P\theta + \beta) \dots\dots\dots (3-1)$$

電流相数  $m$  を 3 として整理すると、起磁力空間分布は次式で表される。

$$F(I, \beta, \theta) = \frac{3\sqrt{2}k_w N_m I}{\pi P} \cos(P\theta + \beta) \dots\dots\dots (3-2)$$

一方、磁束線分布が Figure 3-7(a) であると仮定すれば、閉磁路内の起磁力和が 0 となることから、磁界強度  $H$  とエアギャップ長  $\delta$ 、磁石厚み  $h$  および等価磁路長  $l$  を用いて(3-3)式が得られる。なお磁界強度  $H$  の添え字は、 $g$ ；エアギャップ部、 $m$ ；磁石部、 $c$ ；コア部を示す。

$$F(I, \beta, \theta) = H_g \delta + H_m h + H_c l \dots\dots\dots (3-3)$$

磁石の磁束密度  $B_m$  は、磁界強度  $H_m$  と磁石の内部磁化  $J$  を用いて以下のように表現できる。

$$B_m = \mu_r H_m + J \dots\dots\dots (3-4)$$

また、エアギャップ部の磁石強度  $H_g$  とコア部の磁界強度  $H_c$  はそれぞれ(3-5)式と(3-6)式で表現される。

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_0} = \frac{\mu_r H_m + J}{\mu_0} \dots\dots\dots (3-5)$$

$$H_c = \frac{B_c}{\mu_c} = \frac{B_m}{\mu_c} = \frac{\mu_r H_m + J}{\mu_c} \dots\dots\dots (3-6)$$

(3-4)~(3-6)式を(3-3)式に代入し、(3-2)式と比較すれば、磁石磁化  $J$  と磁石磁界  $H_m$  の関係式(3-7)が得られる。この(3-7)式は、Figure 3-8 に示した磁石のパーミアンス線を表現している。

$$J = - \frac{\frac{\mu_r}{\mu_0} \delta + h + \frac{\mu_c}{\mu_r} l}{\frac{\delta}{\mu_0} + \frac{l}{\mu_c}} H_m + \frac{F(L, \beta, \theta)}{\frac{\delta}{\mu_0} + \frac{l}{\mu_c}} \dots\dots\dots (3-7)$$

一方、磁石の J-H 特性はリコイル透磁率  $\mu_r$  と空気の透磁率  $\mu_0$ 、残留磁束密度  $B_r$  を用いて以下のように表される。

$$J = (\mu_r - \mu_0) H_m + B_r \dots\dots\dots (3-8)$$

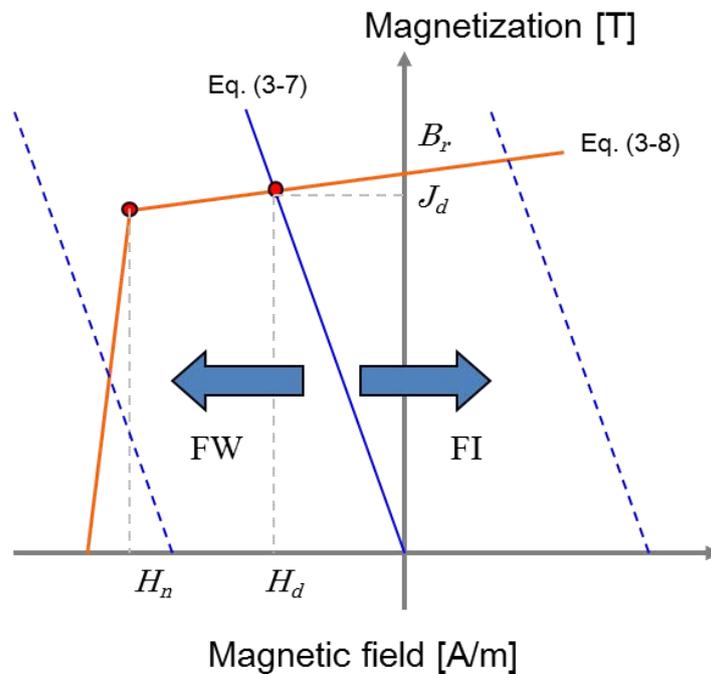


Figure 3-8. Magnet operating point behavior on J-H frame

(3-7)式と(3-8)式の交点が、磁石動作点  $(H_d, J_d)$  であり、電流振幅と位相、磁石位置の関数として(3-9)式で表現されていることが分かる。次の 3.3 節では、この(3-9)式を用いて可変磁力モータとして成立要件を満足する低保磁力磁石諸元の設計を行う。言い換えれば、着減磁に必要な  $H_d$  を(3-9)式に代入したとき、同式を満たすようにステータ起磁力  $F$  と磁気回路定数の決定を行う。

$$H_d(I, \beta, \theta) = - \frac{\left( \frac{\delta}{\mu_0} + \frac{l}{\mu_c} \right) B_r - F(I, \beta, \theta)}{\frac{\mu_r}{\mu_0} \delta + h + \frac{\mu_c}{\mu_r} l + \left( \frac{\delta}{\mu_0} + \frac{l}{\mu_c} \right) (\mu_r - \mu_0)} \dots\dots\dots (3-9)$$

### 3.2.4 電流ベクトルと磁力制御

前節では VFI-IPM が磁力制御性と負荷時の磁力安定性を両立するための特性要件を説明した。ここでは、VFI-IPM で磁力制御を行う際の電流ベクトルの考え方について解説する。

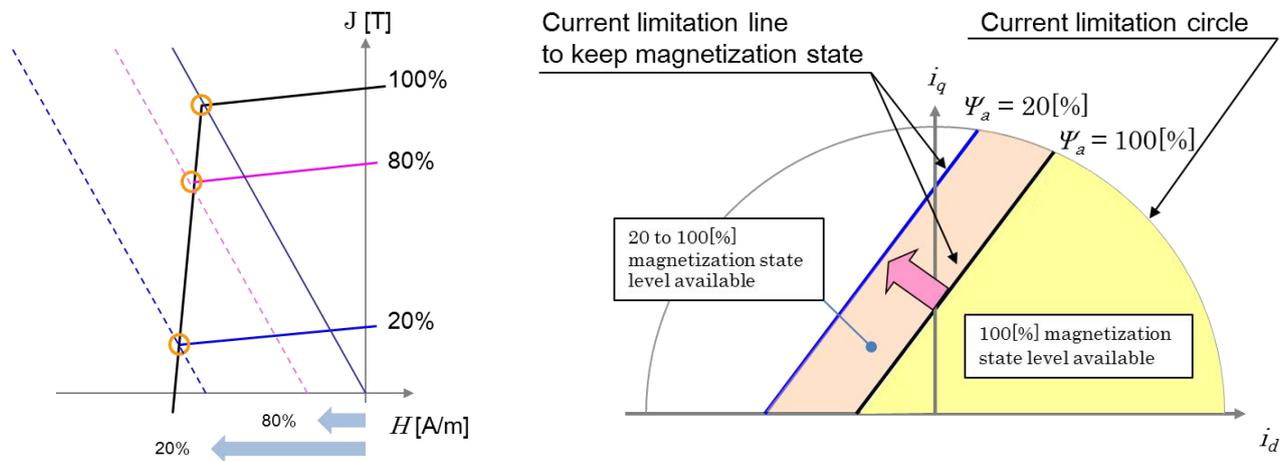
Figure 3-9(a)は、着磁レベルが変化した時の許容磁界強度を J-H 特性上に模式的に示している。例えば 100[%]着磁状態で磁石動作点がちょうどクニック点上にあった場合を考えると、着磁レベルを 100[%] ⇒ 80[%] ⇒ 20[%] と減少させた時、それぞれの着磁レベルにおけるクニック点に対する磁界強度のマージンが増大していることが分かる。これは可変磁力モータを低い着磁レベルで動作させる時には、着磁レベルを保持するために必要な電流制限が変化することを示している。この条件を dq 平面上に表したのが Figure 3-9(b)である。通常の永久磁石同期モータでは、最大反磁界においても減磁が発生しないように保磁力の高い磁石が用いられるため、電流ベクトルはインバータ容量から決定される電流制限円内で選択されるが、可変磁力モータでは電流制限に加えて、着磁レベル毎に変化する着磁レベル保持限界線を考慮して電流ベクトルが決定される。

着磁レベル保持限界線は、ステータ起磁力空間分布から導出が可能である。任意の電流振幅、位相で通电した際の磁石上位置  $\theta$  における起磁力振幅  $F(I, \beta, \theta)$  が(3-2)式で、低保磁力磁石の動作点が(3-9)式で表現できるので、低保磁力磁石のクニック点と(3-9)式の磁石動作点を比較することで、磁力保持限界となる起磁力振幅  $F$  は(3-10)式のように求まる。(3-10)式を  $i_q$  について整理すると、dq 平面上における着磁レベル保持限界線が得られ、Figure 3-9(b)に示すような直線で定義されることが分かる。ただし、実機的设计においては、FEA や実験結果を基に着磁レベル毎の限界線を決定する。

$$i_q = -(\tan P\theta) i_d + \frac{2\sqrt{2}\pi PF}{3m k_w N_m \cos P\theta} \dots\dots\dots (3-10)$$

ただし,

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{3\sqrt{2}k_w N_m I}{\pi P} \cos(P\theta + \beta) \\
 &= \frac{3\sqrt{2}k_w N_m I}{\pi P} (\cos P\theta \cos \beta - \sin P\theta \sin \beta) \\
 &= \frac{3\sqrt{2}k_w N_m}{\pi P} (i_q \cos P\theta - i_d \sin P\theta) \dots\dots\dots (3-11)
 \end{aligned}$$



(a) Knick points of each magnetization state      (b) Current limitation line to keep magnetization state

Figure 3-9. Schematic explanation for current limitation line to keep magnetization

Figure 3-10 に、各着磁レベルにおいて電流制限円と着磁レベル保持限界線を考慮して計算した速度・トルク特性を示す。100[%]着磁状態では最大トルクが得られるが、誘起電圧による電圧制限にかかる回転数を越えると、着磁状態保持限界の範囲内でしか弱め界磁制御を行うことができず、4000[ $\text{min}^{-1}$ ]を越えたあたりで出力限界に達する。着磁レベルを100[%]から徐々に減少させていくと、磁石磁束のステータ鎖交数の減少により誘起電圧も低下し、基底回転数が増加する。また着磁レベルの減少に伴って着磁状態保持限界領域も拡大するため、電流ベクトルの選択範囲も広がり、結果的に出力限界も大きくなる。

このように、可変磁力モータではモータの動作点に応じて最適な磁力レベルを選択することで、出力特性を変化させながら、低速大トルク～高速域までの可変速運転が可能となる。

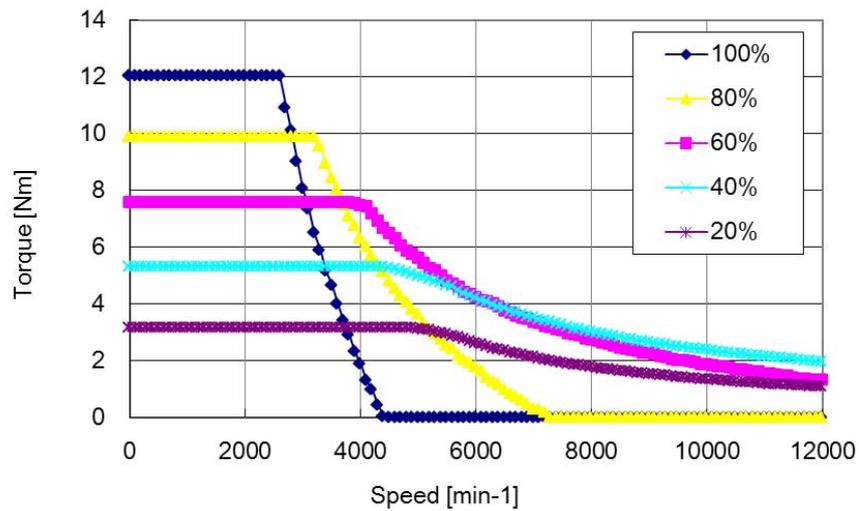


Figure 3-10. Torque-speed envelopes of each magnetization state

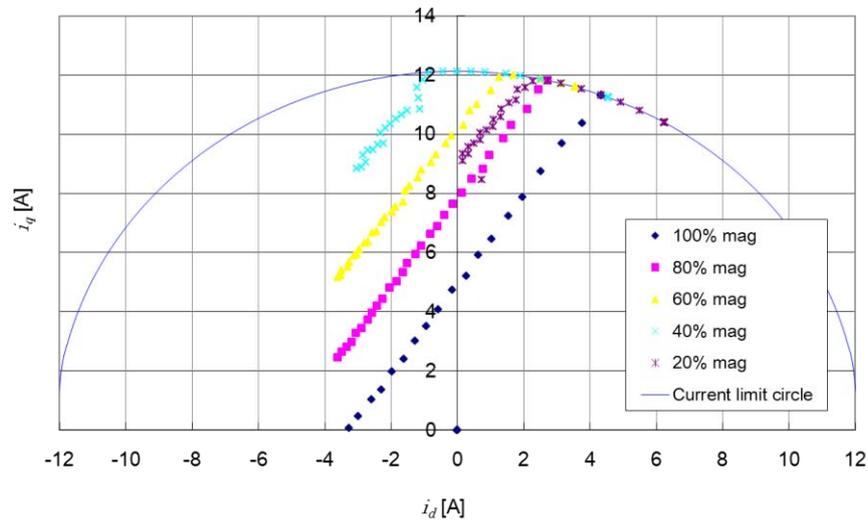


Figure 3-11. Current limitation line on dq-frame

### 3.3 原理検証機的设计

3.2 節で述べた基本原理に基づいて、強め界磁型可変磁力(VFI-IPM)モータの原理検証機的设计を行う。磁力の制御性や安定性、トルク容量の観点から基本的な磁石配置トポロジーの選定を行った後、3.2 節で述べた磁石動作点の理論解析手法を用いて、エアギャップやティース幅が着減磁特性に及ぼす影響を明らかにする。次に可変磁力モータの成立要件である磁力制御性と、負荷時の磁力安定性を両立するための磁石设计指針を、保磁力と磁石厚みの関係として導出する。得られた基本諸元を基に原理検証機的设计を行う。

### 3.3.1 磁気回路トポロジー

VFI-IPM モータでは、磁力制御性と負荷時の磁力安定性を両立するという観点から、順突極 ( $L_d > L_q$ ) 特性の磁気回路を用いる。永久磁石同期モータの場合、磁石の透磁率がほぼ空気の透磁率  $\mu_0$  と等価であるため、一般的に d 軸リラクタンسの方が、磁路中に磁石がない q 軸リラクタンسよりも大きくなる傾向にある。このため、磁気回路が順突極性を持つためには、q 軸磁路中に磁石厚みよりも大きなフラックスバリアを設ける、あるいは d 軸磁路中に磁石を経由しない磁路を磁束バイパスとして併設して  $L_d > L_q$  特性を構成する<sup>(108-112)</sup>。この順突極性を確保可能なフラックスバリアと磁石配置の組み合わせを検討すると、磁石の着磁方向と、磁石数の組み合わせとして 4 種類に大別できる(Figure 3-12)。

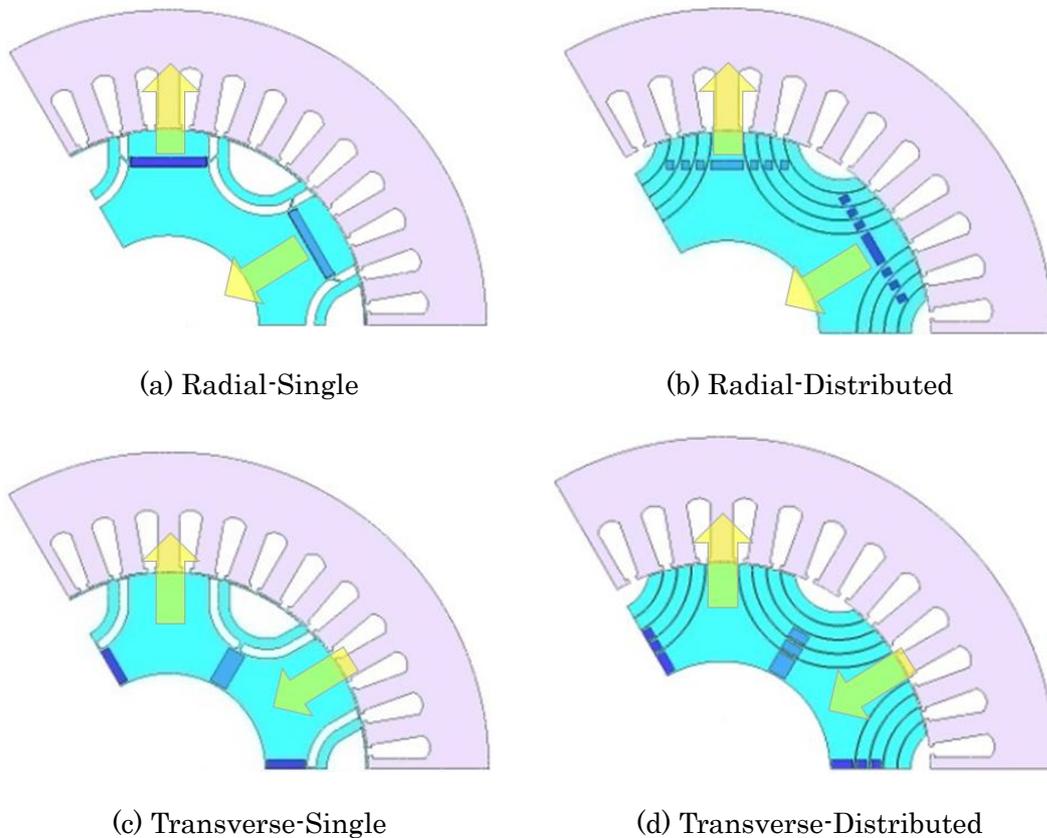


Figure 3-12. Classification of normal saliency motor topologies

Figure 3-12(a)と Figure 3-12(b)は着磁が径方向(radial)であり、Figure 3-12(c)と Figure 3-12(d)は周方向(transverse)に着磁される。また Figure 3-12(a)と Figure 3-12(c)は 1 極あたりの磁石が 1 枚で構成されているのに対して Figure 3-12(b)と Figure 3-12(d)はフラックスバリアによって複数設けられた磁路に、分散して複数の磁石が配置される。Figure 3-12(a)~(d)の各トポロジーについて、ステータ諸元および磁石体積を同等として、Table 3-1 の諸元のモデルを用いて磁石磁束のステータ鎖交数  $\lambda_d$ 、着磁電流、減磁電流を比較した結果を Table 3-2 に示す。

Table 3-1. Motor specification

Number of slot	36	-
Number of pole	6	-
Stator diameter	176.1	mm
Rotor diameter	109.2	mm
Stack length	100	mm
Rated current	10	$A_{rms}$
Coercive force ( $H_{cj}$ )	153	kA/m
Magnetic flux density	1091	mT

Table 3-2. Controllability and stability of magnetization state for each topology

Topologies	(a)	(b)	(c)	(d)
Magnetization direction	Radial	Radial	Transverse	Transverse
Magnet arrangement	Single	Distributed	Single	Distributed
Magnetic flux	96.17 mWb	36.11 mWb	69.12 mWb	23.14 mWb
Magnetizing state control current	4x rated	15.5x rated	12.5x rated	25.2x rated
Demagnetizing load current capability	1x rated	> 2.5x rated	> 2.5x rated	> 2.5x rated

まず磁石磁束のステータ鎖交数 $\lambda_d$ の観点で比較すると、1枚磁石の Figure 3-12(a)および Figure 3-12(c) に対して分散配置の Figure 3-12(b)および Figure 3-12(d)では相対的に磁束量が低下していることが分かる。これは磁石数の増加に伴って磁石磁束の短絡磁路数も増加するために、磁石量に対する有効鎖交磁束数が低下したため、トルク増大の観点からは好ましくない。また、それぞれの磁路を複数のフラックスバリアで構成する必要があるため、ロータコア形状が複雑となり、回転強度の面でも考慮が必要である。また磁石の着磁方向で比較すると、Figure 3-12(a)の径方向着磁に対して、Figure 3-12(c)の周方向着磁では $\lambda_d$ が低下していることが分かる。周方向着磁の場合、必然的に磁石をロータシャフト側に配置することになり、低保磁力磁石がスロット高調波の影響を受けにくくなるメリットはあるものの、磁性体であるシャフトを漏れ磁束経路として磁石磁束が短絡するため、ステータ鎖交磁束が低下する。

一方、着減磁に要する電流値で比較すると、磁石磁束鎖交数 $\lambda_d$ の大きな Figure 3-12(a)がもっとも少ない電流で磁力制御できており、鎖交磁束の少ない Figure 3-12(b)~(d)では必要な電流値が増大していることが分かる。正負の d 軸電流を印加して着磁状態を制御する場合、低保磁力磁石に着減磁に必要な磁界を印加する必要があるが、ロータコア内での漏れが大きい磁路ほどステータ側から見た d 軸リアクタンスは小さく、結果的に d 軸インダクタンスが大きくなるために磁気飽和が生じやすく、着減磁に必

要な電流が増大することになる。これらの結果を鑑みて、本研究では径方向着磁で1極あたり1枚磁石のトポロジーをベースとして原理検証機的设计を行った。

### 3.3.2 磁気飽和を考慮した基本諸元設計

前節では VFI-IPM における基本的な磁石配置を検討して、径方向着磁で1枚磁石配置を選定した。本節では、可変磁力モータの設計において最も重要となる低保磁力磁石の諸元設計を行う。VFI-IPM モータでは、着磁時に通常のモータよりも大きな磁界を発生させるため、d 軸磁路の磁気飽和をより考慮する必要がある。本研究では3.2.3節で解説した理論解析手法を用い、電磁鋼板の磁気飽和を考慮して Figure 3-13 に示すフローチャートにしたがって低保磁力磁石の保磁力と厚みを求める。

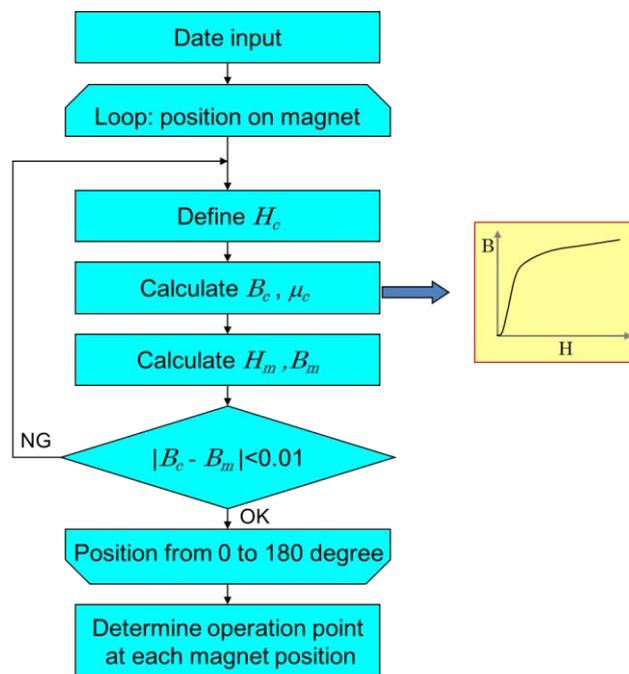


Figure 3-13. Flow chart for magnet specification design

磁石諸元の検討においては、Figure 3-14 に示すリニアモデルを用い、ステータ起磁力は正弦波状であると仮定する。なお、原理検証機では 3.3.1 節で選定した埋め込み磁石型を選定するが、理論計算式の上は表面磁石型として取り扱う。磁石動作点解析では、電気角 0~180[degree]の各位置において、磁石厚みをパラメータとして、電流振幅と位相を変化させた時の各磁石位置における磁石動作点  $H_d$  を(3-9)式を用いて算出し、着磁または減磁評価を行うクニック点の磁界強度と比較することで、成立範囲を求める。Figure 3-14 は、Table 3-3 の諸元を用いて電流振幅 50[A]、電流位相-45[degree](着磁条件)における磁石動作点の計算結果であり、電磁鋼板の磁気飽和を無視した場合(磁気特性を線形として仮定)と、磁気飽和を考慮した場合(磁気特性を非線形として扱う)について、それぞれ FEA と(3-9)式による理論計算を行った結果を示す。磁気特性を線形として扱う場合、電磁鋼板の透磁率  $\mu_c$  を一定値として(3-9)式に代入して磁石動作点を計算する。FEA においても電磁鋼板の材料特性として線形の B-H 特性を入力し

て解析を行う。一方、電磁鋼板の磁気飽和を考慮する場合には、Figure3-13 の計算フローにしたがって、電磁鋼板の磁界強度  $H_c$  を入力パラメータとして、材料特性の Look up table を用いて透磁率  $\mu_c$  と磁束密度  $B_c$  を算出し、得られた  $\mu_c$  と  $B_c$  を(3-9)式に代入して磁石の磁界強度  $H_d$  を算出する。  $H_d$  から算出した  $B_m$  と  $B_c$  とを比較して、その差分が設定誤差以下(ここでは 0.01[T]以下)に収束するまで繰り返し計算を行うことで動作点の計算を行う。この計算を磁石上の位置ごとに行うことで Figure3-14 に示すような、磁石内の磁界強度分布が得られる。

(3-9)式を用いた理論計算のプロットと FEA によるプロットを比較すると、簡易的な理論計算でありながら磁石各位置における磁石動作点を良好に計算できていることが分かる。また電磁鋼板の B-H 特性を線形(磁気飽和を無視)と仮定した場合の結果を見ると、電流進角-45[degree]の強め界磁制御により、最大磁界強度が磁石位置 45[degree]の付近で得られていることが確認できる。また電磁鋼板の非線形性を考慮した計算においても、良好な計算精度が得られており、着磁磁界による磁気飽和の影響で、線形時の磁界強度に対して大きく低下していることが確認できる。

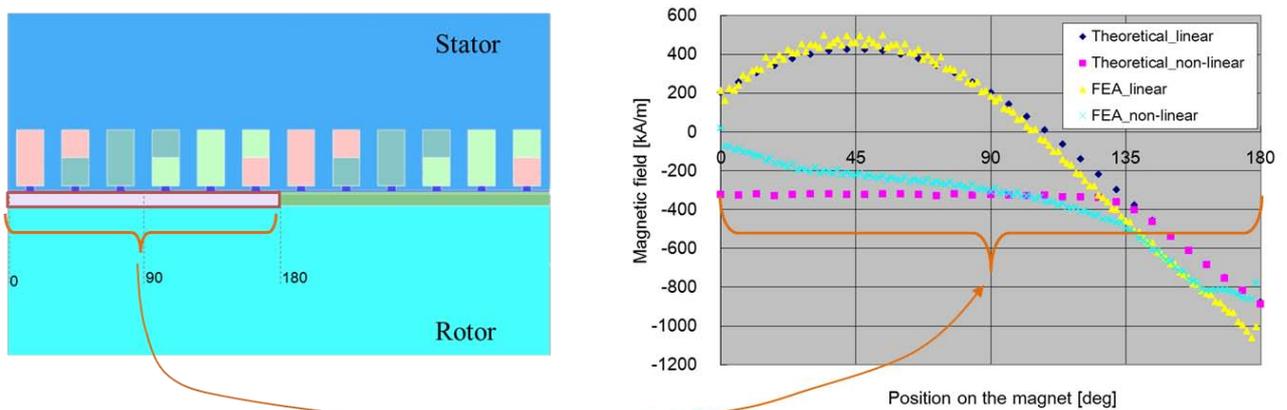


Figure 3-14. Analysis model and results

Table 3-3. Specification of analysis model

Number of phase	$m$	3	-
Number of pole	$P$	2	-
Number of slot	$SL$	12	-
Number of coil turn	$N_m$	17	turn
Air gap length	$d$	0.8	mm
Magnet thickness	$h$	2.5	mm
Residual magnetic flux density	$B_r$	1.2	T
Recoil permeability	$\mu_r$	1.05	-

### 3.3.3 磁力制御性向上のためのティース幅, エアギャップ長

(3-9)式から明らかなように, 可変磁力モータにおける磁力制御時の磁石動作点  $H_d$  は, 電磁鋼板の透磁率の関数で表される. 特に着磁時には, 強い磁気飽和による透磁率の低下により, パーミアンス係数の低下が想定されるため注意が必要である. ここでは, 電磁鋼板の磁気飽和の影響を与えるステータティース幅とティース先端幅の比に着目し, 幅比  $\eta$  が着磁特性に与える影響について考察する.

Figure 3-15 に示すように, ステータティース幅を  $A$ , ティース先端幅を  $B$  とし, その比を  $\eta = A / B$  として定義する. Figure 3-13 の計算フローに従い, ティース幅比  $\eta$  を 0.2~1.0 まで変化させ, それぞれのティース形状において着磁電流 33 [A<sub>rms</sub>], 電流位相-90[degree]を印加したときの電磁鋼板の透磁率を, (3-9)式を用いて数値計算により求めた結果を Figure 3-15 に示す. 着磁電流印加時の電磁鋼板の比透磁率は, ティース幅比  $\eta = 1$  の時は 2700 を超えているが,  $\eta$  の減少に伴って急激に低下し,  $\eta = 0.4$  では 40 程度までにまで低下することが分かる. 比透磁率が低下すると, J-H カーブ上におけるパーミアンス線の傾きも減少するため, 磁石の動作点が変わる. Figure 3-16 はティース幅比  $\eta$  と磁石動作点との計算結果を示す. ティース幅比  $\eta = 1.0$  の時は, 着磁電流の印加により動作点が第 1 象限の着磁領域に制御できているが, ティース幅比が減少すると, 磁石動作点はパーミアンス線の傾斜角変化に伴って第 2 象限側に移動しており, 着磁に必要な磁界を磁石に印加できていないことを示す.

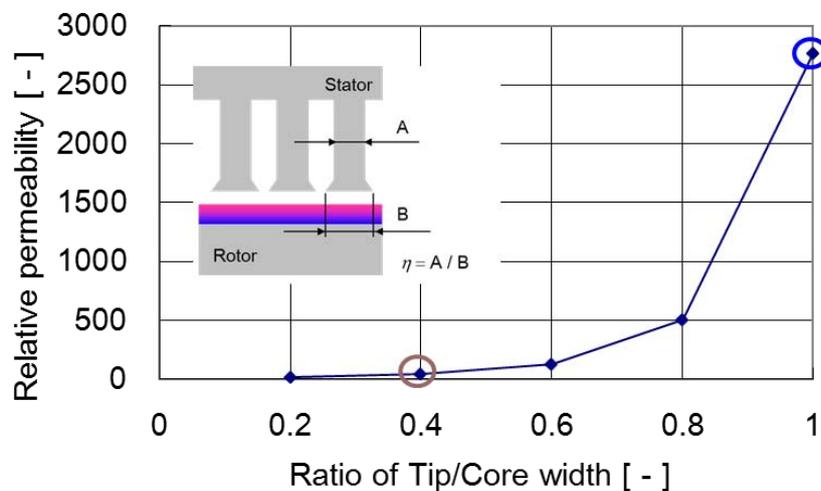


Figure 3-15. Relationship between  $\eta$  and recoil permeability

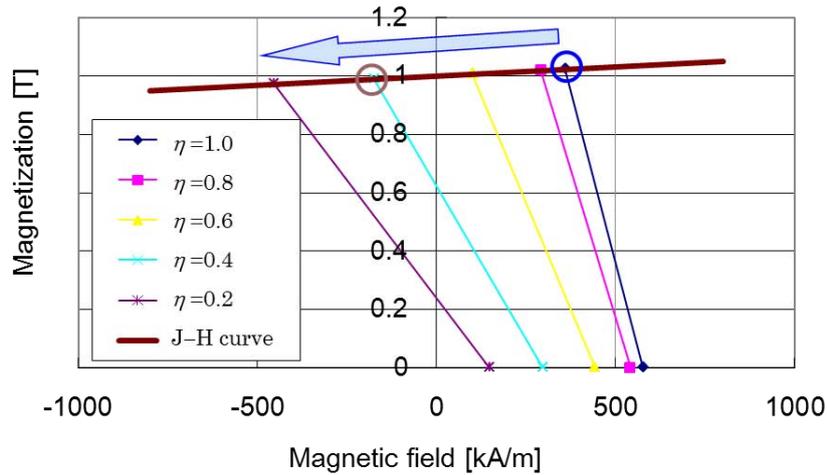


Figure 3-16. Relationship between  $\eta$  and operating points under magnetization process

次に、ティース幅比と同じく、磁石動作点に影響を与えるロータとステータ間のエアギャップ長について考察する。Figure 3-17 はエアギャップ長を 0.5, 0.75, 1.0[mm]と変化させた時の磁石動作点を、(3-9)式に基づいて計算した結果を示している。結果、ティース幅比ほど感度は高くないものの、エアギャップ長の拡大に伴って磁石動作点が第 2 象限側にシフトすることが確認できる。これらの検討結果から、VFI-IPM では通常のモータ設計時以上にステータティースの磁気飽和の影響が大きく、着磁性能を満足するためにはティース幅は広く、またエアギャップは可能な限り小さくすることが有効である。

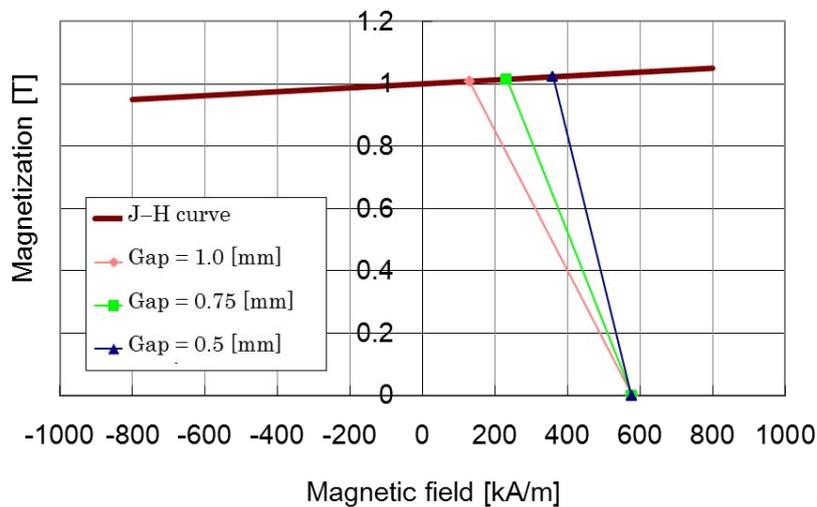


Figure 3-17. Relationship between air-gap length and operating points under magnetization process

### 3.3.4 低保磁力磁石の諸元設計（成立範囲）

ここでは原理検証機を設計するに当たり、VFI-IPM モータとして機能するために必要十分な磁極幅、磁石保磁力および厚みについて考察を進める。基本原理 3.2 節で解説したように、可変磁力モータでは、磁石の起磁力空間分布に対するステータ起磁力の空間分布波形を、電流振幅と位相の制御により移動させることで、磁石に対して着磁界や減磁界を与え、磁力制御を行う。したがって Figure 3-18 に示すように、電気角の 0[degree]と 180[degree]付近では、仮に-90~90[degree]の電流位相シフトを行ったとしても増減磁界を印加できない為、原理的に磁力制御ができない。また、磁力制御時にすべての電流を d 軸に印加するとトルク出力ができないため、磁力制御時の電流進角量は制限を受ける。加えて、VFI-IPM モータでは順突極性を持つ磁気回路とするため、磁極間に比較的大きなフラックスバリヤや d 軸磁束バイパス路を設ける必要があり、レイアウト的にも磁石を 0~180[degree]まで配置することはできない。

そこで本研究では、これまでに報告されている強め界磁モータ<sup>(108-112)</sup>の順突極磁気回路の磁極幅を参考として、電気角で 55~125[degree]（極弧率；約 40%）の範囲に低保磁力磁石を配置することを前提とし、電流位相シフト量は上限 70[degree]と仮置きして、磁石の厚みおよび保磁力について設計を行った。

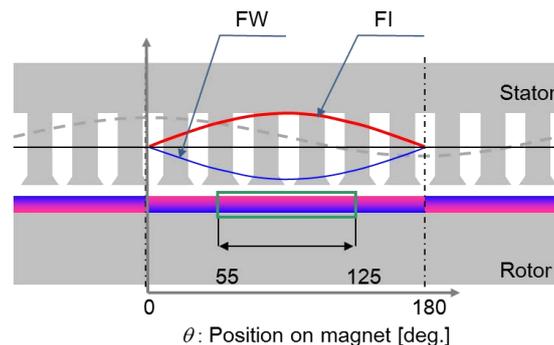


Figure 3-18. Appropriate magnet width for magnetization state control

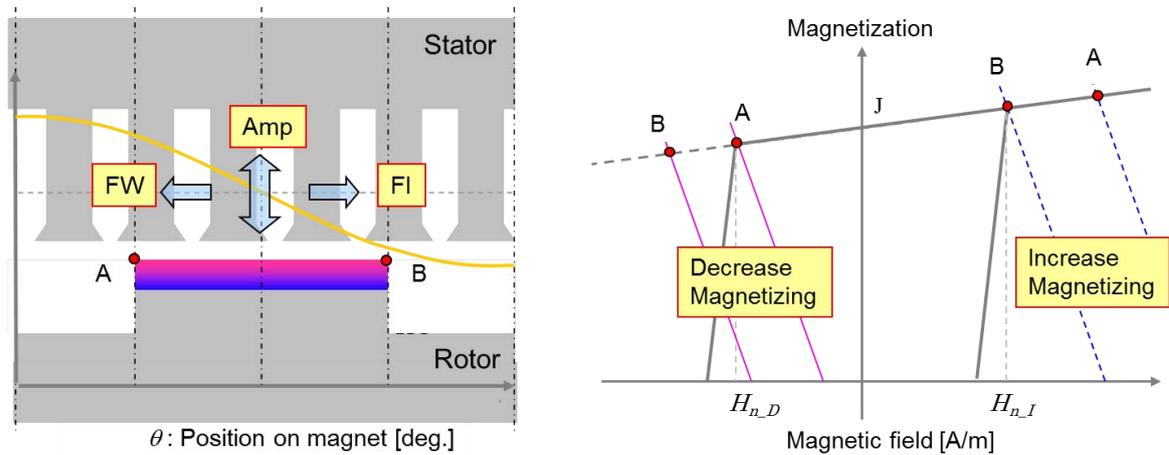
VFI-IPM モータが磁力制御型可変特性モータとして機能するために必要な要件を整理すると以下のようになる。

<磁力制御型可変特性モータの成立条件>

- I. 負荷時に磁力を保持できること(電機子反作用により減磁しないこと)
- II. 許容システム電流値で着磁磁界が得られること
- III. 許容システム電流値で減磁磁界が得られること

また(3-9)式を用いて磁石動作点解析を行う場合、磁石上の全ての点の動作点を評価することも可能であるが、着磁時と減磁時で代表的な評価対象部位を選定することで計算量をさらに低減することができる。例えば着磁時を考えると、正の d 軸電流印加によりステータ起磁力空間分布が右方向(FI)に移動するが、磁石の中で評価点 B の着磁界が最も小さいことが分かる。すなわち評価点 B の磁界が着磁に必

要な磁界強度に達すれば、反対側の評価点 A も必要磁界に達していることになる。逆に減磁制御を行う場合には、評価点 A の動作点で評価すればよい。



(a) Evaluation points for magnetization state control

(b) Operating point under magnetization control

Figure 3-19. Schematic drawing how to define evaluation points

まず、条件 I 「負荷時の磁力安定性」について考察する。条件 I では負荷時の磁力保持性に関する指標であるから、最大反磁界が作用する評価対象部位 B の動作点で評価を行う。磁石厚さをパラメータとして、磁極幅を電気角 55~125[degree]、相電流を 10[A]とした時の磁石動作点を計算した結果を Figure 3-20 に示しており、磁石厚みを増加させると、自己反磁界の増加により磁石に作用する磁界強度の絶対値が低下していくことが分かる。

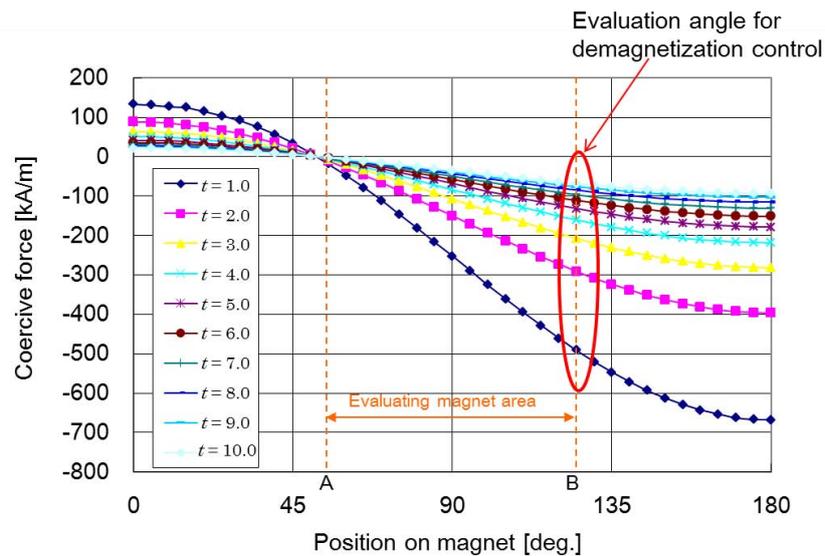


Figure 3-20. Calculation result of magnetic field on each magnet positions (Phase current; 10[A], current angle; 0[degree])

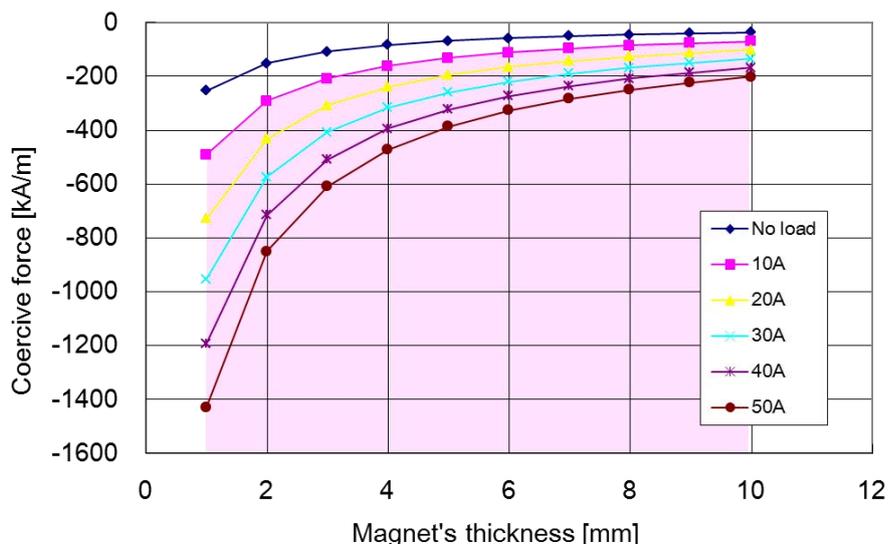


Figure 3-21. Relationship between magnet's thickness and required coercive force

同様に、相電流値を 10～50 [A]まで変化させてそれぞれの電流値における評価対象部位 B の磁界強度を計算し、磁石厚みと磁石動作点(=必要保磁力)の關係に整理した結果を Figure 3-21 に示す。例えば定格電流を 10[A]とすると、磁石厚みが 10[mm]程度であれば磁石保磁力は 100[kA/m]程度で磁力を保持できるが、磁石厚みが 2[mm]程度であれば、保磁力が 300[kA/m]程度ないと、負荷時に磁力を保持できないことを示している。

次に条件 II 「システム電流で着磁磁界が得られること」について考察する。条件 I の検討と同様に磁石厚みをパラメータとして、相電流を 10[A]、電流進角を $-70[\text{degree}]$ (強め界磁)とした時の磁石動作点を計算した結果を Figure 3-22 に、また電流値をパラメータとして 20～50[A]における磁石動作点を、磁石厚み毎に整理した結果を Figure 3-23 に示す。Figure 3-22 から明らかなように、相電流 10[A]の条件では、電気角  $125[\text{degree}]$ 付近の磁界強度が着磁に必要なレベルまで上昇せず、着磁ができないことが分かる。また Figure 3-23 から、磁石動作点が正となり、着磁が可能になるのは電流振幅 20[A]以上の条件であることが分かり、電流値が 50[A]であれば、磁石厚みが 2[mm]の時で 300[kA/m]程度、10[mm]であれば 127[kA/m]程度の保磁力以下で着磁可能であることが分かる(Figure 3-23)。

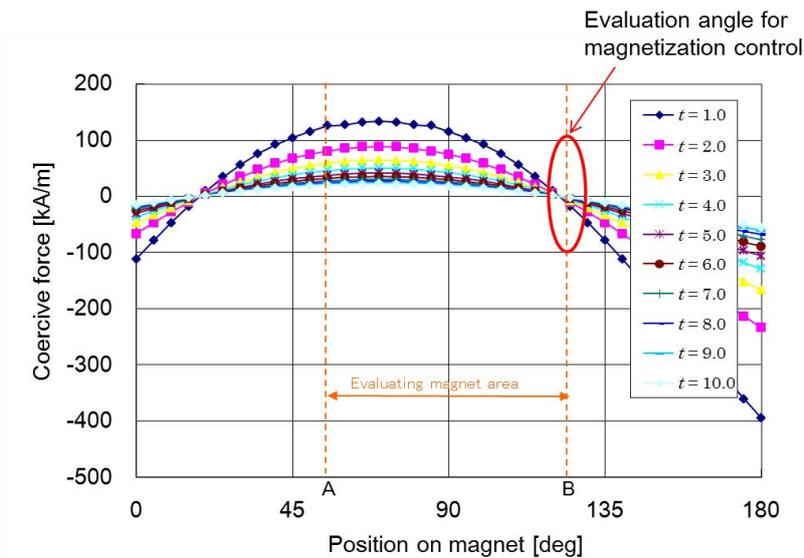


Figure 3-22. Calculation result of magnetic field on each magnet positions. (Phase current; 10[A], current angle; -70[degree])

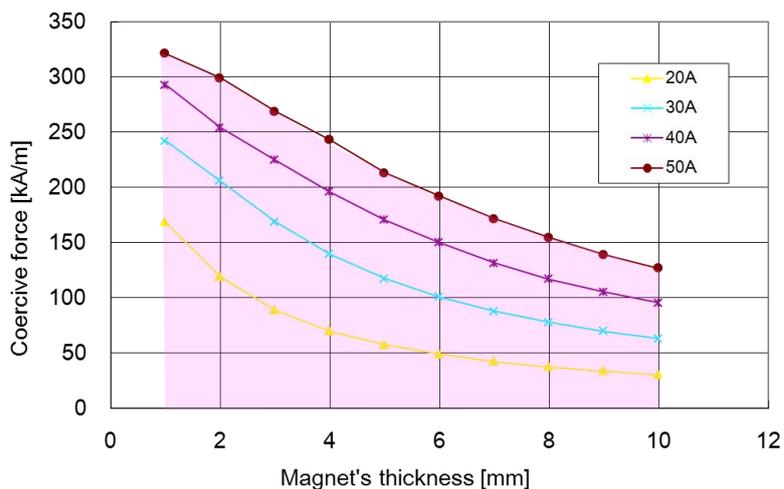


Figure 3-23. Relationship between magnet's thickness and required coercive force

次に条件 III 「システム電流で減磁磁界が得られること」について考察する。条件 I および II の検討と同様に磁石厚みをパラメータとして、相電流を 10[A], 電流進角 70[degree](弱め界磁)とした時の磁石動作点を計算した結果を Figure 3-24 に、また電流値をパラメータとして 20~50 [A]における磁石動作点を、磁石厚み毎に整理した結果を Figure 3-25 に示す。条件 I では、最大反磁界の作用する部位に減磁が発生するかどうかの検定であったため、評価部位 B を対象としたが、条件 III では全ての磁石領域において磁力を低減させるために必要な条件を求める必要があるため、弱め界磁時に最も反磁界の小さい評価対象部位 A にて検定を行った。

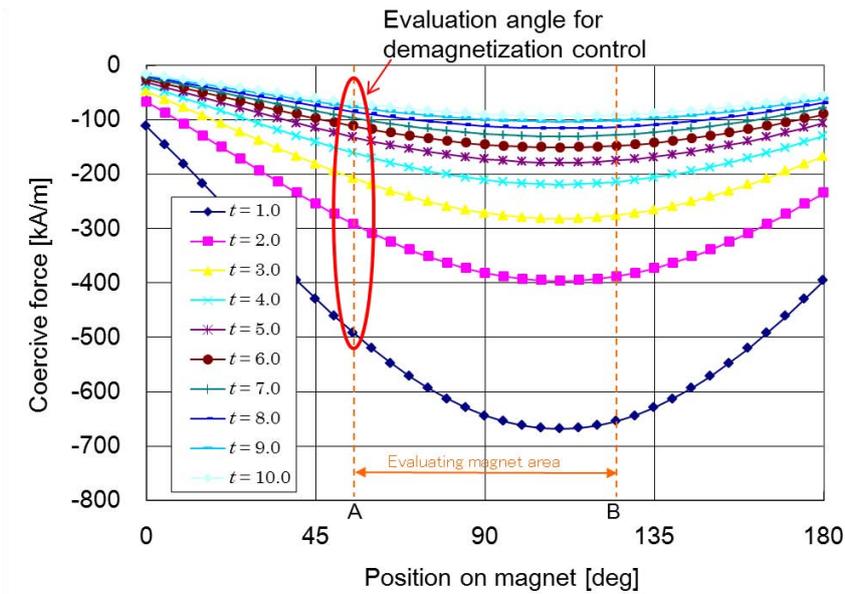


Figure 3-24. Calculation result of magnetic field on each magnet positions (Phase current; 50[A], current angle; 70[degree])

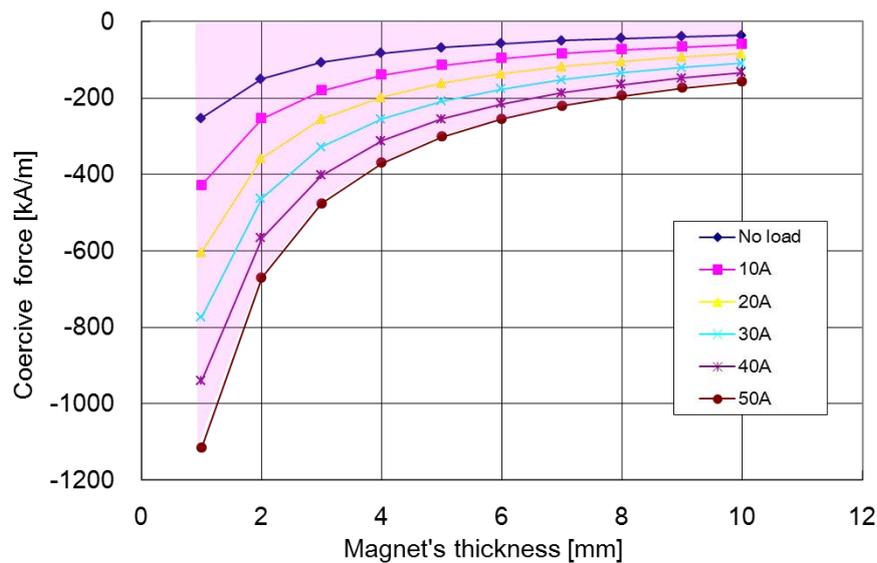


Figure 3-25. Relationship between magnet's thickness and required coercive force

可変磁力モータの成立条件I~IIIの検討結果を1つのグラフ上に集約したものを Figure 3-26に示す。なお、磁石保磁力の制限値の評価が目的なので、条件IおよびIIIは符号を反転して表示している。また条件Iについては無負荷時、5[A], 10[A]の3水準で計算した結果を併記してある。

保磁力上限の条件となる条件IIIとIIを比較すると、低保磁力磁石のJ-H特性における第1象限と第2象限の特性の違いから、条件II(着磁性能)が上限条件となることが分かる。したがって、条件I~IIIを満足する磁石厚みと保磁力の組合せは、保磁力下限を規定する条件Iと保磁力上限を規定する条件IIが囲む領域として得られる。VFI-IPMでは、最大トルクは強め界磁制御領域で得られるため、必ずしも電流進角0での最大負荷電流時に磁力を保持する必要はないが、着磁性能を確保できる範囲で、極力

減磁耐力を向上しておくことは、高回転時の力率改善による出力向上に寄与するため重要である。

本研究では、これらの検討結果を鑑み、かつ順突極磁気回路への磁石レイアウト性、低保磁力磁石材料の特性、着磁時電流の低減の観点から、磁石厚み 3 [mm]、保磁力 150 [kA/m]を設計値として選定した。

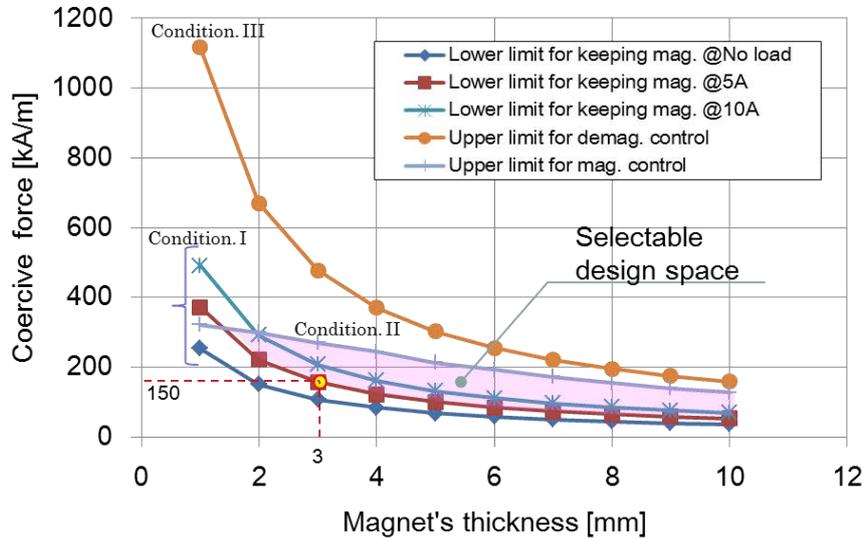


Figure 3-26. Selectable design space, which is relationship between magnet thickness and coercive force for satisfying required condition, I to III.

### 3.3.5 原理検証機の基本諸元

3.3.4 節で算出した低保磁力磁石(極弧率 40[%], 磁石厚み 3[mm], 保磁力 150[kA/m])を、順突極性磁気回路に組み合わせて設計した原理検証機の断面形状を Figure 3-27 に、主要な諸元を Table 3-4 に示す。順突極磁気回路は<sup>(108-112)</sup>で報告されている強め界磁モータをベースとして、磁石周りの漏れ磁束低減やロータ表面のフラックスバリヤによる空間高調波低減、回転強度向上などを考慮して、d 軸フラックスバイパス部形状を変更し、表面ブリッジ部を追加している。

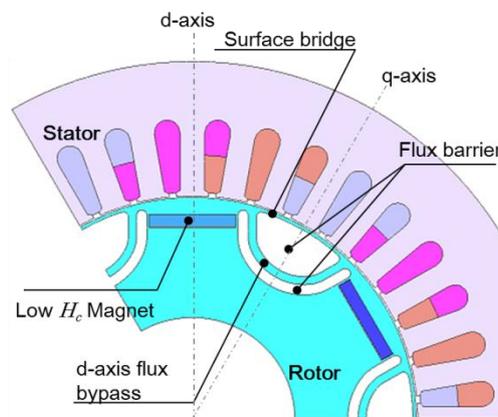


Figure 3-27. Cross sectional view of the proof-of-principle machine

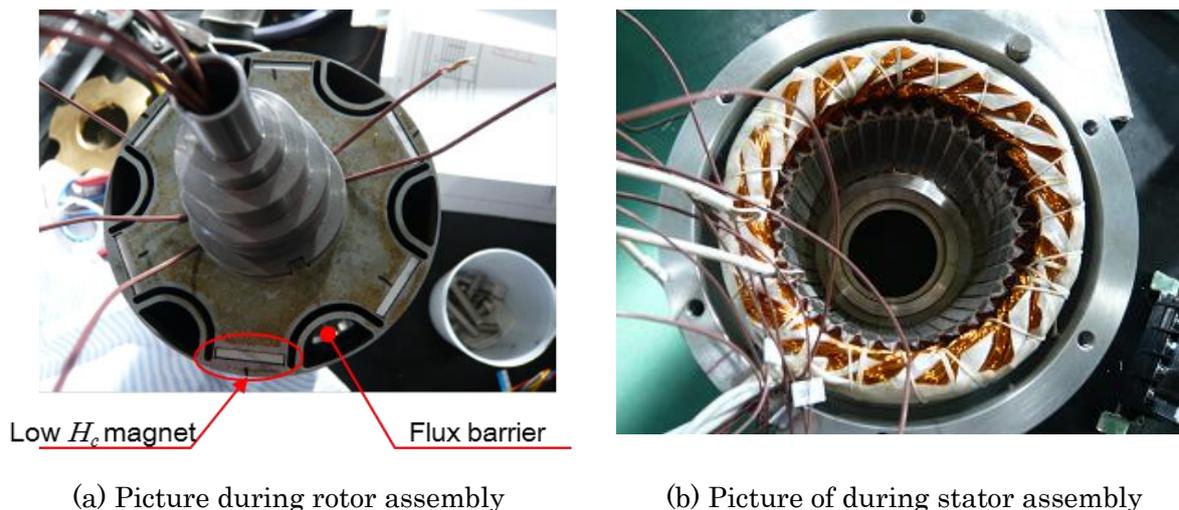


Figure 3-28. Proof-of-principle machine assembly

Table 3-4. Specification of proof-of-principle machine

Number of phase		3	-
Number of pole		6	-
DC voltage		~ 600	V
Phase current	Continuous rating	21	Arms
	Instantaneous rating	105	Arms
Power		5	kW
Maximum torque		~ 20	Nm
Maximum speed		6000	min <sup>-1</sup>
Specification of Stator	Outer diameter	176.1	mm
	Inner diameter	110	mm
	stack length	100	mm
	Type of magnetic steel	50H600	-
	Coil connection	3 phase, Y-connection	-
	Coil pattern	12 series 1 parallel	-
	Type of magnet wire	AIW grade H 0.6×4 parallel	-
	Number of turns	17 (17*12 turn/phase)	turn
Rotor specification	Outer diameter	109.2	mm
	Inner diameter	50	mm
	stack length	100	mm
	Type of magnetic steel	50H1000	-

### 3.4 原理検証機の特性評価(シミュレーション)

本節では、FEA を用いて磁力制御型可変特性モータの特性評価を行う。まず始めに、設計した原理検証機の FEA モデルを用いて、正負の d 軸電流を印加した時の着減磁性能の評価を行う。静的な着減磁の原理確認結果に基づいて、今度は有負荷時における磁力の制御性を検証する。ここでは、一定トルク指令値を与えた状態で、磁力指令値を変化させた時のトルク変動を補償する考え方について説明し、着減磁制御のための d 軸電流とトルク補償のための q 軸電流を併せて制御することで、磁力変化中においてもトルクを一定に保持できることを示す。また、VFI-IPM モータを車両駆動に適用する場合の磁力

制御頻度をヒステリシス制御の考え方<sup>(67)</sup>を導入して算定することで、着減磁エネルギーによるロスを考慮しても、モード走行時の消費エネルギーを低減できることを示す。

### 3.4.1 着減磁の基本特性

原理検証機の FEA モデルを用いて、着減磁の基本特性を解析する。着減磁制御による磁力の変化を解析するにあたり、Figure 3-29 に示すように無負荷 ⇒ 減磁制御 ⇒ 無負荷 ⇒ 着磁制御 ⇒ 無負荷の順に d 軸電流指令値を変化させ、無負荷時の巻線鎖交磁束数から、着減磁性能の比較を行った。磁場解析では、回転数が 80 [min<sup>-1</sup>]、q 軸電流  $i_q = 0$  の無負荷状態で台形波上の d 軸電流を印加することで磁力を変化させる。ここでは磁力制御電流の印加時間を 500[ms]に設定した。実際に磁石の着減磁に必要な着磁時間は、数[ms]程度で充分であるが、印加パルスの時間の短縮に伴って電圧も上昇するため、実際の VFI-IPM モータにおける磁力制御では、回転数と磁力制御量に応じて電圧制限を越えない磁力制御電流プロファイルを生成する。

Figure 3-30 には、Figure 3-29 の磁力制御電流を印加したときの相電流波形を、Figure 3-31 はステータ巻線の鎖交磁束数の解析結果を示す。Figure 3-31 の鎖交磁束数の変化を見ると、最初の無負荷状態から、減磁制御を行うことで磁束鎖交数がほぼ 0 まで抑制され、その後の着制御により再び初期値と同等の鎖交磁束数が得られていることが分かる。この着磁時と減磁後のモータ内における磁力線分布を Figure 3-32 に示しており、着磁時には磁石からの磁力線がステータコアを鎖交しているのに対して、減磁制御後はステータ側にはほとんど磁束が鎖交していないことが確認できる。したがって最大負荷時には着磁制御を行って最大トルクを発生し、低負荷域や高速回転時には磁力を適切に低減してステータコアおよび巻線への鎖交磁束数を減少させることで、鉄損の低減と高速回転時の弱め界磁電流抑制による銅損の低減効果が期待できる。

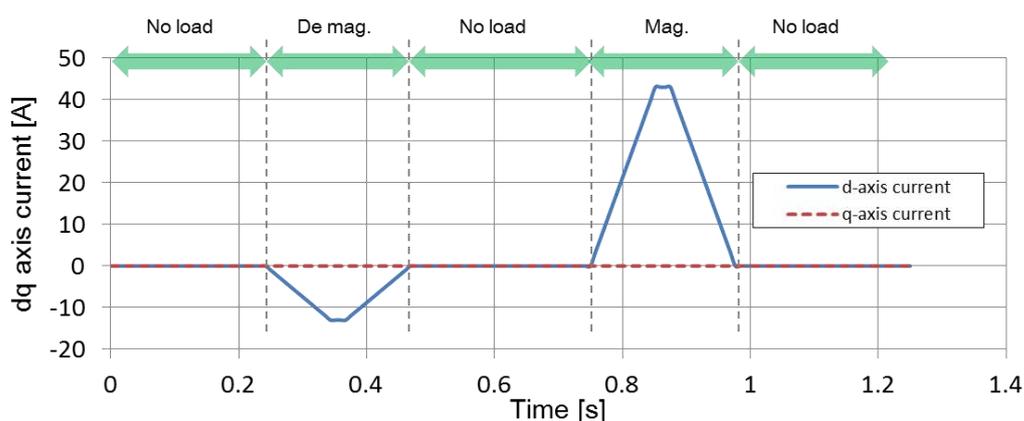


Figure 3-29. dq current waveform during magnetization state control

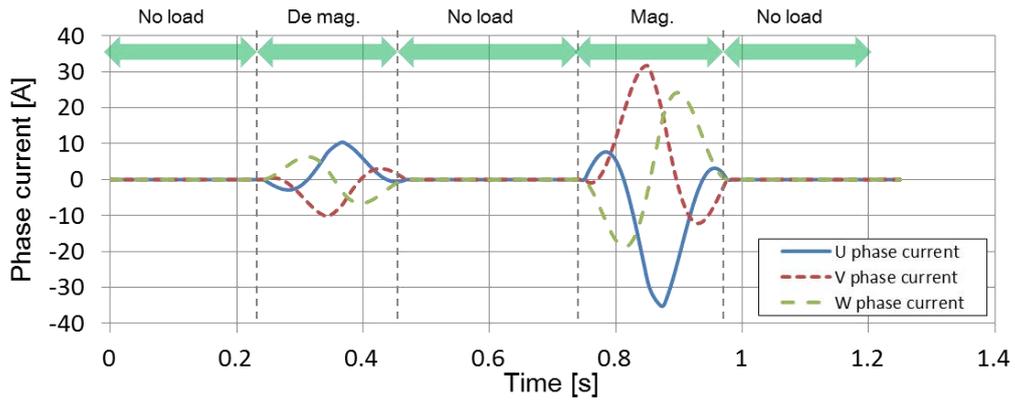


Figure 3-30. Phase current waveform during magnetization state control

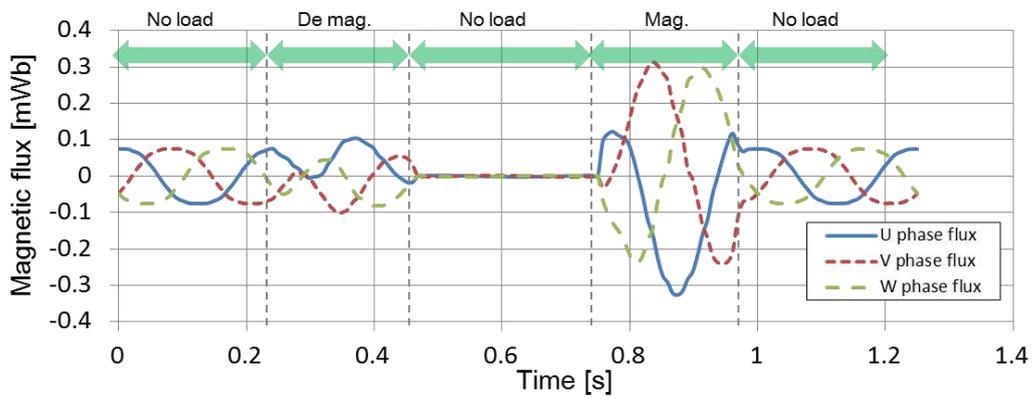
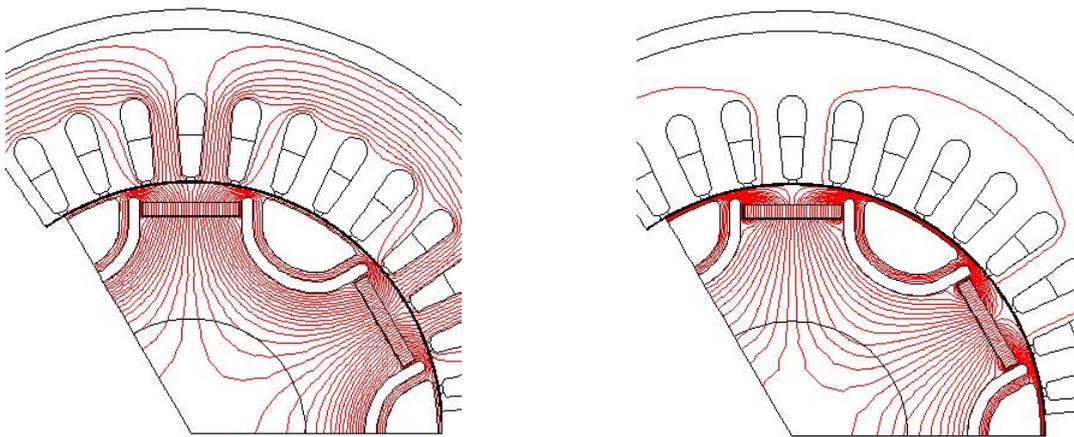


Figure 3-31. Magnetic flux waveform during magnetization state control



(a) Flux line distribution after magnetization control

(b) Flux line distribution after demagnetization control

Figure 3-32. Comparison of flux line distribution

### 3.4.2 効率特性 (FEA)

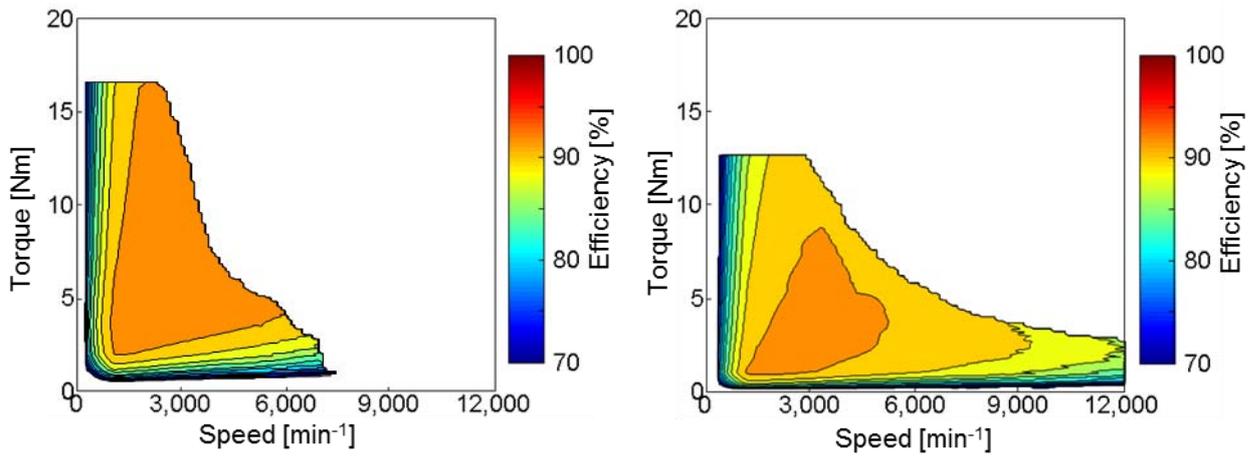
ここでは磁力を変化させた時の効率特性について考察する。VFI-IPM モータでは 3.4.1 節で明らかにしたように、磁石磁力を 100[%]から 0[%]まで任意に連続的に制御することが可能であるが、ここでは磁力レベル違いの 3 水準(100[%], 75[%], 50[%])についてそれぞれ効率特性を解析した結果を示す(Figure 3-33)。

Figure 3-33(a)の 100[%]着磁では、他の着磁レベルの特性と比べてトルクは大きいものの、高回転域では磁石磁束過多により出力が低下していることが分かる。これは 3.2.4 節で述べたとおり、VFI-IPM においては電流制限円に加えて着磁状態保持限界線も考慮して電流ベクトルを選択するため、弱め界磁電流を制限しなければならないことにも起因している。

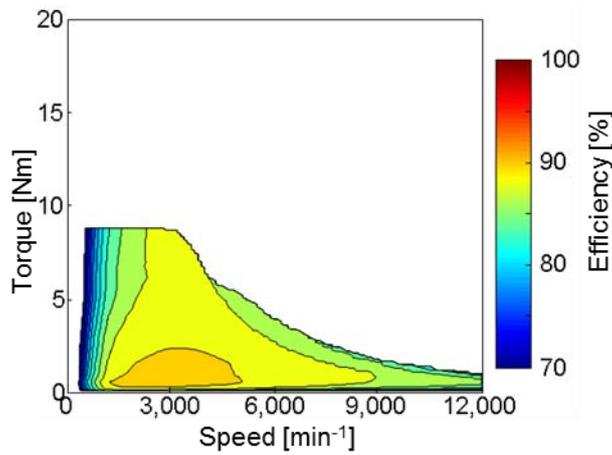
次に Figure 3-33(b)の 75[%]着磁および Figure 3-33(c)の 50[%]着磁の特性を見ると、磁力レベルの低下に伴って高効率領域が低負荷かつ高速回転域にシフトしていることが確認できる。これは着磁レベル低下による鉄損の低減と、一般的な永久磁石同期モータに比べて弱め界磁電流が低減できるために銅損も低減された効果による。また高回転域で出力が向上しているのは、3.2.4 節で述べた通り磁力の低下に伴って着磁レベル保持限界線が dq 平面上で第 2 象限側にシフトするため、力率の高い電流ベクトルを選択で切るようになるためである。

VFI-IPM では、モータ動作点に応じて効率の良い磁力レベルを選択可能であるため、実際の動作状態では Figure 3-33(a)~(c)の各磁力レベルにおける効率の最大値を選択した特性が得られることになる。

Figure 3-34 は最高効率となる磁力レベルを選択したときの効率特性を示しており、100[%]着磁状態の効率特性と比較すると高効率範囲が低負荷~高速回転領域に拡大し、高回転時の出力も向上していることが分かる。



(a) Efficiency map of 100% magnetization state    (b) Efficiency map of 75% magnetization state



(c) Efficiency map of 50% magnetization state

Figure 3-33. Efficiency map comparison of each magnetization state

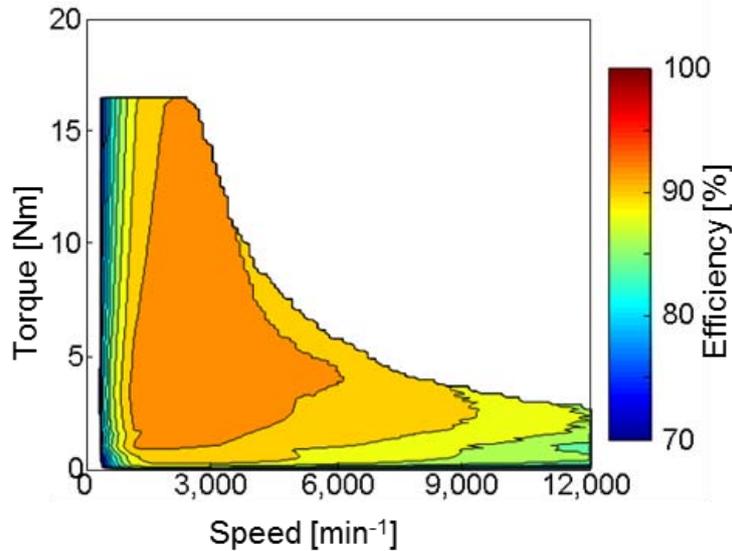


Figure 3-34. Efficiency map of optimum magnetization state at each operating condition

### 3.4.3 磁力可変時のトルク制御

3.4.1 節では、無負荷状態で正負の  $d$  軸電流を印加することにより磁力を制御できることを示したが、実際の車両駆動用モータでは、例えば車速が徐々に上昇する場合など、磁力を変化させながらトルク制御を行う必要があるため、ここでは磁力可変制御中のトルク変動について考察する。

一般的な永久磁石同期モータにおけるマグネットトルクは、磁石磁束  $\Psi_a$  と  $q$  軸電流  $i_q$  の積に比例し、かつ磁石磁束は一定値であるため、負荷電流  $i_q$  を変化させることでトルク制御を行う。一方、VFI-IPM では電流制御による方法と、磁力制御による方法を組合せて駆動することになる。力行中に  $\Psi_a$  を変化させた場合、マグネットトルクも変化してしまうため、磁力変化にともなうトルク変化を補償するための  $q$  軸電流補償が必要となる。

$q$  軸電流補償を行う場合、現状磁力と指令磁力との乖離  $\Delta\Psi_a$  による変動トルク推定値  $\Delta T_r$  からトルク補償電流  $i_{qe}$  を算出して  $q$  軸電流を補償する。ここでは、FEA により磁力指令値を変化させた場合のトルク補償を解析した結果を示す。Figure 3-35 は磁力指令値を、Figure 3-36 および 37 はトルク補償を考慮した  $dq$  軸電流波形と相電流波形をそれぞれ示している。100[%]着磁状態から約 25[%]の減磁制御指令値を与えると、予め取得した  $d$  軸電流と磁石磁束との関係に基づいて負の  $d$  軸電流パルスが生成されて磁力が変化し、同時に  $q$  軸電流はトルクを補償するために増加していることが分かる(Figure 3-36)。また Figure 3-38 にはトルク波形を示しており、力行中に磁力制御を行った場合にも、トルク補償電流を考慮することでトルクを保持することが可能であることを示している。なお、Figure 3-35~38 に示した解析結果は、着磁パルスによるトルク脈動が発生しないトルク補償電流波形を予め計算しておき、FEA にて解析した結果であり、実際の原理検証機諸元を用いた動的なトルク応答シミュレーション結果は 3.5.3 節で述べる。

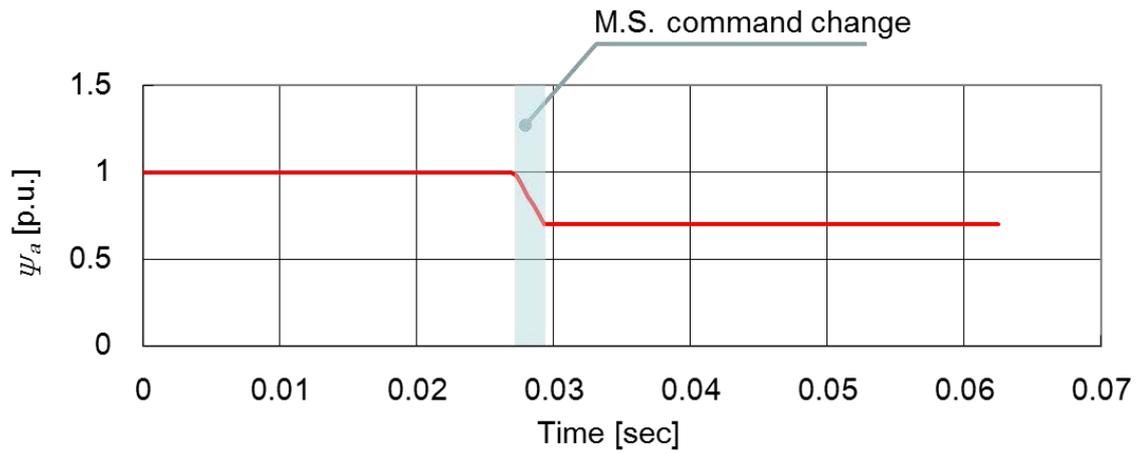


Figure 3-35. Magnetization state control command

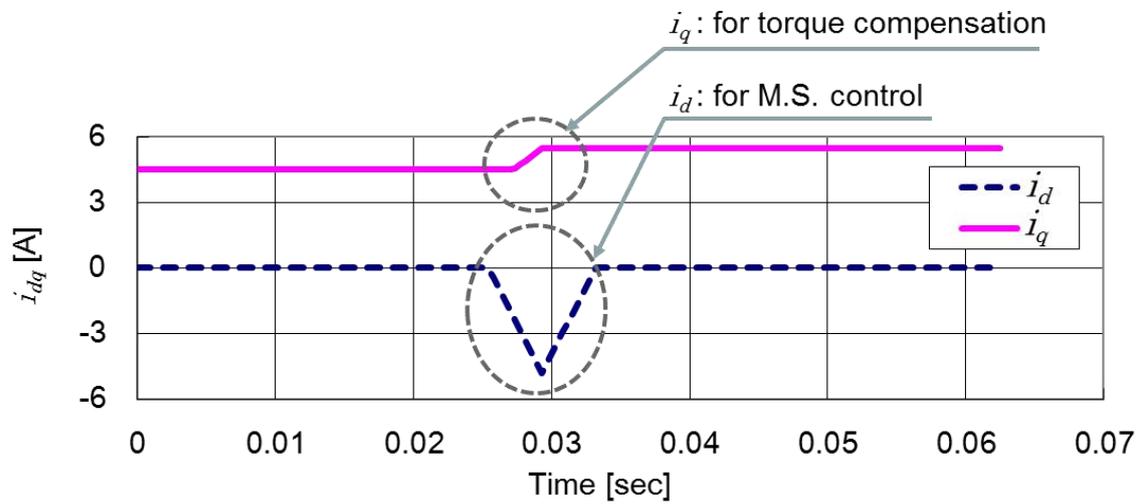


Figure 3-36. dq current waveform under magnetization state control during torque generation

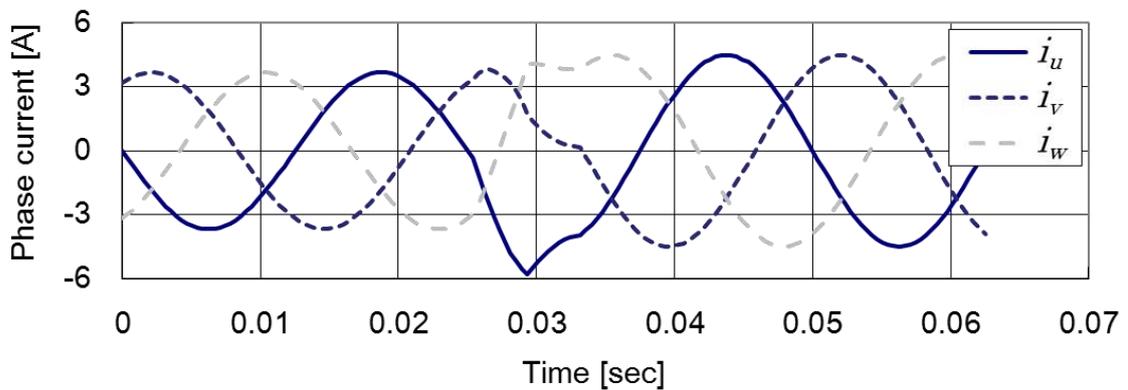


Figure 3-37. Phase current waveform under magnetization state control during torque generation

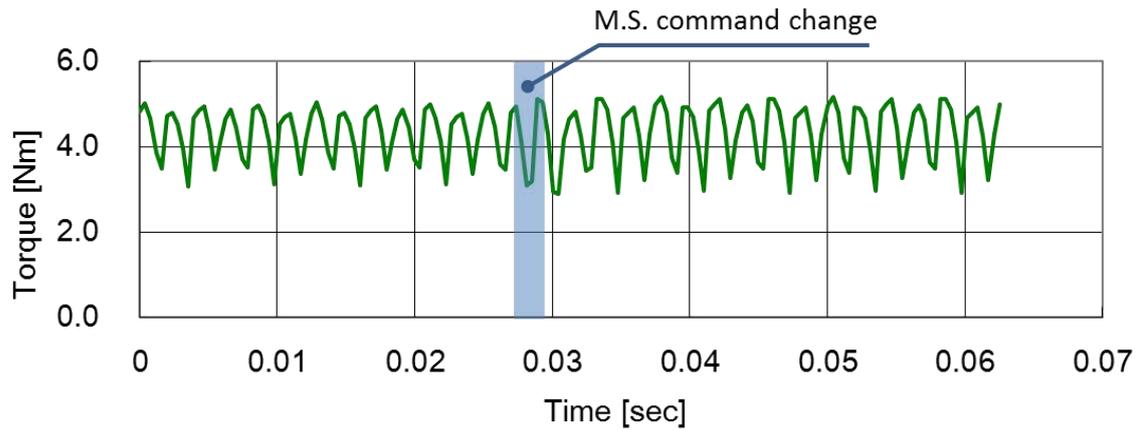


Figure 3-38. Torque waveform under magnetization state control during torque generation

### 3.5 実験結果および考察

3.3 節にておいて設計・特性見積りを行った VFI-IPM の原理検証機を実際に試作し、磁力制御特性や効率特性や、dq 平面上における電流ベクトルと着磁性の関係を実測する。次に、取得した dq 平面上における着減磁特性を用いて、磁力制御中のトルク保持性能についても評価を行う。また、着磁レベル違いの効率特性を取得して、モード走行における消費エネルギーの評価を行い、ヒステリシス磁力制御を導入することで、着減磁制御エネルギーを最小化して、総消費エネルギーを最適化できることを示す。

#### 3.5.1 実験装置構成と仕様

評価装置の構成は Figure 3-39 に示すとおり、供試モータと負荷モータの間にトルク検出器を配置し、計測トルクと回転数から機械出力を算出、一方で供試モータの電流および電圧から投入電力を演算し、効率を求める。また実験装置の各諸元は Table 3-5 と Table 3-6 に示す通りである。

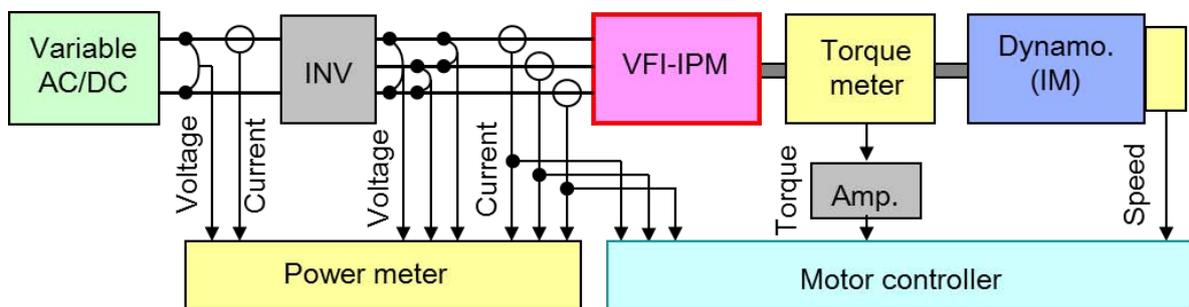


Figure 3-39. Schematic drawing of the experimental setup for VFI-IPM motor evaluation

### VFI-IPM proof –of-principle machine

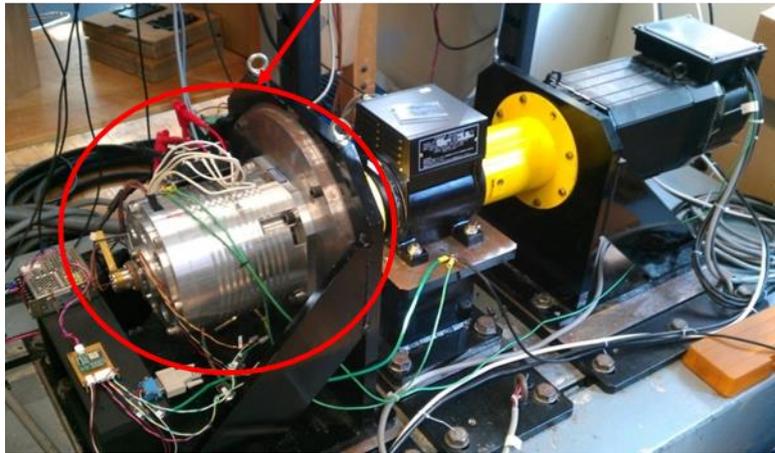


Figure 3-40. Overview of experimental setup

Table 3-5. Specification of inverter

Model		Semikron SKS 85F B6CI+B6U 59 V12
Power module		SEMiX151GD12E4s
AC output	Rated capacity	-
	Maximum current	85 [ $A_{rms}$ ]
	Acceptable over load	90 [ $A_{rms}/1min$ ] 100 [ $A_{rms}/10sec$ ]
DC input	Maximum voltage	DC 900 [V]
Switching frequency		20 [kHz]
Current sensor	model	LEM HASS 50-S
	Accuracy	< $\pm 1\%$
	Linearity error	< $\pm 0.5\%$

Table 3-6. Specification of DC power supply

Model		Magna TSA600-40/480
DC output	Rated capacity	60 [kW]
	Voltage range	DC 0-600 [V]
	Max slew rate	With high slew rate option: 8[msec] fro output voltage change from 0 to 63%
	Output current	DC 0-96 [A]
	Load transient response	2 [msec] to recover within $\pm 1\%$ of regulated output, With a 50 to 100% or 500 to 100% step load change
AC input	Voltage	480 [ $V_{rms}$ ]
	Max current	104 [ $A_{rms}$ ]

### 3.5.2 原理検証機による着減磁特性評価実験

まず始めに、無負荷状態において d 軸電流を印加したときの着減磁特性評価を行う。VFI-IPM モータの原理検証機では磁石着磁状態を検出するセンサを設けていない為、磁力制御後に無負荷の誘起電圧を測定して着磁レベルの判断指標とする。ここでは Figure 3-41 に示すように、正負の d 軸電流のみを印加したときの着減磁性能を計測する。

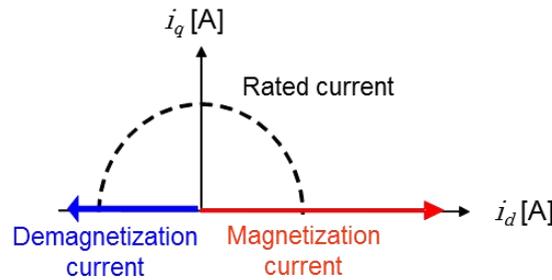
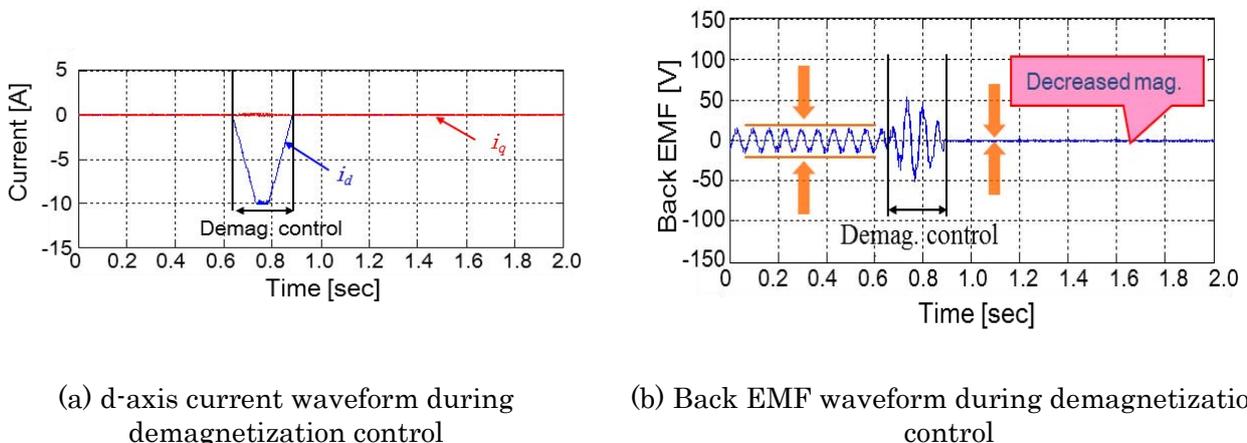


Figure 3-41. Magnetization state control current vector under no-load condition

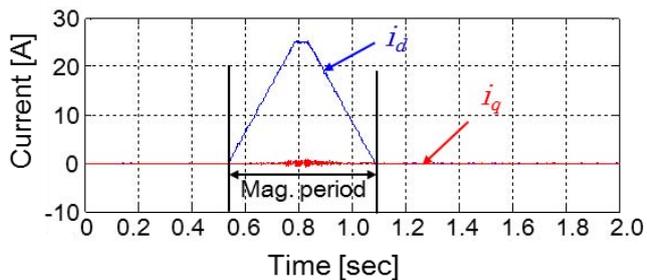
原理検証機において、回転数 300[ $\text{min}^{-1}$ ]の無負荷条件で着減磁制御を行った時の電流波形と誘起電圧波形を計測する。Figure 3-42 に減磁制御時の、Figure 3-43 に着磁制御時の電流波形および誘起電圧波形を計測した結果をそれぞれ示す。Figure 3-42(b)の減磁時の誘起電圧波形を見ると、無負荷状態から約-10[A]の d 軸電流を印加して再び無負荷状態に戻すと、誘起電圧がほぼ 0[V]まで制御されていることが確認できる。減磁制御期間中に誘起電圧が 50[V]まで増加するのは、d 軸インダクタンスと d 軸電流による電圧上昇である。次に Figure 3-43(b)の着磁時の波形を見ると、無負荷状態から約 25[A]の d 軸電流を印加して再び無負荷状態に戻すと、誘起電圧が 0[V]の状態から再び完全着磁に近いレベルにまで回復することが確認できる。このことから、台形波状の d 軸電流を印加することにより着減磁制御が適切に行われることを確認した。



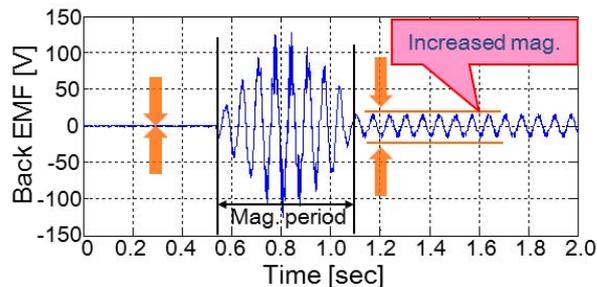
(a) d-axis current waveform during demagnetization control

(b) Back EMF waveform during demagnetization control

Figure 3-42. Current and back EMF waveform during demagnetization (Measured)



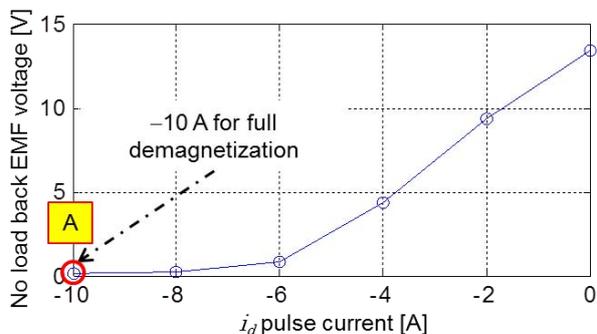
(a) d-axis current waveform during magnetization control



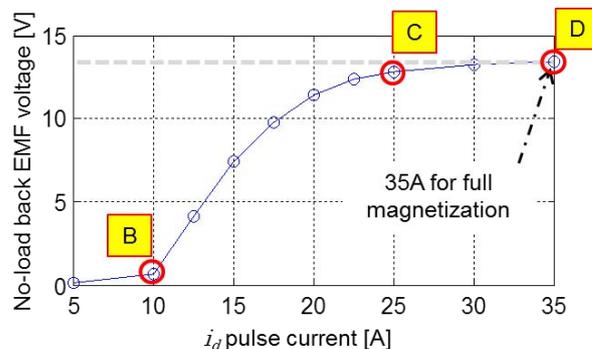
(b) Back EMF waveform during demagnetization control

Figure 3-43. Current and back EMF waveform during magnetization (Measured)

次に、印加する d 軸電流の値を段階的に増加して同様に計測を行い、d 軸電流値と着減磁量との関係を取得した結果を Figure 3-44 に示す。Figure 3-44(a)は正の d 軸電流を印加して完全着磁させた後に、負の d 軸電流を段階的に印加して減磁制御を行い、無負荷回転させて誘起電圧を計測した結果であり、0～-6[A]付近まではほぼ線形に減磁制御できていることが確認できる。Figure 3-44(b)は正の d 軸電流を段階的に印加して着磁制御を行った後に無負荷回転させて誘起電圧を計測した結果であり、減磁制御の時と異なり、10[A]程度の d 軸電流を印加してもほとんど誘起電圧は変化しない。その後は電流の増加に伴って誘起電圧が増加し、25[A]程度で誘起電圧が飽和し始め、約 35[A]で完全着磁状態となることが確認できる。



(a) Demagnetization characteristic



(b) Magnetization characteristic

Figure 3-44. Magnetization and demagnetization characteristics (Measured at 300 [min<sup>-1</sup>])

Figure 3-44(a)の減磁制御時と Figure 3-44(b)の着磁制御時で、必要な d 軸電流値に差が生じている原因は Figure 3-45 に示した J-H 特性を用いて説明できる。減磁制御の場合、磁石の動作点を A まで移動させればよく、約 10[A]にて磁力をほぼ 0 まで制御可能である。一方、着磁の場合には 10[A]の d 軸電流を印加しても磁石動作点は B 付近であり、着磁に必要な磁界は得られておらず、完全着磁状態の

Dまで動作点を移動させるためには、この原理検証機の仕様では約35[A]が必要となり、95%着磁状態までならば、約25[A]の着磁電流が必要となることが分かる。この領域ではステータコアの磁気飽和によりパーミアンス線の勾配も小さくなるため、より大きな着磁電流が必要となることに起因する。

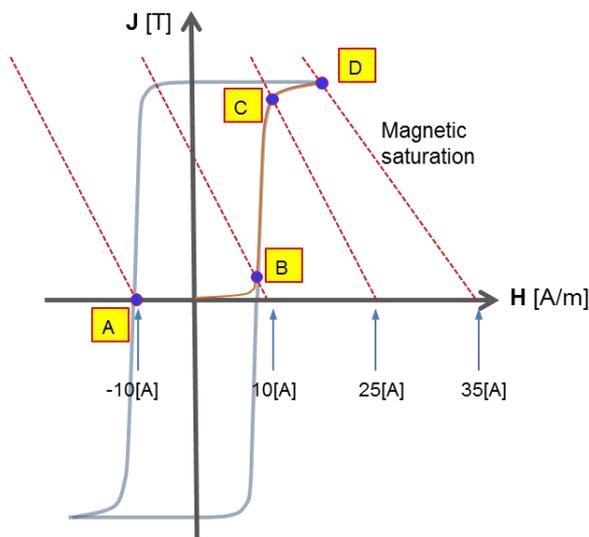


Figure 3-45. Schematic explanation why large current is needed for magnetization compared to demagnetization control

Figure 3-44 では無負荷時における着減磁特性について実測したが、実際に VFI-IPM モータを電動車駆動に用いる場合には、有負荷状態での着減磁制御性能が重要となる。そこで、有負荷時の着減磁性能を把握するために、dq 軸電流をパラメータとして、完全着磁状態の無負荷誘起電圧と dq 軸電流印加後の無負荷誘起電圧から、各 dq 軸電流条件における着磁量をプロットした結果を Figure 3-46 に示す。

結果から、強め界磁領域で設計通り 100%着磁状態を保持できており、電流ベクトルを第 2 象限の弱め界磁領域側に移動するにしたがって減磁制御が可能であることが確認できる。また着磁レベル境界線を見るとほぼ線形特性であり、3.2.4 節で導出した着磁レベル保持限界線と同様の傾向を示していることが分かる。これにより、着磁レベルを考慮した電流ベクトル制限条件が容易に数式化できることを示している。また Figure 3-47 には、同じく dq 平面上におけるトルク特性を示しており、順突極性をもつ VFI-IPM 原理検証機は、強め界磁領域で最大トルクが得られることが分かる。Figure 3-46 の着磁量マップと比較すると、一般的な逆突極モータでは最大トルクを発生する電流条件では磁力保持限界を超えているのに対して、VFI-IPM では最大トルクが得られる電流条件が 100%着磁領域内に存在していることから、VFI-IPM が有負荷時の磁力安定性を有していることが実験的にも明らかになった。また、Figure 3-47 のトルク特性から明らかなように、dq 平面上における等トルク線が円弧上に分布しており、この等トルク線上に電流ベクトルを制御することで、トルクを一定に保持したまま磁力を自在に制御できることを示している。

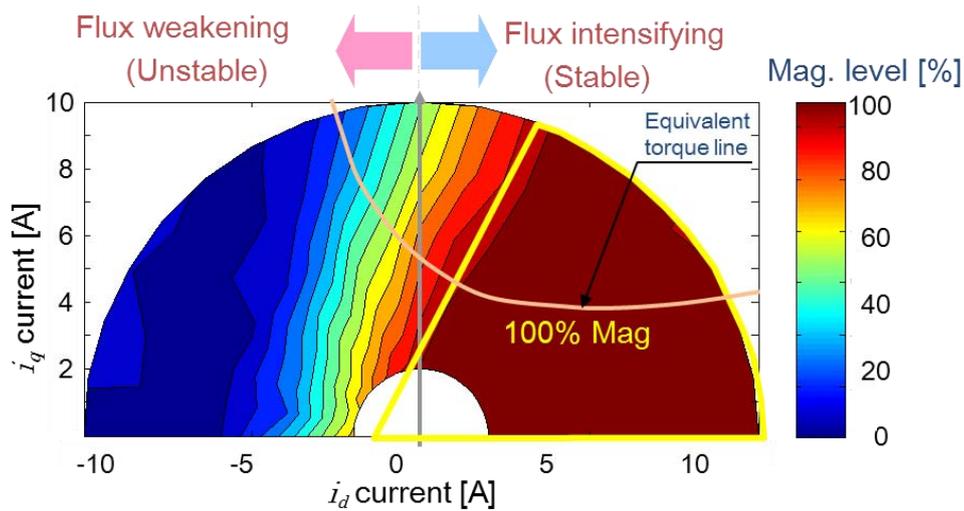


Figure 3-46. Keeping magnetization state map on dq frame

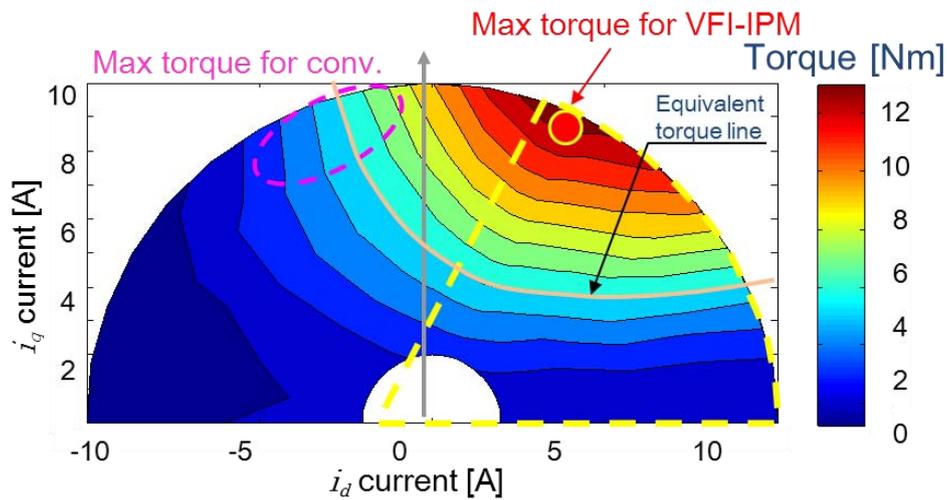


Figure 3-47. Torque characteristic on dq frame

### 3.5.3 原理検証機による動的な磁力制御性評価

ここでは、有負荷時に磁力制御を行った場合の動的トルク特性について評価を行う。3.2 節の基本原理解説したように、VFI-IPM モータでは d 軸電流により磁力制御を行うが、永久磁石同期モータでは磁石磁束と電流の積でトルクが得られるため、力行中に d 軸電流を印加して磁力を変化させると、磁石磁束変動に起因するマグネットトルク変動と、パルス状 d 軸電流によるリラクタンストルク変動が発生する。

したがって力行中に磁力制御を行う場合には、Figure 3-47 に示したように等トルク線上をトレースするように電流ベクトル制御を行い、所望の着磁レベルまで変化させる必要がある。電流ベクトルを等トルク線に沿って制御するためには、Look-up Table を利用する方法や、Flux-observer を用いた手法<sup>(65)</sup>

が適用できる。Figure 3-48 に有負荷時の電流ベクトル軌跡の概略を示しており，Method-1 の単純な d 軸電流印加に対して，Method-2 の Look-up Table および Method-3 の Flux-observer を用いた Online decoupling 手法では，等トルク線を考慮した電流ベクトル軌跡を追従してトルク脈動を軽減する。

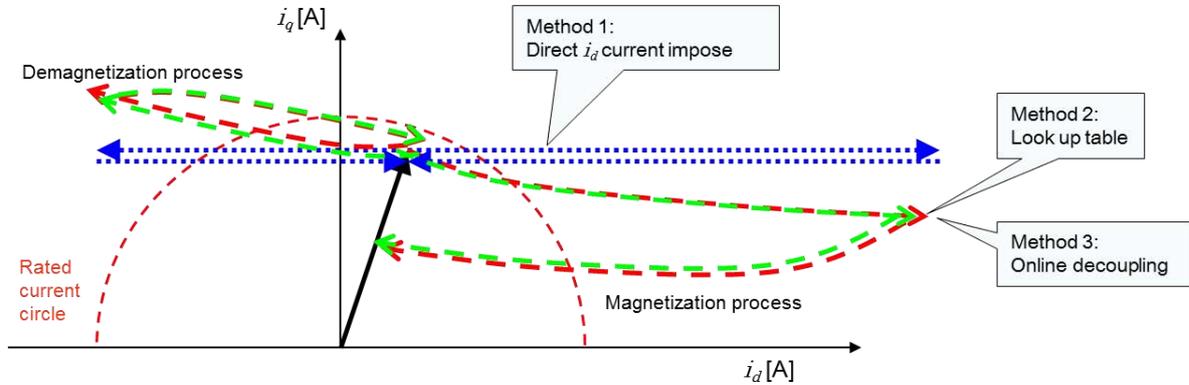


Figure 3-48. Current vector trajectories for 3 types of control method

Figure 3-49 には Method-3 の制御ブロック図を示す。トルク指令値に基づいて，実験により得られた dq 軸平面上におけるトルクと着磁量マップを基に，Magnetization command generator により磁力制御用の dq 軸電流指令値が生成され，トルク指令値  $T_r^*$  に基づいて決定される電流指令値と加算することで力行中における磁力制御を行う。また磁力制御中の磁力制御電流によるトルク脈動を補償するため，dq 軸電圧指令値  $V_{dqs}^r$  と電流センサから得られた dq 軸電流値  $i_{dqs}^r$  を用いて，Flux observer<sup>(65)</sup>により dq 軸磁束  $\hat{\lambda}_d$  と  $\hat{\lambda}_q$  を推定し，(3-12)式にしたがってトルク指令値に追従するために必要な q 軸電流値  $i_{q\_target}$  を算出する。  $i_{q\_target}$  と実測電流から得られた q 軸電流との差分を，(3-13)式に示すトルク補償電流  $i_{q\_decouple}$  として電流指令値に加算することで，磁力制御時におけるトルク脈動を補償する構成としている。

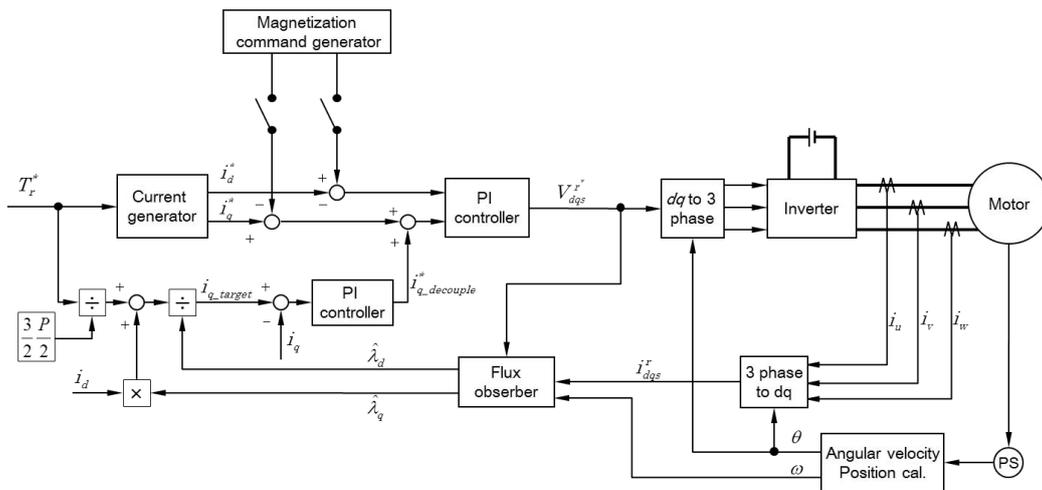


Figure 3-49. Control block diagram for Method-3

$$i_{q\_target} = \left( \frac{T_r^*}{\frac{3P}{22}} + i_d \hat{\lambda}_q \right) \frac{1}{\hat{\lambda}_d} \dots\dots\dots (3-12)$$

$$i_{q\_decouple} = i_{q\_target} - i_q \dots\dots\dots (3-13)$$

Figure 3-50 に、原理検証機に Method-1 と Method-3 を適用したときの d 軸電流の時間軸波形を、Figure3-51 には dq 平面上における電流ベクトル軌跡を、Figure 3-52 にはトルク波形を計測した結果をそれぞれ示す。実験条件は、回転数  $N=300$  [min<sup>-1</sup>]、着磁電流  $i_d=25$  [A]、トルク指令値  $T_r=5$  [Nm]とした。いずれの手法においても、Figure 3-50 に示すように、95[%]着磁に必要な d 軸電流を同じ磁力制御期間 50[ms]で印加しており、最大 d 軸電流値は 25[A]で同様の電流波形であることが確認できる。一方、Figure 3-50 は dq 軸平面上における電流ベクトル軌跡を計測した結果を示しており、Method-1 と Method-3 で q 軸電流の制御軌跡が大きく異なっていることが分かる。この時のトルク波形(Figure3-52)を見ると、Method-1 では、着磁電流の印加によるリラクタンストルク変動と磁力変化にともなうマグネットトルク変動の影響で、トルク指令値 5[Nm]に対して実トルクが約 12[Nm]まで増加していることが確認できる。一方の Method-3 では、微小なトルク脈動は認められるものの、ほぼトルク指令値通りの 5[Nm]近傍に制御できていることが分かる。

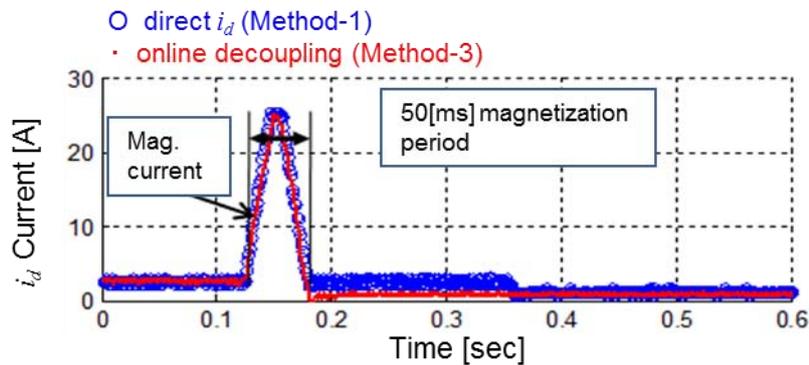


Figure 3-50. d-axis current waveform during magnetization control (Measured)

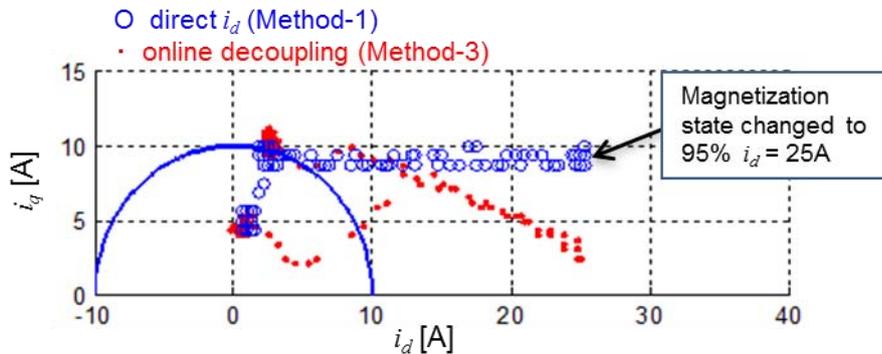


Figure 3-51. Current vector trajectories during magnetization control (Measured)

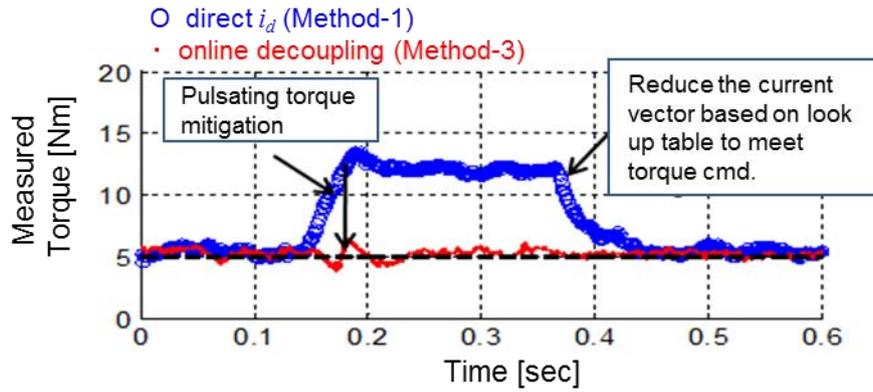


Figure 3-52. Torque waveform during magnetization control (Measured)

次に、トルク指令値の変化により磁力制御をともなう場合のトルク応答性について考察する。例えば低速の動作点において要求トルクが Figure 3-53 に示すように増加した場合、10[%]着磁レベルでは要求トルクを満たせないため、着磁制御が必要となる。トルク指令値に対応して Figure 3-54 に示すように着磁パルス幅 50[ms]を印加して、約 95[%]まで着磁制御を行った後に、指令値までトルクを増加させた場合のトルク応答性を実測した結果を Figure 3-56 に示す。結果から明らかなように、トルク指令値が入力された後、着磁プロセスに要する 50[ms]の遅れを伴って指令トルクに追従できていることが確認できる。なお車両駆動用モータでは、車両運動の時定数がモータに対して大きいため、モード走行時の時間に対するトルク変化率の最大値が 100[Nm/s]程度と小さく、50[ms]程度の遅れであれば許容できると考えられる。

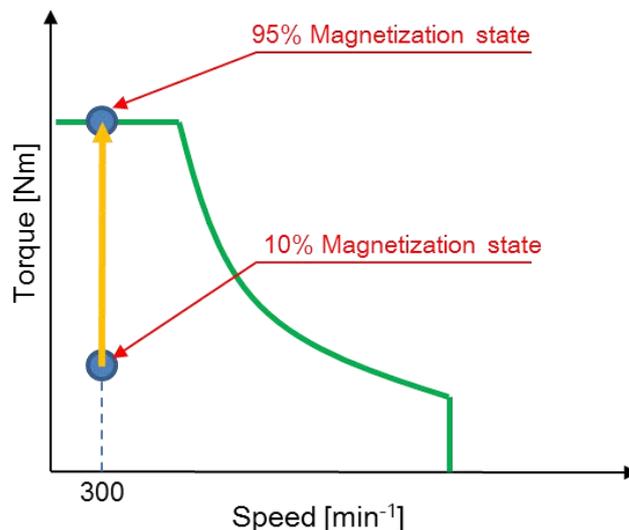


Figure 3-53. Operating point trajectory under loaded condition

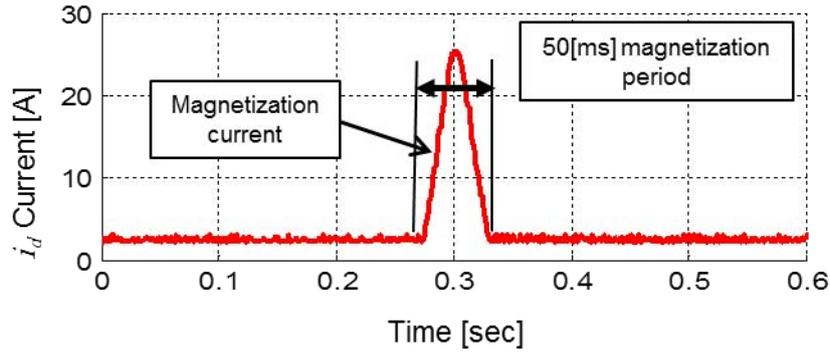


Figure 3-54. d-axis current waveform during magnetization control (Measured)

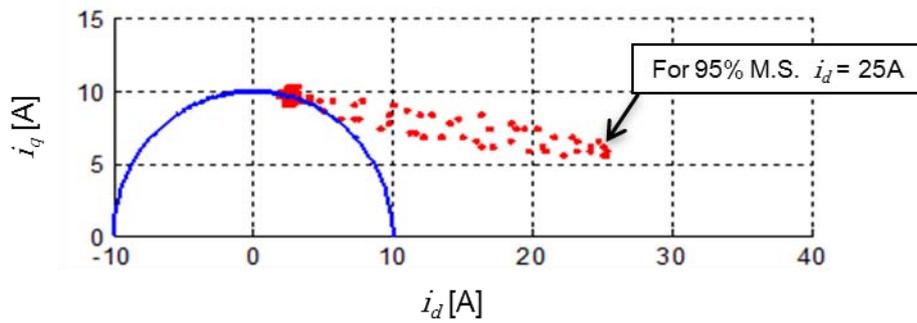


Figure 3-55. Current vector trajectories during magnetization control (Measured)

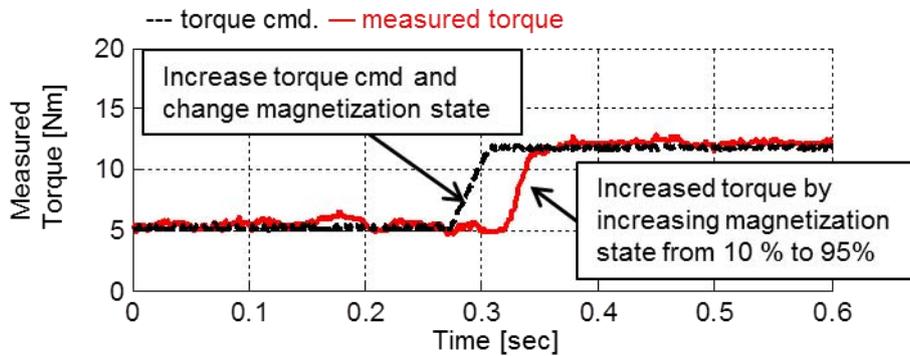


Figure 3-56. Torque command (cmd.) and actual torque waveform (Measured)

原理検証機による実験では着磁パルス幅を 50[ms]として評価を行ったが、磁石の着減磁特性の観点では磁石内が所望の磁界強度に達すれば良いので、印加する着磁磁界の保持時間そのものは数[ms]もあれば充分である。着磁パルス幅の短縮を行う際に考慮が必要となるのは、磁界強度保持時間の制約よりも、着磁電流とモータインダクタンスによる電圧上昇や、磁石磁束による誘起電圧である。

着減磁電流印加時のモータ電圧は(3-14)式の電圧方程式で表現される。ただし(3-14)式中の  $v_{od}$  および  $v_{oq}$  は誘起電圧の dq 軸成分を、 $p$  は時間微分を表す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3-14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3-15)$$

(3-14)式と(3-15)式から、dq 軸電圧をそれぞれ回転数依存項と非依存項に分類して整理すると、d 軸電圧は(3-16)式、q 軸電圧は(3-17)式のように表すことができる。

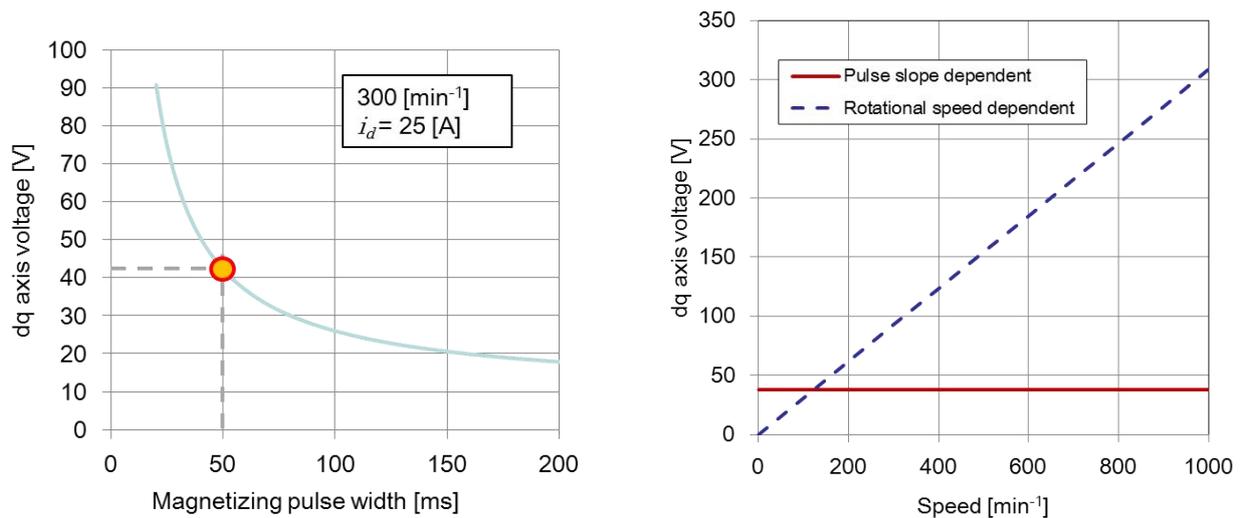
$$v_d = (R_a + p L_d) i_d - \omega L_q i_q \quad \dots\dots\dots (3-16)$$

$$v_q = (R_a + p L_q) i_q + \omega (L_d i_d + \Psi_a) \quad \dots\dots\dots (3-17)$$

ここで、(3-16)式と(3-17)式の第1項は時間微分を含むため、着減磁パルス波形の勾配、すなわちパルス幅に相関を持つ。第2項は角速度 $\omega$ を含む回転数依存項であり、着減磁電流振幅と回転数に比例して大きくなることから分かる。Figure 3-57(a)は、原理検証機のモータパラメータ(Table 3-7)を用いて、95[%]着磁レベルを得るために必要な  $i_d = 25[\text{A}]$  を通電した時の第1項による電圧を計算した結果であり、パルス幅 50[ms]では dq 軸電圧  $v_{dq}$  が 30[V]以下であることが分かる。一方、Figure 3-57(b)には第1項と第2項による電圧成分をそれぞれ計算した結果を示しており、100[ $\text{min}^{-1}$ ]以上の領域では、着磁パルス幅に依存しない回転数依存項が電圧に対して支配的であることが分かる。また低速域では回転数依存項による電圧が小さいため、さらなる着磁パルス幅の縮小が可能であることを示している。

Table 3-7. Motor parameter of proof-of-principle motor for voltage calculation

Winding resistance	$R_a$	0.392	$\Omega$
No-load flux	$\Psi_a$	0.392	Wb
d-axis inductance	$L_d$	32.4	mH
q-axis inductance	$L_q$	18.4	mH



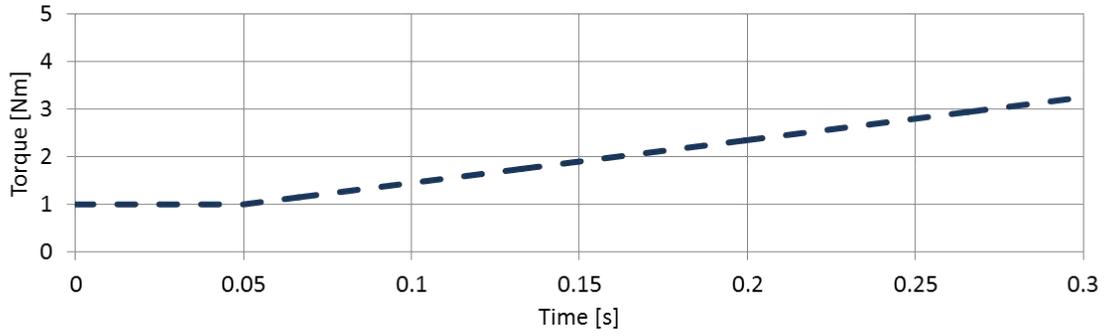
(a) Relationship of pulse width and induced voltage for magnetization control

(b) Relationship of rotational speed and induced voltage for magnetization control

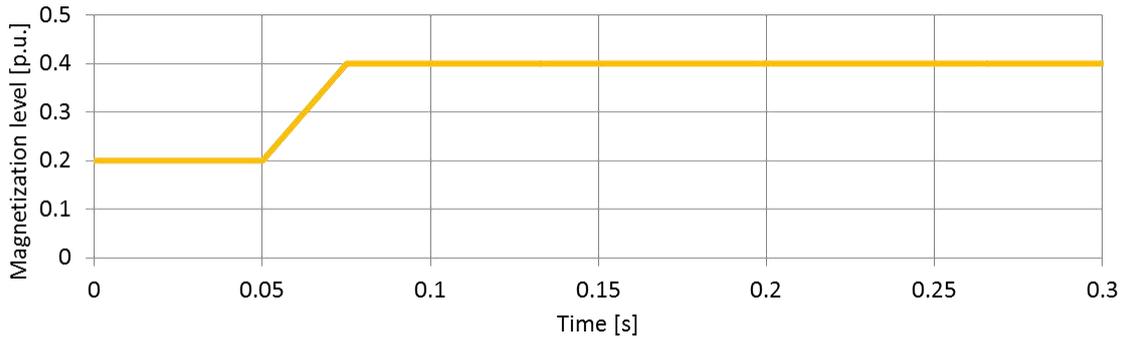
Figure 3-57. Induced voltage calculation during magnetization state control

ここまでは、トルク指令値に対して着磁パルスにより磁力制御を行った後に指令トルクに追従させるケースについての考察を行ったが、次はトルク指令値が変化する過程において磁力制御をとまなう場合のトルク応答性について考察する。ここでは回転数は  $300[\text{min}^{-1}]$  で一定とし、トルク指令値が過渡的に変化する場合に、指令値トルクに追従させながら磁力制御を行った場合のトルク応答性について、シミュレーションにより評価した結果を Figure 3-58 に示す。Figure 3-58(a) に示すような時間的に変化するトルク指令値が与えられた場合、モータコントローラが駆動モータの回転数と現状トルク、目標トルクとの関係から着磁量の変更が必要と判断すると、Figure 3-58(b) に示すような磁力指令値が生成される。

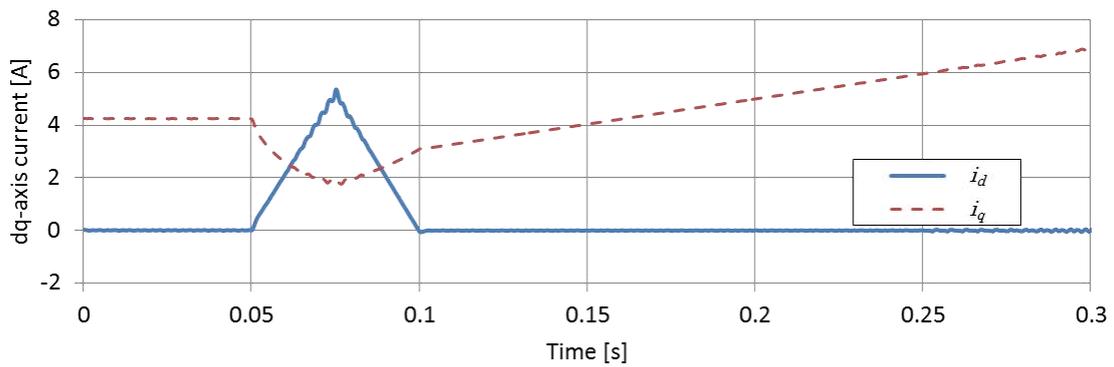
この例では、 $25[\text{ms}]$  の期間で磁力指令値が  $20[\%]$  着磁  $\Rightarrow$   $40[\%]$  着磁状態へ変化する場合について示している。この着磁量制御信号に基づいて、着磁量制御用の d 軸電流パルスが生成される。この時の d 軸電流と q 軸電流のシミュレーション結果を Figure 3-58(c) に示す。結果から d 軸電流はパルス幅  $50[\text{ms}]$  の三角波状の着磁パルス電流が得られていることが確認できる。この時 q 軸電流は、(3-12) 式および (3-13) 式にしたがって、着磁量制御のために印加された d 軸電流によるリラクタンストルクによる影響と、着磁量変化、すなわち  $\psi_a$  が過渡的に変化するることによるマグネットトルクの変化を補正して指令値トルクに追従するように制御された結果、着磁量制御プロセス中の  $0.05 \sim 0.1[\text{s}]$  の区間で Figure 3-58(c) に示すような波形を示す。Figure 3-58(d) にはトルク指令値とシミュレーションによるトルクを比較しており、着磁量制御区間でやや脈動が見られるものの、おおむね指令値トルクに追従できていることが分かる。このことから、VFI-IPM モータでは過渡的な磁力制御をとまなう駆動条件においても、所望のトルク特性が得られることが確認できた。



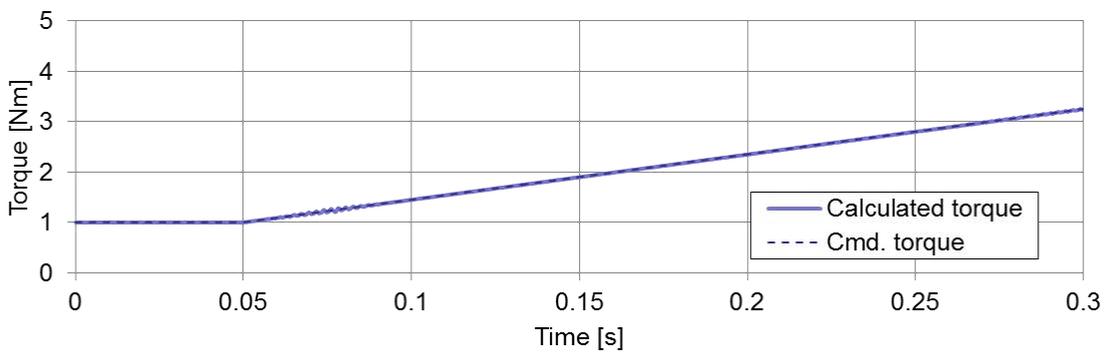
(a) Transient torque command



(b) Magnetization state control command



(c) dq-axis current waveforms during transient torque control.



(d) Comparison of torque command (Cmd.) and calculated torque.

Figure 3-58. Simulation result of transient torque response including magnetization state control.

### 3.5.4 効率特性評価と、磁力制御によるモード走行時エネルギー消費量低減に関する考察

車両の電費評価を行う場合、仕向地や車両仕様によって様々な走行モードを仮定して、モード走行に必要な総消費エネルギーを評価することが行われる<sup>(67)</sup>。Figure 3-59 に走行モードの例として、北米の市街地走行を模擬した LA4 city モードの時間と車速パターンを示す。この走行モード情報と、車重や転がり抵抗、空気抵抗、減速比などの車両諸元からモータに要求される動作点軌跡(速度・トルク線図上)が算出でき、動作点における効率を走行モード全域で平均して、モード走行時の平均効率を得る。

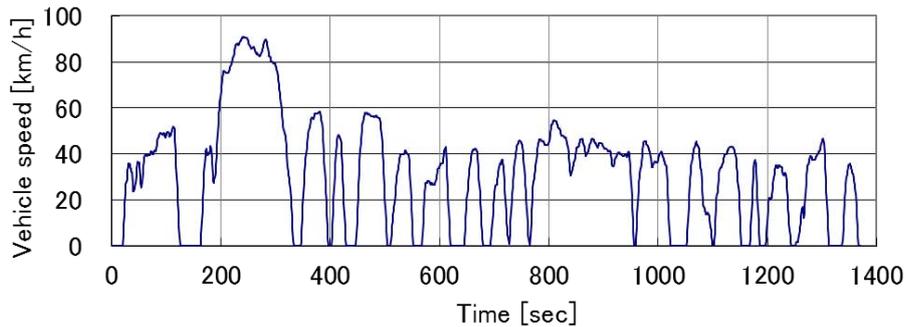


Figure3-59. LA4 city mode

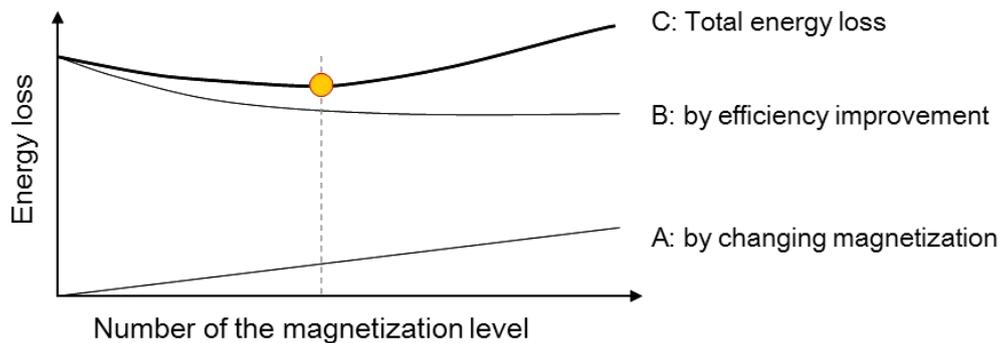
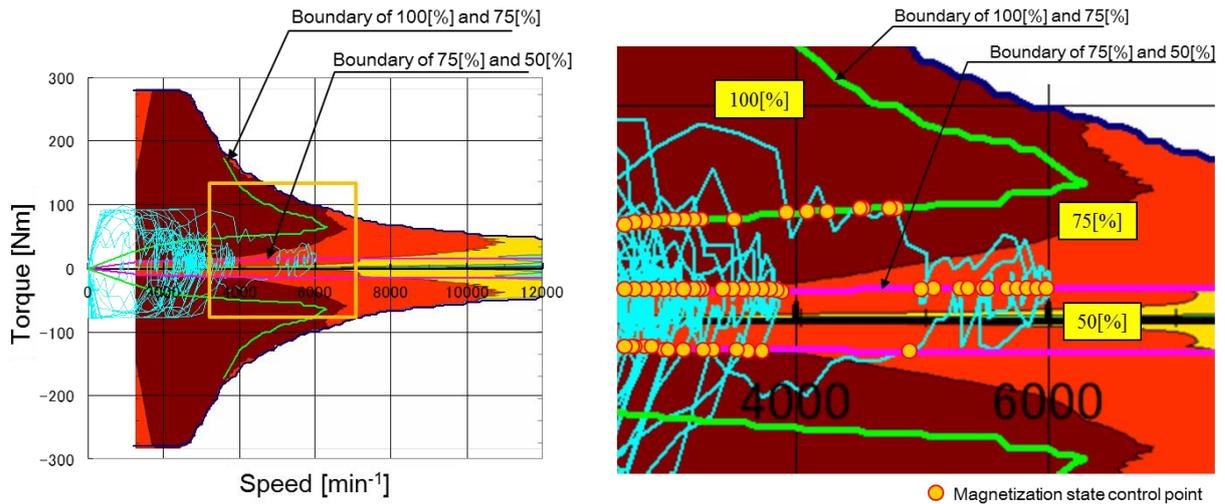


Figure3-60. Energy consumption on duty cycle driving using VFI-IPM

一方、VFI-IPM を車両駆動用モータとして適用する場合、モータの動作点に応じて最適な磁力を選択することで、動作点効率を向上できることを 3.4.2 節で述べた。しかしながら、着減磁を行う際には磁力制御電流によるエネルギーロスが発生するため、モード走行時の総エネルギー損失を最小化するという観点で見ると、動作点に応じて常時最適な磁力に制御し続けるのではなく、適切な磁力制御頻度が存在することが分かる(Figure 3-60)。



(a) Operating point trajectory on torque-speed envelop

(b) Enlarged view of changing magnetization statepoints on torque-speed envelop

Figure3-61. Frequency of magnetization state control on duty cycle driving (LA4 city mode)

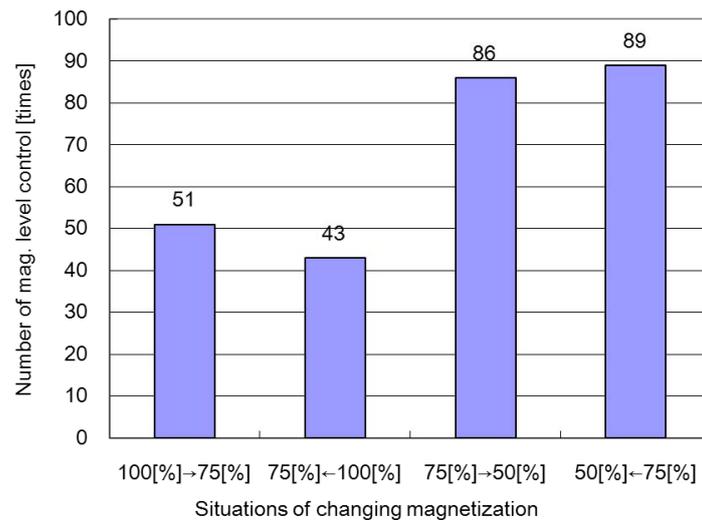


Figure 3-62. Number of changing magnetization state control on LA4 city mode driving

Figure 3-61 は車両駆動用モータ相当の速度・トルク特性の効率マップと磁力制御線，LA4 city モードの走行軌跡の例を重ねてプロットしたものである．ここでは磁力レベルを 100[%]，75[%]，50[%]の3水準に限定しているものの，モード走行軌跡が磁力切り替え線を何度も横切っており，磁力制御のためのエネルギーロス発生頻度が高いことが分かる．Figure 3-62 は実際に 100[%] ⇔ 75[%]と 75[%] ⇔ 50[%]切り替え線と走行軌跡が交差した頻度をカウントした結果を示しており，今回の計算例ではLA4 city モードを磁力3水準で走行するだけで 269 回もの磁力制御が発生していることが分かる．磁力水準数の増加に伴って，この磁力制御頻度も増大するため，消費エネルギーを最小化するための最適切り替えロジックが必要となることが分かる．

そこで、Figure 3-63 に示すヒステリシス制御の考え方を導入して、モード走行時の総消費エネルギーを最小化するための最適磁力制御ロジックについて考察する。電動車の場合、まず車輪速センサからの車速信号とドライバーのアクセル操作量から、駆動モータの速度・トルク情報が得られる(A-B)。車載モータコントローラは、速度・トルク情報と、あらかじめ取得されている最適磁力マップを参照することで、動作点における最良磁力値を算定する(C-D-E)。この処理によって得られた磁力に逐次制御すると、磁力制御にともなうエネルギー損失が増大するため、ブロック(F)において磁力制御頻度の最適化を行う。ブロック(F)に最適磁力指令値が入力されると、現在の磁力レベルと指令値の比較を行い、誤差信号が磁力制御用PIコントローラに入力される。磁力レベルの誤差の大きさと積算量に応じて磁力制御指令値を出力する。すなわち、現在レベルと最適磁力指令値の差が微小の場合にも、同状態が一定時間して積算誤差が規定値を越えれば磁力制御が行われる。また最適磁力指令値との誤差が大きく、短時間で規定値を越えた場合にも磁力制御が行われることになる。この制御方式は、最適磁力指令値と実際の磁力レベルの乖離量に基づいて制御量が返されるため、事前に走行モードが把握できない実際の車両駆動状態においても有効である反面、急激な加減速を繰り返す運転状態においては、最適磁力との乖離状態の積算時間が増大することになるため、エネルギー消費量の抑制効果が目減りする。実際の磁力制御コントローラのパラメータ設計では、想定される車両の走行モードを仮定して、平均エネルギー消費が最少となるゲインをあらかじめ設定する。

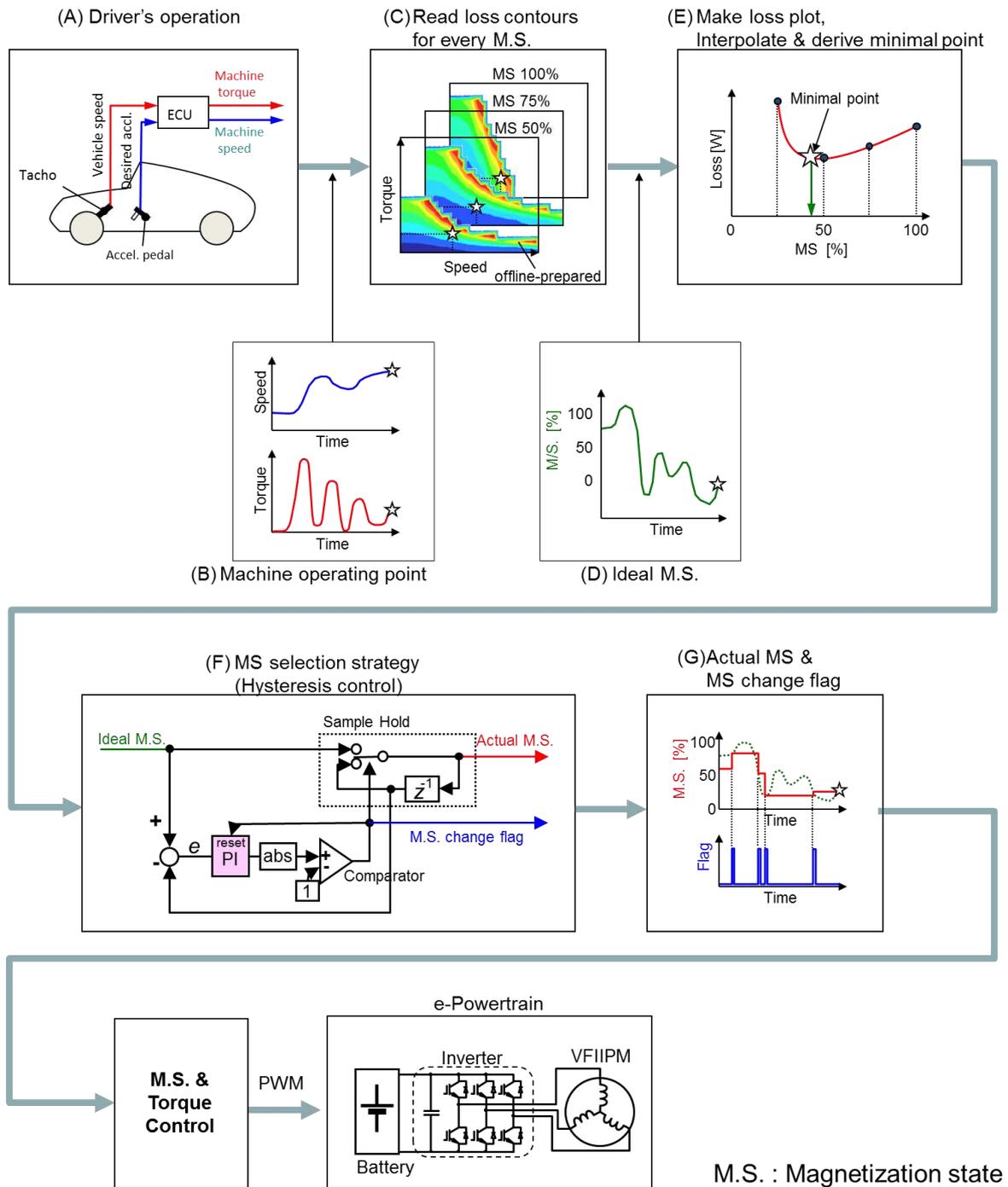


Figure 3-63. Changing M.S. strategy using hysteresis control.

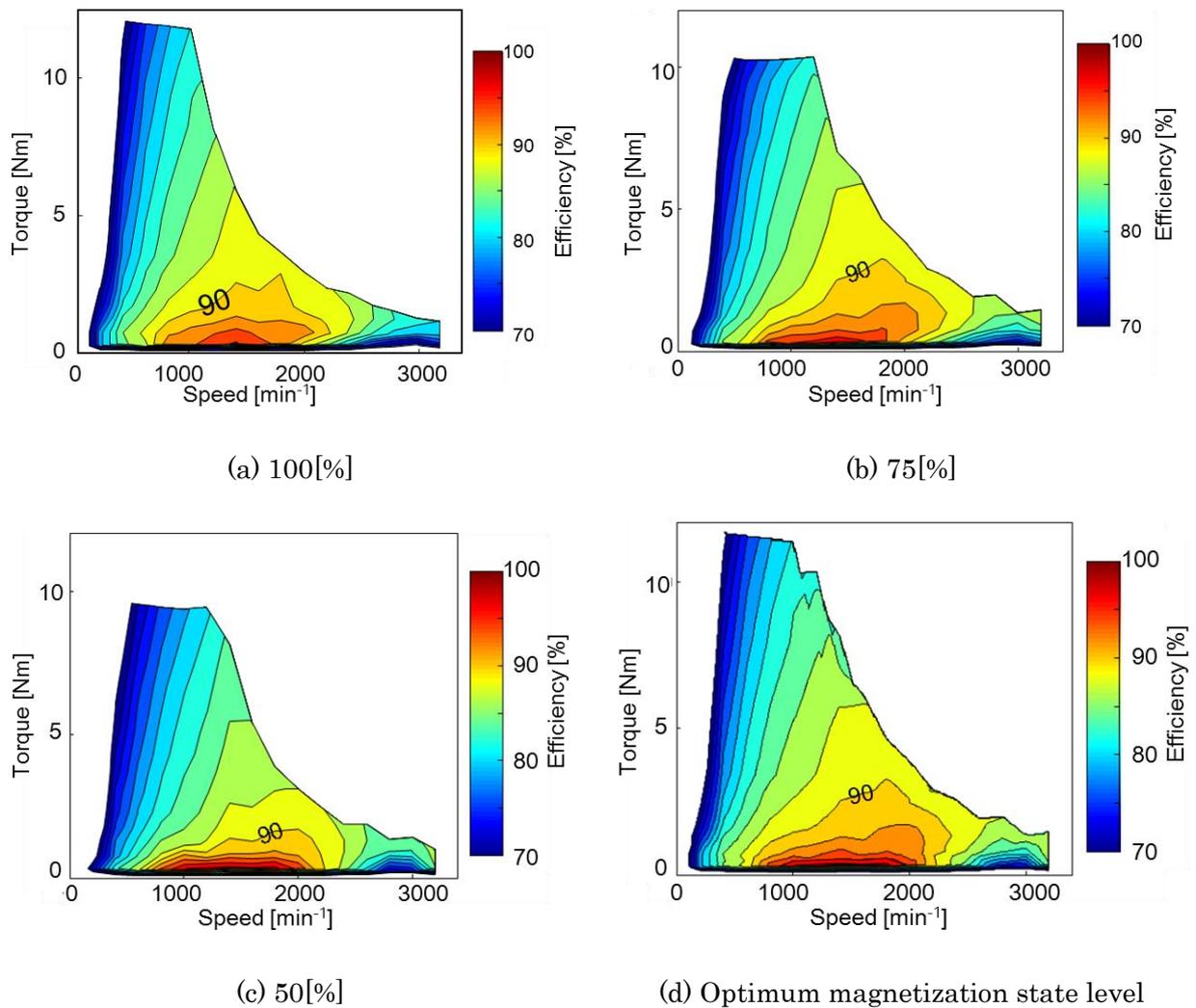


Figure 3-64. Efficiency maps of each magnetization state level (Measured)

ここで、VFI-IPM モータの原理検証機の各磁力レベルで実測した効率特性(Figure 3-64)を用いて、実際の車両に可変磁力モータとして搭載した場合の消費エネルギー低減効果について考察する。

VFI-IPM を車両駆動に適用した場合の消費エネルギー抑制効果を概算するにあたり、原理検証機の最大トルクが実際の約 1/30 の 10[Nm]程度と小さいため、取得した効率特性をそのまま適用することができない。そこで本研究では、最大トルクを車両駆動用モータと同等とするため、原理検証機を直列に接続した状態を模擬した仮想的な効率マップを作成して検証を行う。

Figure 3-65 は、磁力制御用 PI コントローラのゲイン  $K_p$  と  $K_i$  をパラメータとし、評価走行モードを LA4 city として、制御ゲインと総エネルギー損失の関係を解析した結果を示しており、エネルギー消費量が最少となる制御ゲインの組合せとして  $K_p = 2.4$ ,  $K_i = 0.25$  を得た。

ここで得られた制御ゲインを用いて、モード走行時の磁力最適値と実際に選択された磁力制御値との関係をシミュレーションした結果を Figure 3-66 に示す。モータの動作点効率から算定された最適磁力指令値は走行条件に応じて連続的に変化しているのに対して、実際に選択された磁力レベルを見ると、

微小な指令値変動に対しては磁力制御を行っておらず、制御頻度を最適化できていることが確認できる。

また Figure 3-67 には LA4 city モード走行時のモータトルクおよび車速と、選択された磁力レベルの対比を示しており、急激な速度変化が起こる動作点において、磁力制御がなされていることが確認できる。なお、Figure 3-67 においてトルクが正の値を示す動作点は力行状態を、負の値を示す動作点は回生状態を表している。また本研究では、力行と回生におけるモータの効率特性は同等であると仮定して解析を行っている。

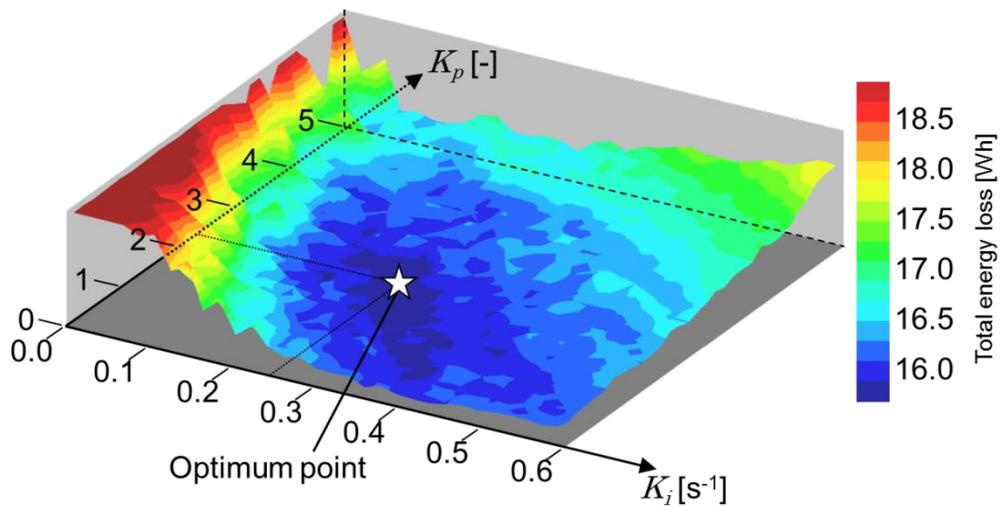


Figure 3-65. Gain optimization for magnetization state controller

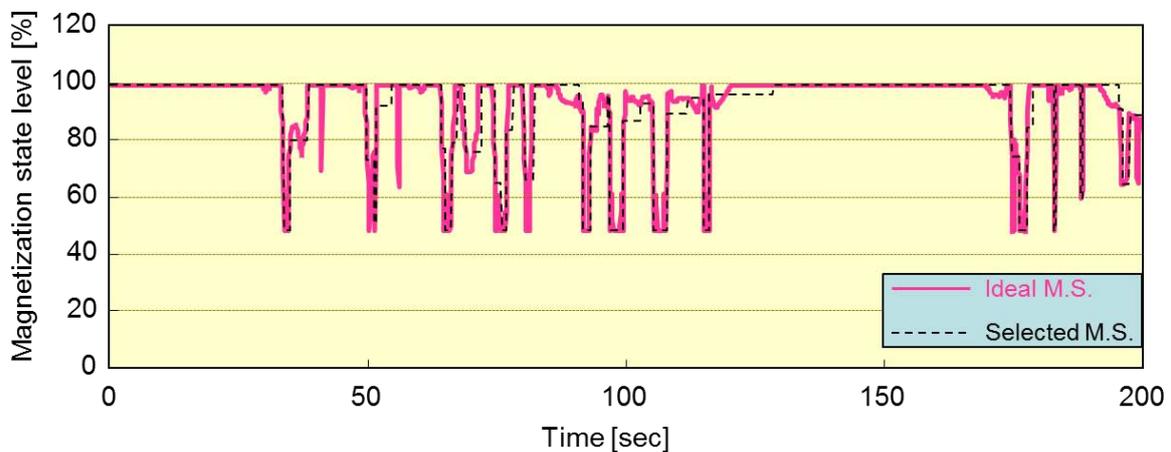


Figure 3-66. Comparison of ideal and selected magnetization state control command.

Figure 3-68 には走行モード全域での総消費エネルギーを、3つの異なる磁力制御条件にて計算した結果を比較している。一番左の条件は75%磁力で固定した条件、中央は磁力を100%、75%、50%、25%の4水準に限定して、最適磁力指令値と最も近い磁力レベルを常に選択する条件、そして一番右は本節で提案したヒステリシス制御を適用した条件である。常に4水準の磁力に追従させた場合、モー

タ自体の損失は磁力可変効果により低減できているものの、磁力制御頻度が高く、それともなうエネルギー消費分を加算すると、モード走行全域での総エネルギー消費量の低減効果は少ない。一方、提案手法では、モータ自体の消費エネルギーの低減効果に加え、磁力制御頻度が抑制されることで総エネルギー消費量も約 30[%]低減できていることが確認できる。この結果から、磁力制御型可変特性モータ (VFI-IPM) と適切な磁力制御ロジックを組み合わせることで、モード走行時の消費エネルギーを大幅に低減できることが明らかになった。

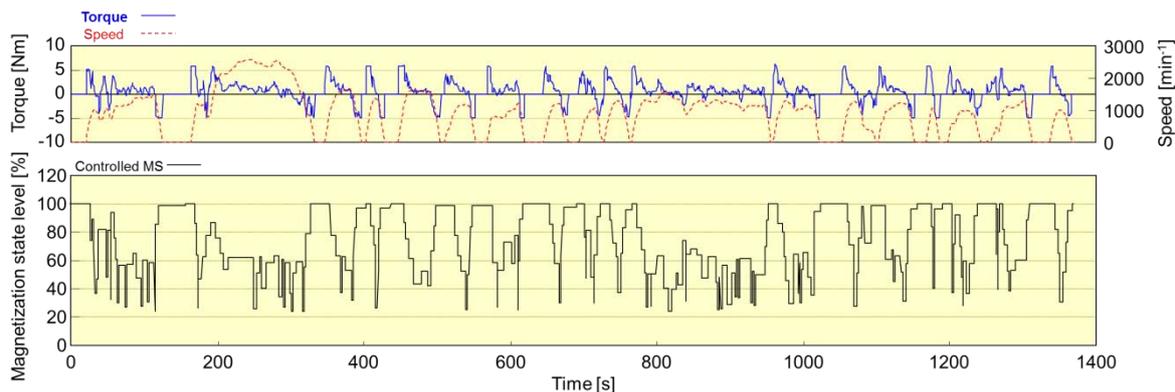


Figure 3-67. Calculation result of magnetization state control on duty cycle driving (LA4)

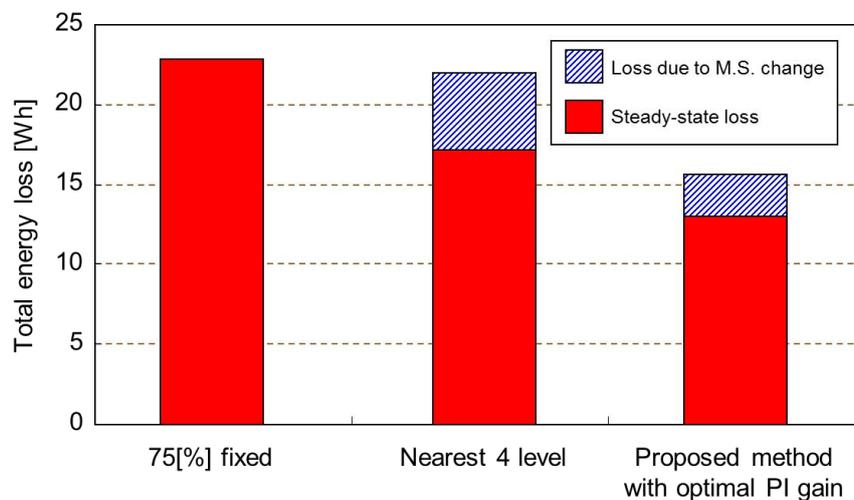


Figure 3-68. Energy loss reduction by hysteresis control strategy

### 3.6 結言

本章では、磁石磁束可変型モータの1例として磁力制御型可変特性モータを提案し、順突極磁気回路と低保磁力磁石を組合せが、磁力の制御性と負荷時の磁力安定性を両立する観点で適していること示した。次に、磁石動作点を電流振幅と位相、磁石諸元で導出可能な簡易設計手法を提案して、可変磁力モータ成立の必須条件である、磁力の制御性・安定性を両立する磁石厚みと保磁力の組合せを導出した。

これらの諸元を基に VFI-IPM モータの原理検証機を設計・評価し、提案した VFI-IPM モータが、運転中に自在に磁力制御が可能であることを理論解析、FEA および実験により明らかにした。

また、VFI-IPM モータを車両駆動に適用した場合のモード走行時における総損失の評価を行い、着減磁に要するエネルギー損失を勘案しても、総エネルギー損失を低減できることをシミュレーションにより明らかにした。

なお提案した可変磁力モータは、基本的な磁力制御性や効率特性は明らかになったものの、過渡状態における磁力制御性や、温度変化に対するロバスト設計、着減磁制御に適した電磁鋼板や磁石などの材料開発に加え、可変磁力モータを車両に搭載した際の動特性含めた評価等の課題も残されており、引き続いての研究開発が必要である。

以下は、本章で示した研究成果の一覧である。

- (1) 順突極磁気回路を基にした、磁石配置トポロジーの得失分析
- (2) 磁気飽和を考慮した、簡易設計手法の提案および検証
- (3) 簡易手法を適用した、最適ティース幅とエアギャップ長の検討
- (4) 可変磁力モータ特性を満足する、保磁力と磁石厚みの成立条件の導出
- (5) 原理検証機の設計・試作・評価
- (6) 着減磁の基本特性について解析・実験評価
- (7) 負荷時の着減磁特性についての解析・実験評価
- (8) 効率特性の解析・実験評価

## 第4章 漏れ磁束制御型可変特性モータ

### 4.1 緒言

第3章では、運転中にロータ磁石の起磁力を能動的に制御することで磁石磁束のステータ鎖交数を可変し、可変速範囲の拡大や常用域平均効率を向上できる強め界磁型可変磁力モータを提案し、基本原理、設計手法や特性について述べた。可変磁力型モータでは磁石の磁力を 0[%]から 100[%]まで自在に制御できるため、例えばガソリンエンジンの出力軸上に電動モータを配置したハイブリッド駆動システムに適用する場合、ガソリンエンジンの効率が良い中速から高速域では磁力を完全に 0 に制御することで、鉄損による負トルクを抑制できるため燃費の向上につながる。一方、磁力制御性と負荷時の磁力安定性を両立させる高度な磁気回路設計・制御技術や、それらを達成するための低保磁力磁石、電磁鋼板など材料の開発課題も残されており、さらなる技術開発が必要である。

本章では、可変磁力モータとは異なる原理で磁石磁束のステータ鎖交数を運転中に変化させる、漏れ磁束制御型可変特性モータ<sup>(35-38)</sup>について述べる。可変漏れ磁束モータでは、永久磁石の着磁状態は一定のまま、ロータコア内の磁石磁束短絡量がステータ起磁力に応じて変化することを利用する受動的な可変特性モータである。一般的な永久磁石同期モータと同等の磁石・電磁鋼板を用いることが可能であり、可変磁力型モータに比べて特性可変レンジは狭いものの、従来の電流ベクトル制御が適用できるため、幅広い用途への適用が可能である。まず漏れ磁束制御型可変特性モータの基本原理について、磁気等価回路解析を用いて説明し、ロータコア内での漏れ磁束が有効に活用できる条件について解説する。効率向上や可変速範囲拡大の観点での設計手法について述べたあと、原理検証機の実験結果について報告し、考察を述べる。

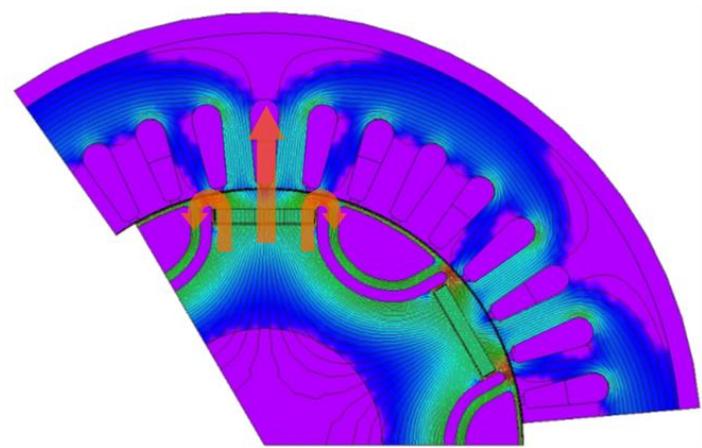
### 4.2 基本原理

漏れ磁束制御型可変特性モータ(Variable leakage flux motor : 以下、VLF-IPM モータ)の原理について、基本的な概念を Figure 4-1 を用いて説明する。Figure 4-1(a)は無負荷状態を、Figure 4-1(b)は有負荷状態における磁束密度分布および磁力線分布を示している。通常の永久磁石同期モータの設計では、磁石磁束を有効に活用するため、ロータコア内における漏れ磁束(磁石表面から裏面、または隣接磁石に漏洩する磁束)をできる限り抑制するのが一般的である。VLF-IPM モータではロータコア内の極間部に磁石磁束バイパス部を設けているため、無負荷時にはステータ～ロータ間の空隙を通過する主磁束経路のリラクタンスと比べて、磁束バイパスを経由して異極へ漏洩する磁路のリラクタンスの方が小さくなるため、磁石磁束の一部はロータコア内部で短絡する。一方、有負荷状態では電機子反作用により磁束バイパス路へ漏洩していた磁束が、ステータ巻線を鎖交する磁路に変化する。結果として電流負荷の変化に応じて磁石磁束のステータ鎖交数が可変される。負荷電流変化にともなう磁石磁束のステータ巻線

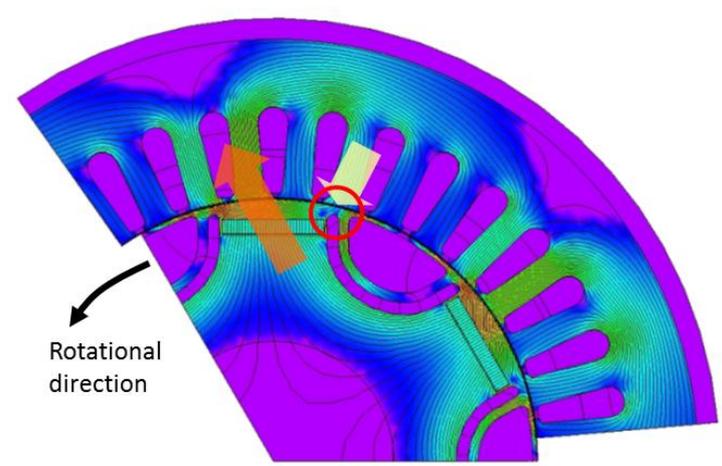
鎖交数を計算した結果を Figure 4-2 に示す. なお, 有負荷状態における磁石磁束のステータ巻線鎖交数  $\Psi_d$  は, FEA により求めたトルク  $T_r$  と q 軸電流  $i_q$ , 極対数  $P$  を用いて(4-1)式より計算することが可能である.

$$\Psi_d = \frac{T_r}{P i_q} \dots\dots\dots(4-1)$$

この例の場合, 無負荷磁束に対して電流負荷の増加に伴って磁石磁束鎖交数  $\Psi_d$  が増加し, 最大負荷状態では鎖交数が約 30[%]増加していることが分かる. つまり磁石磁束は, 無負荷時にはバイパス路を経由して隣接極へ短絡するため小さいが, 高負荷域では負荷電流により漏れ磁束が減少するため, 磁石磁束のステータ巻線鎖交数が増加する. 結果的に, 負荷に応じて磁石磁束が受動的に可変される, 一種の可変特性モータとして動作可能であることが分かる.



(a) Magnetic flux distribution under no-load condition



(b) Magnetic flux distribution under loaded condition

Figure 4-1. Magnetic flux distribution change of VLF-IPM by load current

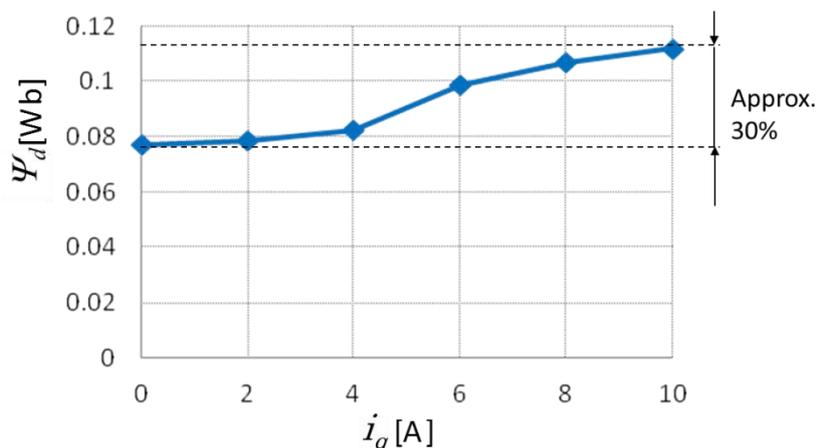


Figure 4-2 Relationship between d-axis magnetic flux and load current in case VLF-IPM

#### 4.2.1 漏れ磁束可変現象の分析

負荷電流の変化のともなう鎖交磁束の変化を把握するため、ロータコア内における磁石周りの磁束変化に着目する。Figure 4-3(a)には無負荷状態の磁束線分布、Figure 4-3(b)には有負荷状態での磁束線分布を示す。Figure 4-3(a)とFigure 4-3(b)を比較すると、磁束バイパス路を通る磁束量が大きく変化していることは明らかであるが、ロータコア内全体の磁束線分布が大きく変化しており現象把握が難しい。そこでFigure 4-3(a)に示すようにロータコア内における磁石まわりの磁束経路8か所(Gate1~8)について、負荷電流と通過磁束量の変化を調べた。(a)の無負荷状態では、電機子反作用がないため磁石中心に対して対称に磁束線が分布し、表面ブリッジ部(Gate7, 8)とバイパス部(Gate5, 6)の磁束がGate1, 2を経由して磁石に戻る経路を示している。一方、有負荷時の磁束分布(b)では、電機子反作用により磁束密度分布が磁石中心に対して、回転方向前側にオフセットしていることが分かる。この電機子反作用の影響を詳しく観察する。

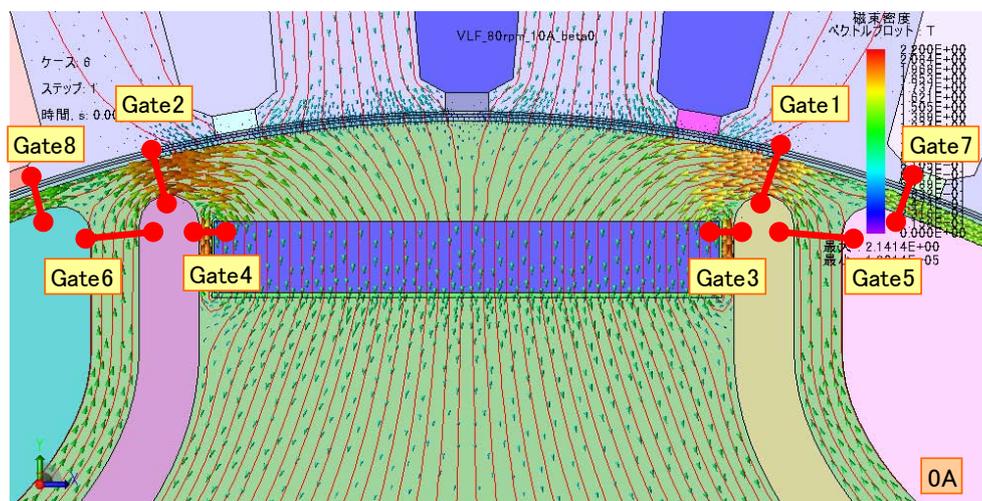
まず回転方向後端側のGate1を鎖交する磁束と、磁石表面と磁石裏面をつなぐ磁束経路であるGate3の鎖交磁束量は、負荷電流により低減していることが分かる。これは無負荷状態では磁束バイパス部であるGate5およびGate7の磁束がGate1に集約されていたのに対して、有負荷状態ではGate5の磁束がGate7側に鎖交する経路に変換されているためである。結果としてGate1の鎖交磁束は負荷電流によりほぼ0にまで制御されているとも言える。

次に回転方向前側に着目すると、無負荷時にはロータコア内の磁束バイパス路へ鎖交していた磁石磁束が、負荷電流によりステータ側へ鎖交する経路に変化していることが分かる。また磁束バイパス路(Gate6)の磁束は大幅に低減されていることが分かる。これは、負荷電流の印加によりロータコア内の磁石磁束短絡量が低減され、結果として磁石磁束のステータ巻線鎖交数が負荷電流に伴って増加していることを示している。つぎに負荷電流と各部(Gate1~8)の鎖交磁束の変化をFEAにより計算した結果をFigure 4-4に示す。なお各Gateの鎖交磁束数は、Gate両端におけるベクトルポテンシャルの差から算出している。

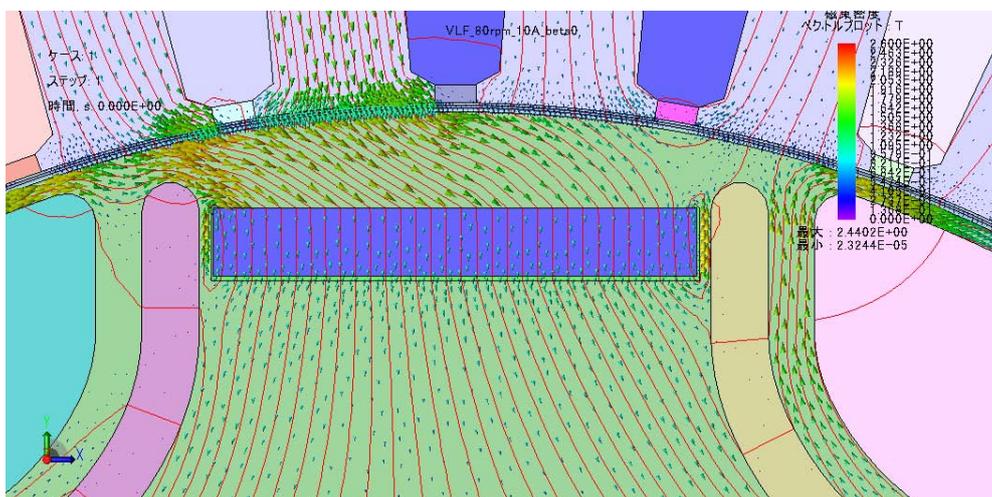
負荷電流の増加に伴って、回転方向前側の磁束バイパス部Gate6および、回転方向後側のGate1の

鎖交磁束が大きく変化し、最大負荷時にはほぼ0になっていることが確認できる。一方、Gate7に着目すると、無負荷状態では鎖交磁束が+0.1 [Wb]程度と正の値を示しているが、負荷電流の増大に伴って徐々に減少し、最大負荷電流条件では-0.2 [Wb]程度で負の値をしている。これは電流負荷によって磁束の流れ方向が反転したことを意味している。

これらの結果から、ロータコア内に磁石磁束が短絡するバイパス路を設けることで、負荷電流により磁石磁束経路が変化することは確認できた。しかしながら車両駆動用モータに適用して動作点平均効率を向上するためには、ただ単に漏れ磁束量が増えるだけでは不十分である。そこで次に車両駆動用モータの観点で、漏れ磁束制御型可変特性モータに求められる要件について、理論解析を用いて述べる。



(a) No-load condition



(b) Loaded condition

Figure 4-3 Transition of magnetic flux distribution by load current

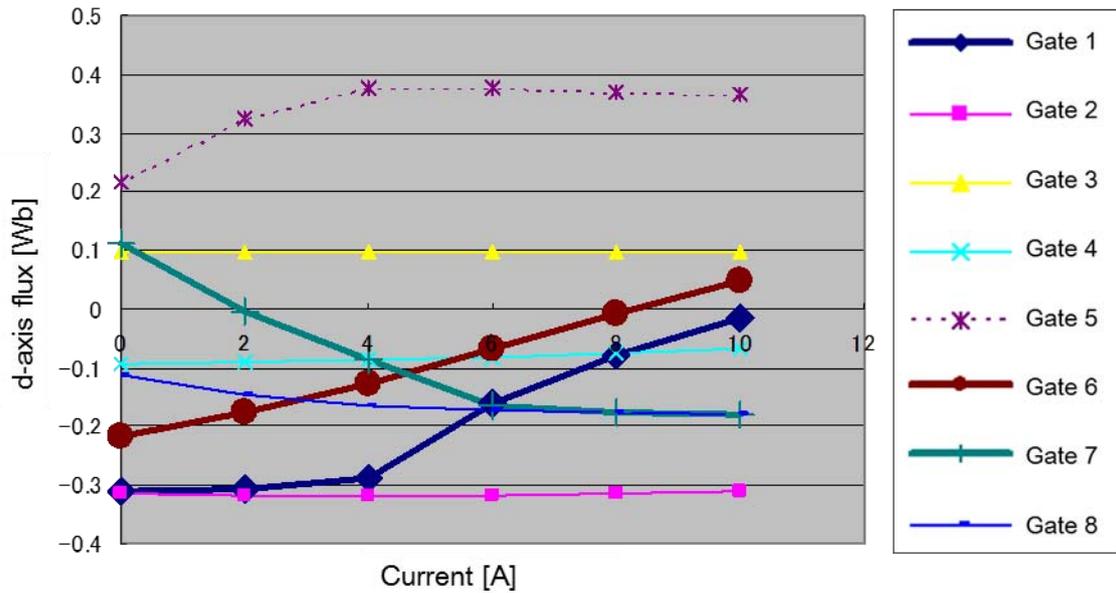


Figure 4-4 Magnetic flux variation by load current

#### 4.2.2 漏れ磁束可変特性モータの必要要件

4.2.1 ではロータコア内に何かしらの磁石磁束バイパス路を設けることで、電流負荷に応じて磁束鎖交数が増えることを FEA を用いて確認した。ここでは、漏れ磁束制御型可変特性モータを自動車駆動用途にする場合に満たすべき要件を理論解析を用いて考察する。

まず初めに、可変漏れ磁束特性を持つために必要な要件について考察する。Figure 4-5 に一般的な永久磁石同期モータと、磁束バイパス路を持つ漏れ磁束可変モータの代表的な構成を示す。Figure 4-5(a) は一般的な永久磁石同期モータの磁石配置を示しており、磁石量当たりの磁束をできる限り有効に用いるため、エアギャップ部に面するブリッジ部は極めて細く構成される。これにより磁石磁束の磁石裏面や隣接極への漏れ磁束量は小さく抑えられるため、磁石量当たりのトルクが大きくなる。Figure 4-5(b) は漏れ磁束可変特性を持つトポロジーの一つである磁石ブリッジ拡幅型のレイアウトを示す。この場合、磁石磁束は磁石の裏面に漏洩する経路と、隣接極表面に漏洩する経路の 2 つを持ち、電流負荷に応じて漏れ磁束量が増えるため可変特性を示す。Figure 4-5(c) は独立バイパス路型の漏れ磁束可変モータのトポロジーを示す<sup>(32-34)</sup>。この方式では、磁極間にフラックスバリアを配置して、このフラックスバリアにより磁氣的に独立した磁石磁束バイパス路を形成する。このトポロジーにより磁石裏面に漏洩する磁束が抑制されるため、ほぼ全ての磁束は隣接極にむかって漏洩する。Figure 4-5(b) と Figure 4-5(c) のバイパス路構成の違いによる得失については後述する。

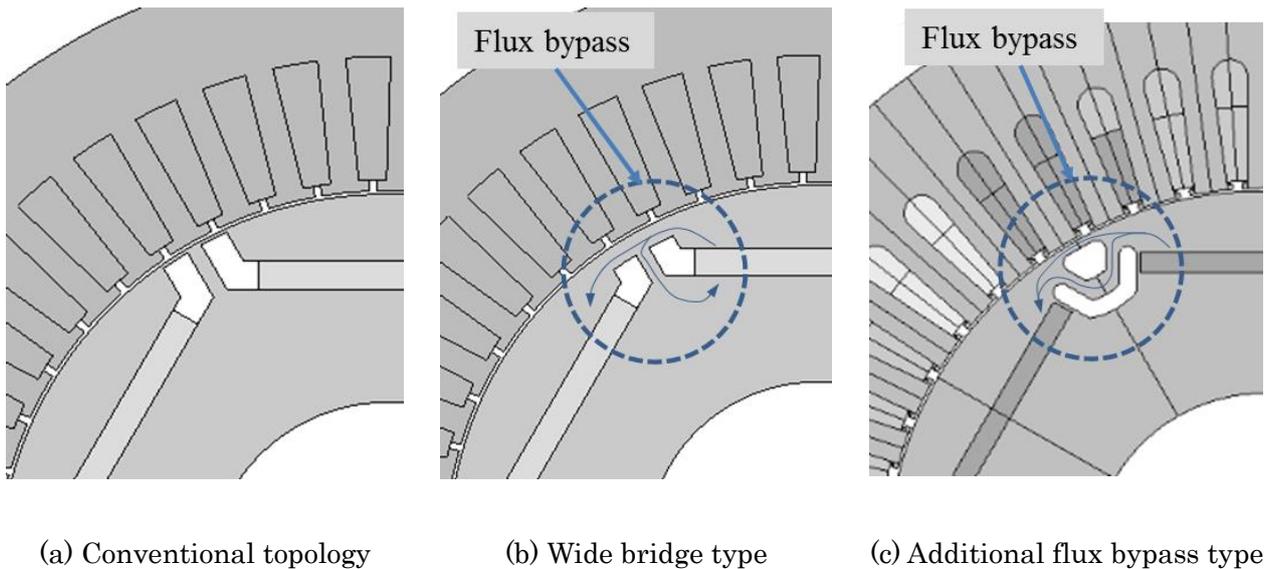


Figure 4-5. Comparison of rotor core topologies

ここで、漏れ磁束制御型可変特性モータを自動車駆動に用いる場合に考慮すべき要件について整理すると以下の3点が挙げられる。

<VLF-IPMの成立条件>

- I. 電流負荷に応じて磁石磁束のステータ鎖交数が増減すること
- II. 動作点平均効率を向上するために必要な磁束可変レンジを有すること(無負荷～最大負荷における磁石磁束鎖交数の変化幅が要求値を満たすこと)。
- III. ロータコア内における漏れ磁束が、電流負荷により0まで制御可能であること。

条件Iは可変特性モータの必須条件であり、2.4.3節で述べた通り永久磁石同期モータのトルク発生時の損失発生原理に基づいて、低負荷時には小さな、高負荷時には大きな鎖交磁束が得られることが求められる。

条件IIは必要な磁束可変レンジに関する要件である。この要件は電動車両の駆動システムにより異なる。例えばモータでのみ駆動する電気自動車(EV)においては、車両走行時には必ずモータトルクを発生しておく必要があるため、磁石磁束を0にする動作点は不要であり、50～100[%]程度の可変レンジがあれば動作点平均効率を改善できることが示されている<sup>(67)</sup>。一方、内燃機関と電気モータを併用するハイブリッド(HEV)方式の中で、エンジンの効率が低い低速域でモータトルクを使用し、高速回転域ではエンジントルクのみで走行するような方式では、たとえモータに通電していなくても永久磁石磁束による鉄損が発生するため、磁石磁束を0にまで制御することが求められるシステムもある。

条件IIIは磁石磁束の有効利用の割合を規定する要件である。一般的な永久磁石同期モータでは、磁石磁束をできる限り有効に活用するため、ロータコア内における磁石磁束漏洩量をできる限り小さくするように設計される。漏れ磁束制御型モータにおいても、最大トルク条件では一般的なモータと同様にすべての磁束をステータ巻線に鎖交させることが求められる。

### 4.2.3 理論解析

本節では漏れ磁束可変特性について等価回路を用いて解析し、各部磁気抵抗やステータ側起磁力を用いて可変磁束特性を記述する。また通常は一定値として扱われる磁石磁束  $\Psi_a$  を電流負荷の関数として表現し、電流トルク特性が1次関数と2次関数の合成で表現できることを示す。

Figure 4-6 は、Figure 4-5 (b)を基に主な磁束経路と起磁力を示している。回路中には、ステータ側に巻線と電流により得られるステータ起磁力  $\mathcal{F}_s$  と永久磁石起磁力  $\mathcal{F}_m$ 、それぞれの磁路における磁気抵抗  $\mathcal{R}$  から成る。回路中の磁束バイパス路を流れる磁束  $\Phi_b$  が、各起磁力と磁気抵抗によってどのように変化するかを調べることで、漏れ磁束の電流依存性を把握することができる。以下、Figure 4-7 の等価回路を基に磁束バイパス部磁束を起磁力  $\mathcal{F}$  と各部磁気抵抗  $\mathcal{R}$  を用いて導出する。

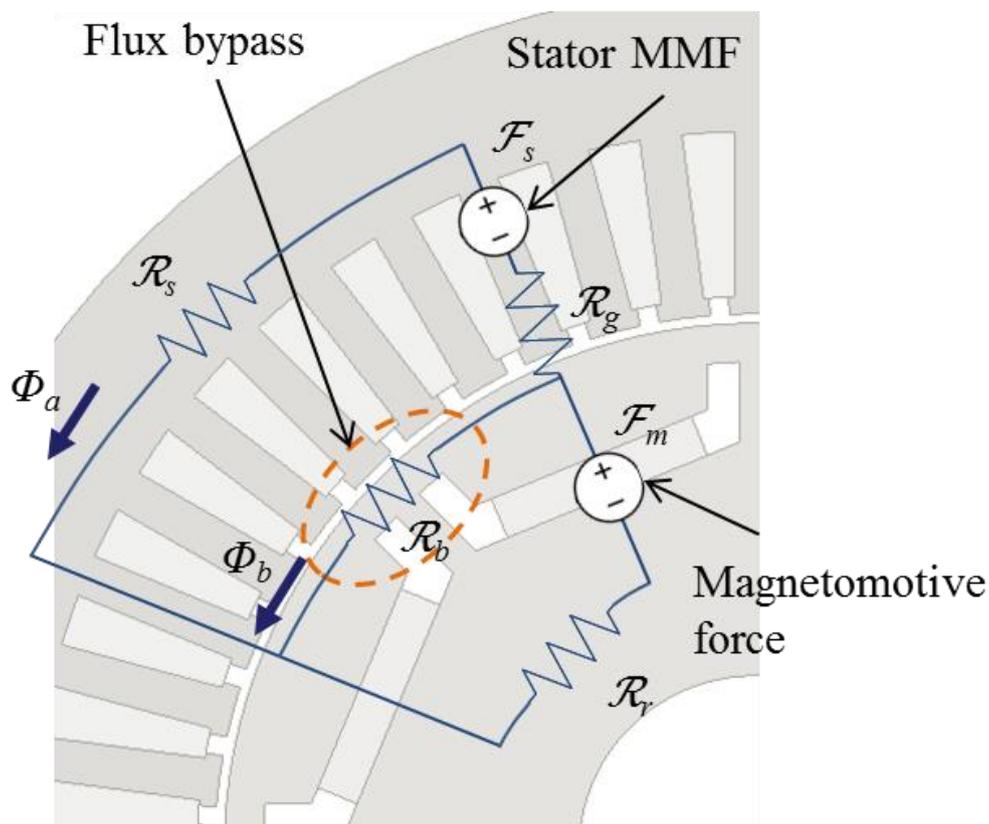
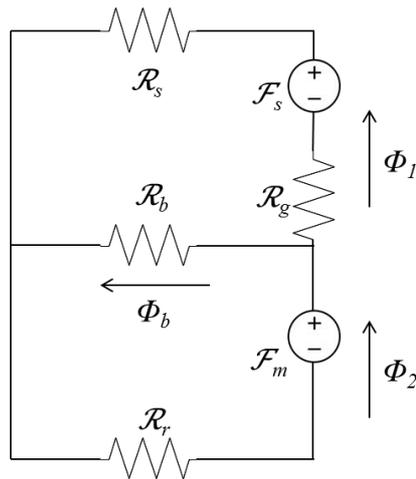


Figure 4-6. Schematic drawing of magnetic pass arrangement



- $\mathcal{F}_m$  : Magnet magnetomotive force
- $\mathcal{F}_s$  : Stator magnetomotive force
- $\Phi$  : Flux linkage
- $\mathcal{R}$  : Reluctance

Figure 4-7. Magnetic equivalent circuit considering leakage flux pass

まず Figure 4-7 に基づいて、ロータ主磁路を鎖交する磁束  $\Phi_1$  と、ステータ主磁路を鎖交する磁束  $\Phi_2$  を各部リラクタンス  $\mathcal{R}_b$ ,  $\mathcal{R}_g$ ,  $\mathcal{R}_s$ ,  $\mathcal{R}_r$  を用いて(4-2)式のように表す。

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\det \mathcal{R}} \begin{bmatrix} \mathcal{R}_b + \mathcal{R}_r & \mathcal{R}_b \\ \mathcal{R}_b & \mathcal{R}_s + \mathcal{R}_g + \mathcal{R}_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{F}_s \\ \mathcal{F}_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4-2)$$

$$\text{ただし, } \det \mathcal{R} = (\mathcal{R}_b + \mathcal{R}_r)(\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_g + \mathcal{R}_b) - \mathcal{R}_b^2 \dots\dots\dots(4-3)$$

漏れ磁束制御による可変特性を評価するためには、磁束バイパス部を流れる磁束  $\Phi_b$  の挙動を把握すればよい。バイパス部磁束  $\Phi_b$  は、ロータ主磁束  $\Phi_2$  とステータ主磁束  $\Phi_1$  の差分であるから、以下の(4-4)式のように表すことができる。

$$\Phi_b = \Phi_2 - \Phi_1 = \frac{1}{\det \mathcal{R}} \{(\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_s) \mathcal{F}_m - \mathcal{R}_r \mathcal{F}_s\} \dots\dots\dots(4-4)$$

漏れ磁束制御型可変特性モータでは、負荷電流によって磁束バイパス部の磁束を 0 に制御することが求められる。すなわち(4-4)式において右辺が 0 となる条件を求めると、(4-5)式のように表すことができる。つまり、ロータに配置される永久磁石起磁力  $\mathcal{F}_m$  と各部リラクタンスが決まれば、(4-5)式を満たすように巻数と電流値を決定すればよいことが分かる。ただし、(4-4)式中の各部リラクタンス  $\mathcal{R}_r$ ,  $\mathcal{R}_s$  が

磁気飽和による非線形特性を有するため、実際の設計においては FEA を活用し、磁気飽和を考慮した磁気回路設計が必要である。

$$\frac{1}{\det \mathcal{R}} \{(\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_s) \mathcal{F}_m - \mathcal{R}_r \mathcal{F}_s\} = 0 \quad \text{より,}$$

$$\mathcal{F}_s \geq \frac{\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_s}{\mathcal{R}_r} \mathcal{F}_m \quad \dots\dots\dots (4-5)$$

次に、漏れ磁束制御型可変特性モータの電流・トルク特性の数式表現について考察する。

従来の永久磁石同期モータでは、無負荷鎖交磁束  $\Psi_a$  と d 軸インダクタンス  $L_d$  および、q 軸インダクタンス  $L_q$  を用いて以下のように表現されるのが一般的である<sup>(22)</sup>。

$$T_r = P \{ \Psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad \dots\dots\dots (4-6)$$

このとき、無負荷磁石磁束  $\Psi_a$  は負荷電流によらず一定値として扱われることが一般的であるが、漏れ磁束可変型モータにおいては、負荷電流に応じてロータコア内での磁束線分布が変化して、ステータ鎖交磁束数が可変されるため、 $\Psi_a$  を負荷電流の変数として扱う必要がある。

(4-4)式によると、ロータコア内の漏れ磁束  $\Phi_b$  はステータ起磁力  $\mathcal{F}_s$  ，つまり負荷電流に比例して減少するから、ステータ巻線を鎖交する磁石磁束  $\Psi_a$  は負荷電流に比例して増加する。

無負荷磁石磁束を  $\Psi_{a0}$ 、最大負荷時の鎖交磁束を  $\Psi_{a_{nor}}$ 、鎖交磁束が  $\Psi_{a_{nor}}$  となる負荷電流値を  $I_{q_{cr}}$  とすれば、磁石磁束のステータ巻線鎖交数  $\Psi_a$  と負荷電流  $i_q$  の関係は Figure4-8 のように表され、負荷電流の増加に伴って  $\Psi_a$  は線形に増加するが、負荷電流  $i_q$  が、磁束バイパス路を流れる磁束  $\Phi_b$  が 0 となる  $i_{q_{cr}}$  に達すると一定値  $\Psi_{a_{nor}}$  となることが分かる。

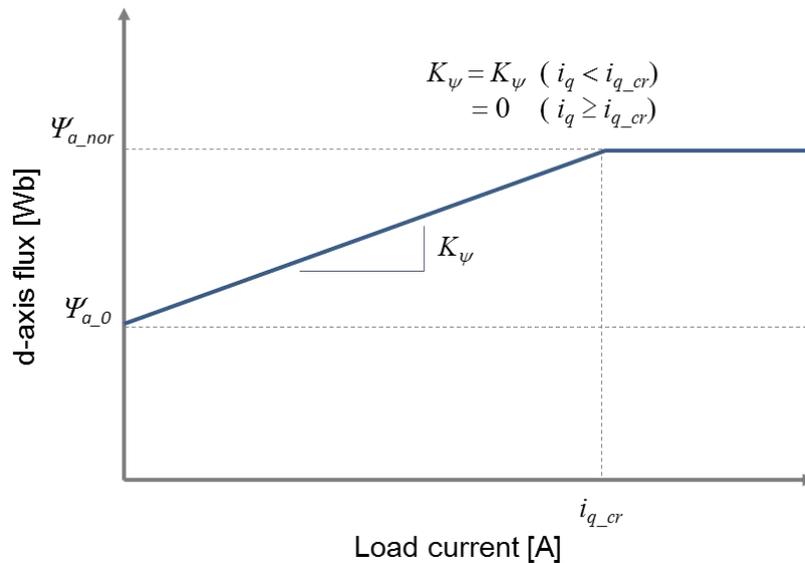


Figure 4-8. Relationship between load current and d-axis flux

したがって、磁石磁束のステータ鎖交数  $\Psi_a$  は、磁石磁束の負荷電流感度係数  $K_\psi$  を用いて以下のよ  
うに表すことができる。

$$\Psi_a = K_\psi i_q + \Psi_{a_0} \dots\dots\dots(4-7)$$

$$\begin{aligned} \text{ただし, } K_\psi &= K_\psi (i_q < i_{q_{cr}}) \\ &= 0 (i_q \geq i_{q_{cr}}) \end{aligned}$$

よって、d 軸磁束  $\lambda_d$  と q 軸磁束  $\lambda_q$  は、(4-7)式の磁石磁束  $\Psi_a$  を用いて以下のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & K_\psi \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{a_0} \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4-8)$$

トルクは、dq 軸磁束と電流の外積により求められるから、(4-8)式を用いて(4-9)式のように表すこと  
ができる。また(4-9)式からマグネットトルクの項を抜き出すと、(4-10)式が得られる。

(4-10)式から明らかのように、漏れ磁束可変モータのトルク式は、負荷電流  $i_q$  の平方に比例する第 1  
項と、負荷電流  $i_q$  に比例する第 2 項からなることが分かる。 $i_q < i_{q_{cr}}$  の領域では負荷電流  $i_q$  の増加に伴っ  
てトルク定数も増加する。臨界電流  $i_{q_{cr}}$  を越えると第 1 項は 0 となるので通常の永久磁石同期モータの  
マグネットトルクと同一の式となることが分かる。

$$\begin{aligned}
T_r &= P (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \\
&= P \{ (L_d i_d + K_\psi i_q + \Psi_{a_0}) i_q - L_q i_q i_d \} \\
&= P \{ K_\psi i_q^2 + \Psi_{a_0} i_q + L_d i_d i_q - \lambda_q i_d \} \\
&= P K_\psi i_q^2 + P \{ \Psi_{a_0} + (L_d - L_q) i_d \} i_q \dots\dots\dots (4-9)
\end{aligned}$$

$$T_{r\_mag} = P K_\psi i_q^2 + P \Psi_{a_0} i_q \dots\dots\dots (4-10)$$

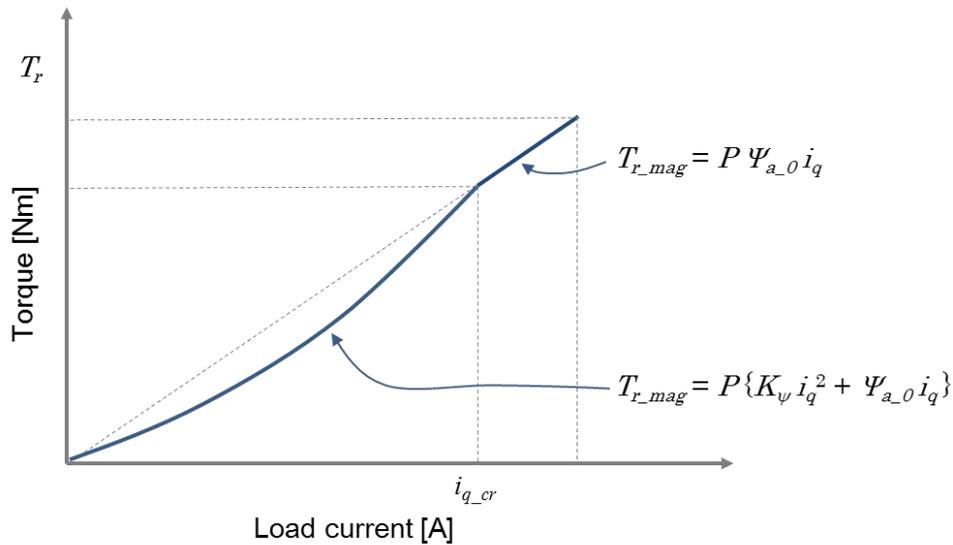


Figure 4-9. Load current and torque characteristic

### 4.3 原理検証機的设计

本節では、前節にて説明した漏れ磁束制御型可変特性(VLF-IPM)モータの設計要件を満足する原理検証モータの設計、評価を行う。設計フローを Figure 4-10 に示す。まず始めに、電流負荷による可変磁束特性の観点から基本的な磁石とフラックスバリアのトポロジー(磁気回路形状)を決定した上で、漏れ磁束制御性と高回転時の定出力特性を満足するアンペアターンを決定する。その後、自動車駆動用モータとして要求されるトルク密度、効率特性や機械強度を満足するように各諸元の設計を行う。

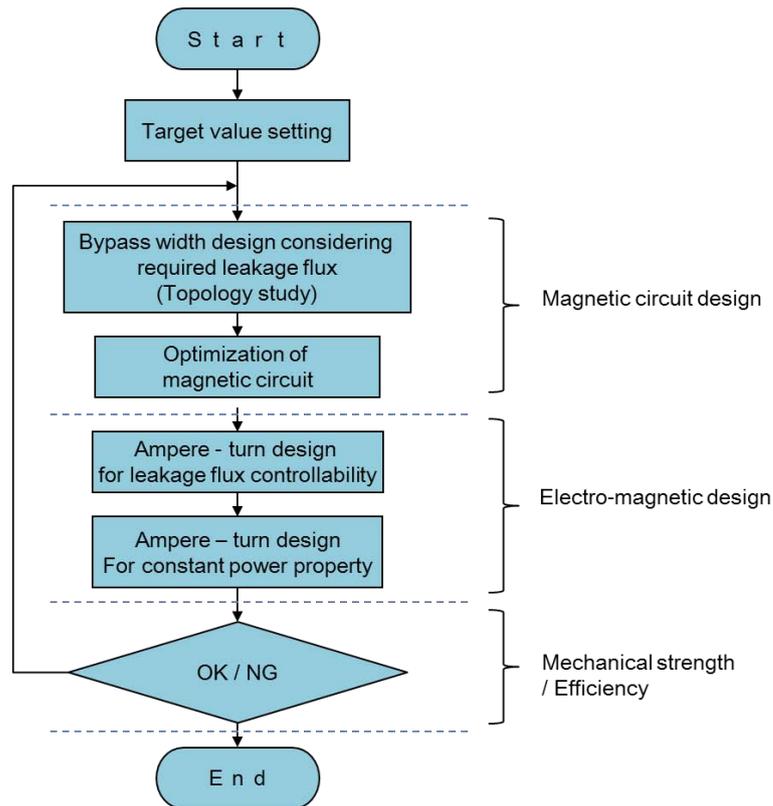


Figure 4-10. Design flow of VLF-IPM

#### 4.3.1 磁気回路トポロジーの選定

ここでは、磁石とフラックスバリヤをどのように配置するのか基本的なトポロジーを選定する。4.2.2節で述べたように、電流負荷に応じて磁石磁束のステータ鎖交数を変化させるためには、最低限、無負荷状態で所望の漏れ磁束を発生させる必要があり、永久磁石磁極間に磁束バイパス路を設けることが必須である。

漏れ磁束の電流負荷による可変特性を発現するトポロジーでは、表面ブリッジ幅を単純に拡大したトポロジーや、磁石表面から裏面へ短絡させる磁束バイパスを設けた Side loop タイプや、強め界磁磁気回路をベースとした磁束バイパス型磁気回路<sup>(56)</sup>など、いくつかのトポロジーが提案されている。表面ブリッジ幅型や Side loop 型では、磁石表面から裏面へ短絡する磁路のリラクタンスが小さいため、ロータコア内の短絡磁束を制御するためには多くのアンペアターンが必要であり、ステータコアの磁気飽和により制約を受ける。また Side loop 型では、Side loop を構成するためのレイアウト制約により磁極幅の拡大が難しいため、磁石磁束基本波成分が相対的に小さくなるという点にも考慮が必要である。

そこで本研究では、磁極間に配置したフラックスバリヤにより磁束バイパス路を構成し、磁石裏面の漏れ磁束を抑制しつつ、順突極性を付与した強め界磁モータ<sup>(56)</sup>の磁気回路をベースに、漏れ磁束制御型可変モータの磁気回路設計を進めることとした。ここでは Figure 4-11~13 に示す 4 つのトポロジーについて、q 軸電流を変化させた時の d 軸鎖交磁束数 $\lambda_d$ の関係を FEA により解析し、無負荷時の磁束量と q 軸電流負荷による可変磁束レンジについて比較を行った。Figure 4-11 は一般的な IPM モータを、

Figure 4-12には極間に磁束バイパス路と表面ブリッジを配置して、磁石を深く埋め込んだ仕様を、Figure 4-13はFigure 4-12に対してフラックスバリヤの埋め込み深さを深くして、磁石から磁束バイパス路までの距離を短くした仕様を示す。

各仕様について FEA を行い、 $q$  軸電流と $\lambda_d$ の関係を解析した結果を Figure 4-14 に示す。まず一般的な FW-IPM モータの特性を見ると、無負荷鎖交磁束が約 142[mWb]であり、他の仕様に対して最も大きく、 $q$  軸電流負荷によらずほぼ一定の値を示している。このため、通常の FW-IPM モータでは $\Psi_a$ が一定値として扱われても問題ない。次に FI-IPM type-1 と type-2 を見ると、無負荷時鎖交磁束に対して、 $q$  軸電流負荷により $\lambda_d$ が徐々に増加していることが確認できる。この時 type-1 では約 12[%], type-2 では約 8[%]の磁束可変レンジが得られていることが分かった。なお type-2 では  $q$  軸電流負荷を 7.5[A] から 10[A]に増加させると、鎖交磁束数が減少に転じていることが分かる。これは 4.2 節でも述べた通り、磁石から磁束バイパス路までの距離が短く、逆に磁束バイパス部からステータまでの距離が長くなったために漏れ磁束の抑制が不十分となり、結果としてステータ鎖交磁束が目減りしたものである。

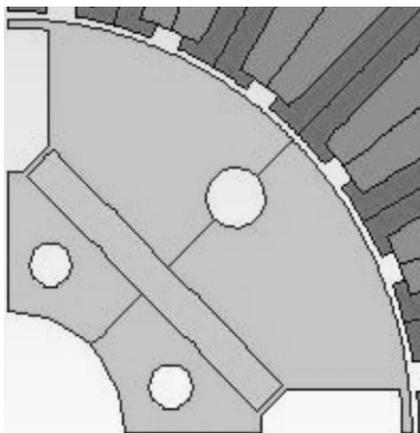


Figure 4-11. Conventional IPM

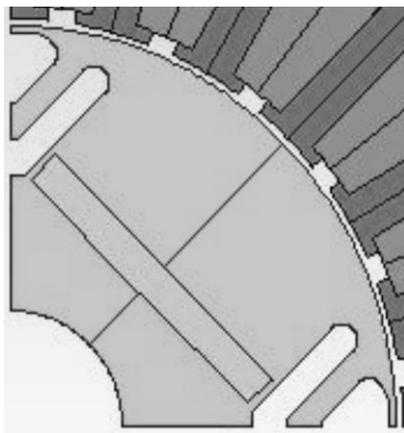


Figure 4-12. FI-IPM type-1

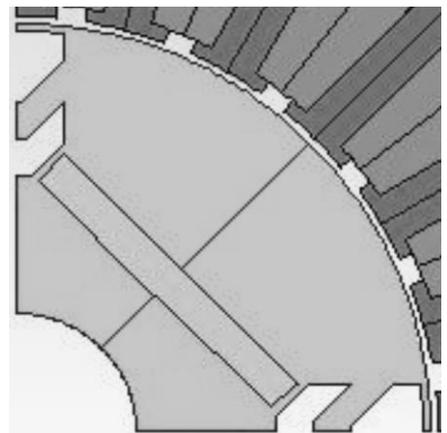


Figure 4-13. FI-IPM type-2

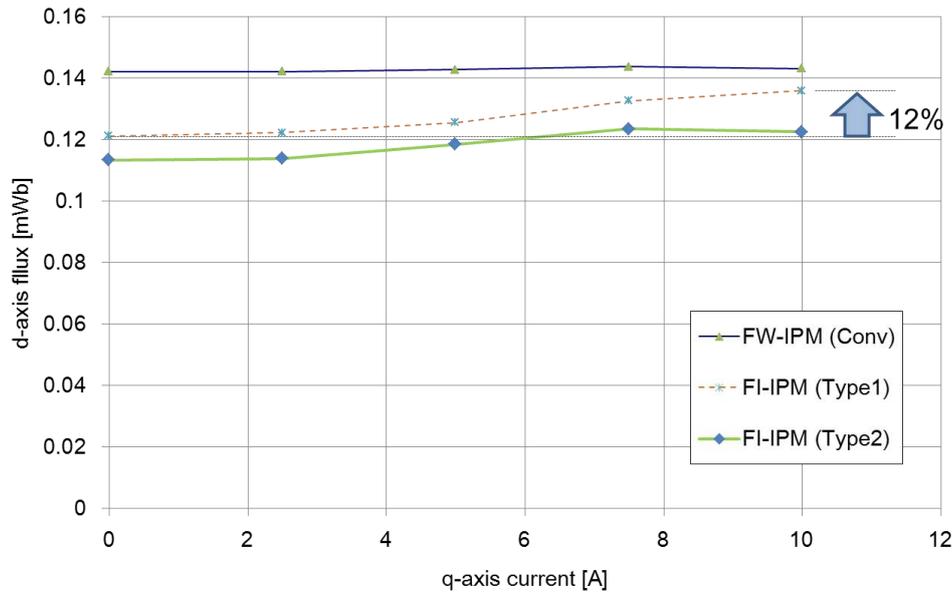


Figure 4-14. Relationship between q-axis current and d-axis flux of each topologies

#### 4.3.2 磁気回路の最適化

自動車駆動用モータの要件として、小型高トルク化が求められる。原理検証機を設計するにあたり、トルク密度向上と効率向上の両立を念頭に磁極幅を設計する。マグネットトルク発生原理から、トルクを増大させるためには、磁極が作る起磁力空間分布に含まれる基本波成分を大きくすればよいので、磁極幅は電気角  $180[\text{degree}]$  度とすればよい<sup>(70)</sup>。電気角  $180[\text{degree}]$  の表面磁石配置により理想的に均一なギャップ磁束密度分布が得られたと仮定すれば、Figure 4-15 に示す様に、起磁力空間分布は矩形波として表現できる。

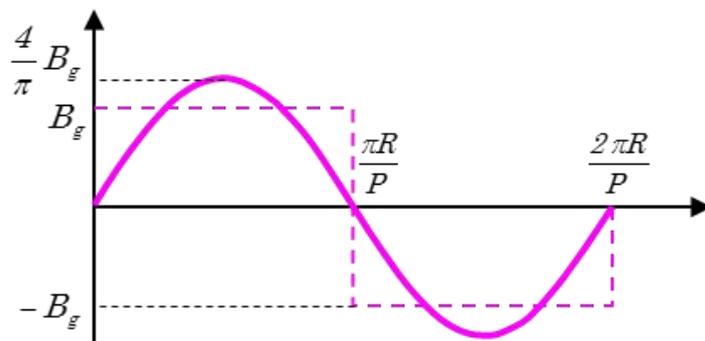


Figure 4-15. 矩形形状の起磁力分布に含まれる基本波成分

このとき、起磁力空間分布に含まれる基本波成分の振幅は  $\frac{4}{\pi} B_g$  で最大となる。一方で、効率向上の観点からは、トルク発生に寄与しない起磁力空間分布に含まれる高調波成分をできる限り小さくするこ

とが求められる。電気角 180[degree]の矩形波には奇数次高調波成分が含まれるため、トルク最大化と高調波低減の両面から磁極幅を選定する必要がある。本研究では両者を勘案して1磁極当たり、電気角140[degree]程度(機械角で約46[degree])に設定した。

次に、4.3.1節で選定した磁束バイパス路型トポロジーを基準にして、漏れ磁束制御型可変特性モータとしての磁気回路最適化を行う。漏れ磁束可変レンジの拡大とトルク密度向上の観点から、Figure4-16に示す各部形状をパラメータとし、目的関数として以下の3つを設定してL18直交表を用いた実験計画法による感度解析を行う。

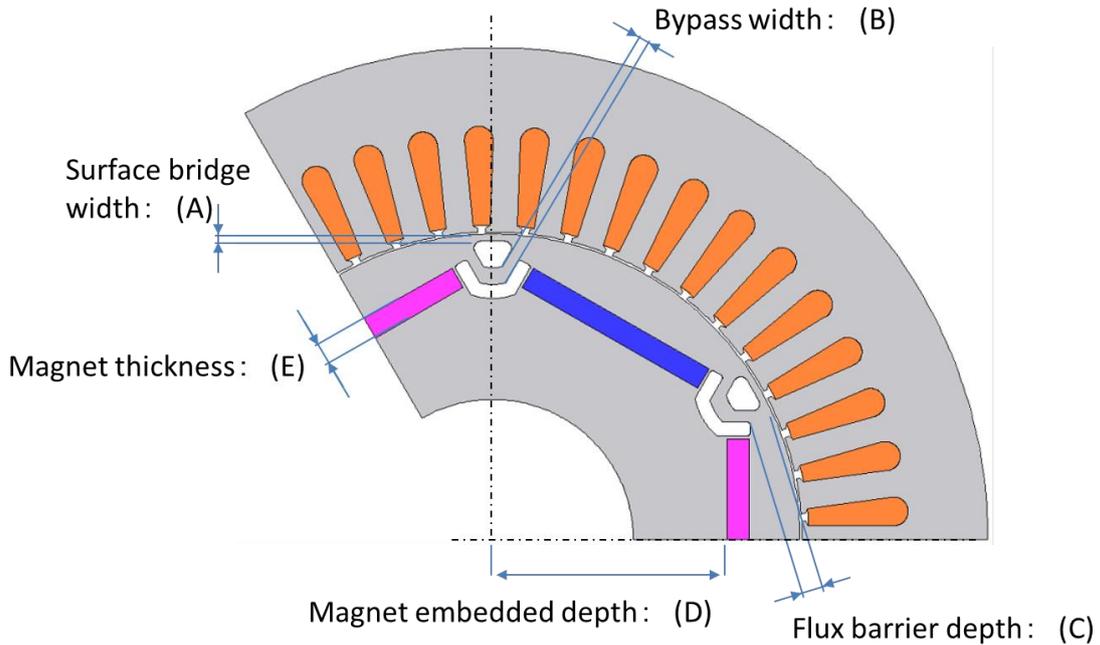


Figure 4-16. Sensitivity analysis model and control factors

Table 4-1. Specification of analysis model

Phase current	Arms	30 (40)
Number of pole	-	6
Number of slot	-	45
Number of turn	turn	27×5 Series
Diameter of coil	mm	0.55
Stator diameter	mm	176
Stack length	mm	100
Magnet type	-	N36Z (Shin-Etsu Chemical )
Magnet size	mm	36 × 4

<目的関数>

- I. 最大負荷時の磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  の増大
- II. 磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  の可変レンジ拡大
- III. 最大電流負荷時の磁気飽和による磁石磁束鎖交数減少量の低減

目的関数の定義を Figure 4-17 に示す. I の「最大負荷時の磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  の増大」は, d 軸磁石磁束鎖交数で定義される. 最大電流を印加したときの磁石磁束鎖交数が多いほど最大トルクも大きくなるので, この指標を大きくする形状パラメータを抽出する. II の「磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  の可変レンジ拡大」は, 無負荷時の磁石磁束鎖交数と, 負荷時の最大鎖交磁束との差で定義される. この差が大きいほど, 特性可変範囲が大きいことを意味しており, 低～中負荷や高速回転時の鉄損低減につながる指標である. III の「最大電流負荷時の磁気飽和による磁石磁束鎖交数減少量の低減」は, 磁石磁束鎖交数の最大値と, 最大電流負荷時の磁石磁束鎖交数の差で定義される指標である. この差が大きいと, 磁気飽和により電流あたりのトルクが減少することを意味するので, できる限り小さくすることを目指す.

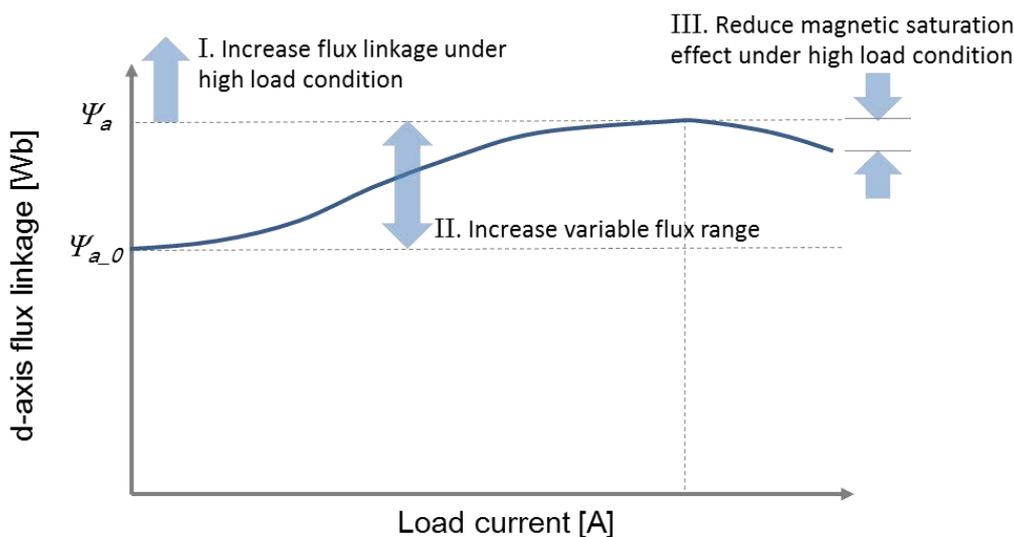


Figure 4-17. Definition of objective functions

次に制御因子と水準を Table 4-2 に、L18 直交表を Table 4-3 にそれぞれ示す。

Table 4-2. Control factors and levels

Control factor			Level		
(A)	Bridge width	[mm]	0.4	1.2	
(B)	Bypass width	[mm]	2	2.5	3
(C)	Flux barrier depth	[mm]	1.6	2.8	4
(D)	Magnet embedded depth	[mm]	40	41.3	42.6
(E)	Magnet thickness	[mm]	2	2.5	3

Table 4-3. L18 orthogonal array

	Bridge width (A)	Bypass width (B)	Flux barrier depth (C)	Magnet embedded depth (D)	Magnet thickness (E)	Input current
1	0.4	2	1.6	40	2	0,2,4,6,8,10
2	0.4	2	2.8	41.3	2.5	0,2,4,6,8,10
3	0.4	2	4	42.6	3	0,2,4,6,8,10
4	0.4	3	1.6	40	2.5	0,2,4,6,8,10
5	0.4	3	2.8	41.3	3	0,2,4,6,8,10
6	0.4	3	4	42.6	2	0,2,4,6,8,10
7	0.4	4	1.6	41.3	2	0,2,4,6,8,10
8	0.4	4	2.8	42.6	2.5	0,2,4,6,8,10
9	0.4	4	4	40	3	0,2,4,6,8,10
10	1.2	2	1.6	42.6	3	0,2,4,6,8,10
11	1.2	2	2.8	40	2	0,2,4,6,8,10
12	1.2	2	4	41.3	2.5	0,2,4,6,8,10
13	1.2	3	1.6	41.3	3	0,2,4,6,8,10
14	1.2	3	2.8	42.6	2	0,2,4,6,8,10
15	1.2	3	4	40	2.5	0,2,4,6,8,10
16	1.2	4	1.6	42.6	2.5	0,2,4,6,8,10
17	1.2	4	2.8	40	3	0,2,4,6,8,10
18	1.2	4	4	41.3	2	0,2,4,6,8,10

目的関数 I の「最大負荷時の磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  の増大」について感度解析を行った結果を Figure 4-18 に示す。結果から、磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  の増大させるためには、ブリッジ幅(A)やバイパス幅(B)の感度は低く、フラックスバリア深さ(C)、磁石埋め込み深さ(D)および、磁石厚(E)の感度が高いことが分かった。これは、磁石厚みを増して、埋め込み深さを深くすることで磁束量を増大させ、フラックスバリア深さを浅くしてロータコア内部での磁石磁束短絡ができるだけ小さくした仕様となっていると理解できる。各因子について、○印を付与した水準を選択した FEA モデルを作成して電流-d 軸磁束特性を計算した結果を Figure 4-19 に示しており、ロータコア内における磁石磁束の漏れ量を抑制して最大磁束鎖交数を増大させた結果、磁束可変レンジは小さくなっていることが分かる。

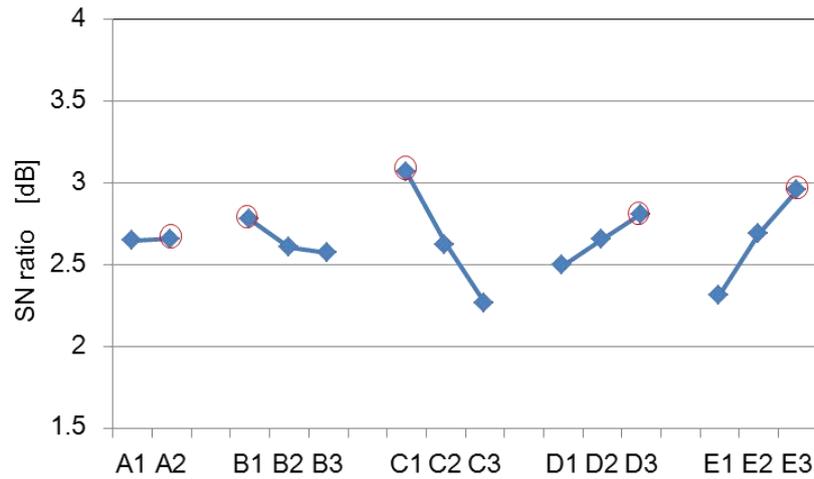


Figure 4-18. Response graph (Objective function; I)

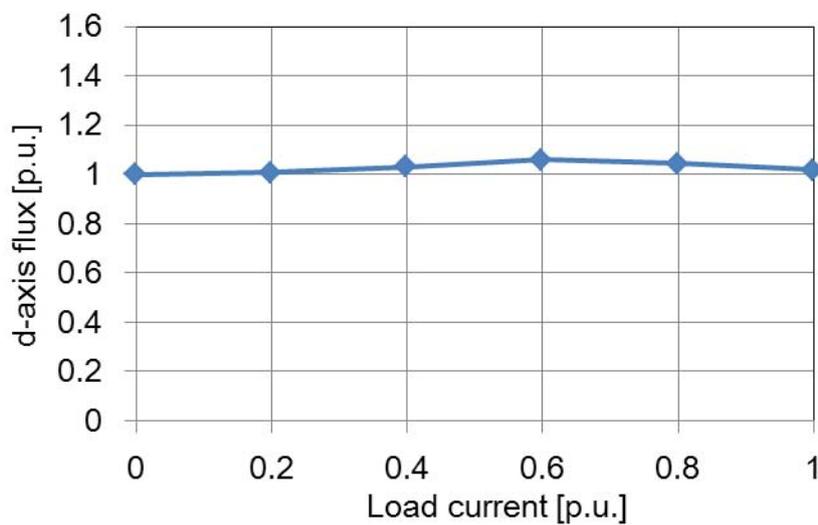


Figure 4-19. Relationship between current and d-axis flux (Objective function; I)

次に、目的関数 II の「磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  の可変レンジ拡大」について感度解析を行った結果を Figure 4-20 に示す。結果から因子(C)のフラックスバリヤ深さの感度がその他因子の感度に比べて大きく、逆にその他の因子の影響は少ないことが分かる。フラックスバリヤ深さ、つまりロータ表面から極間フラックスバリヤまでの距離が大きいことは、磁石磁束が隣接極へバイパスする経路幅が大きいことであり、当然漏れ磁束量は多くなることが理解できる。因子(A)のブリッジ幅や因子(B)のバイパス幅の感度が引くことから考察すると、漏れ磁束経路入口部である因子(C)が漏れ磁束量に対して支配的な因子であり、漏れ磁束可変モータにおいて重要であることが分かる。

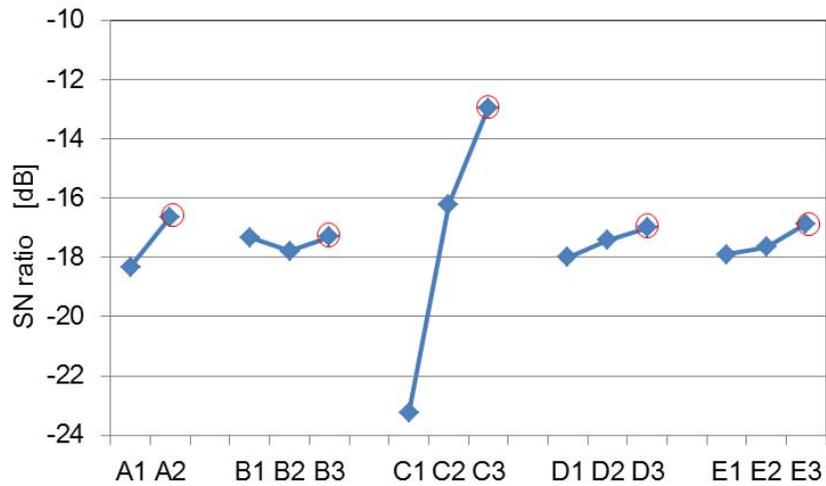


Figure 4-20. Response graph (Objective function; II)

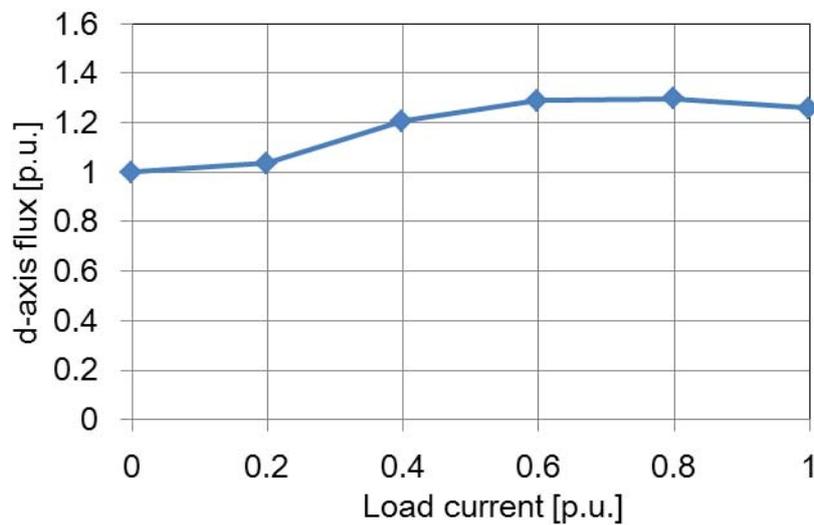


Figure 4-21. Relationship between current and d-axis flux (Objective function; II)

次に、目的関数 III の「最大電流負荷時の磁気飽和による磁石磁束鎖交数減少量の低減」について感度解析を行った結果を Figure 4-22 に示す。結果から最大電流負荷時の磁気飽和を軽減に対しては、フラックスバリヤ深さ(C)、磁石埋め込み深さ(D)および、磁石厚(E)の感度が、(A)および(B)の感度に対して高いことが確認できる。Figure 4-23 の電流-d 軸磁束特性を見ると、最大鎖交磁束数に対して、最大電流負荷時の磁束鎖交数がほぼ同等の値を示しており、飽和を軽減できていることが確認できる。

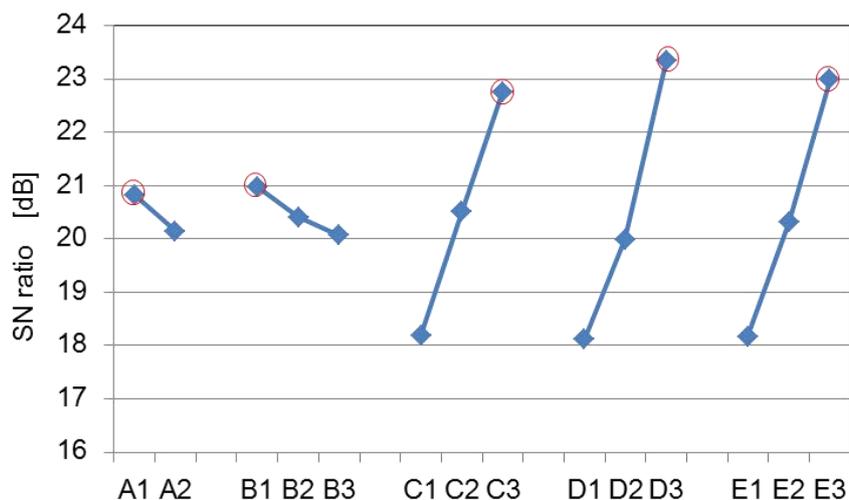


Figure 4-22. Response graph (Objective function; III)

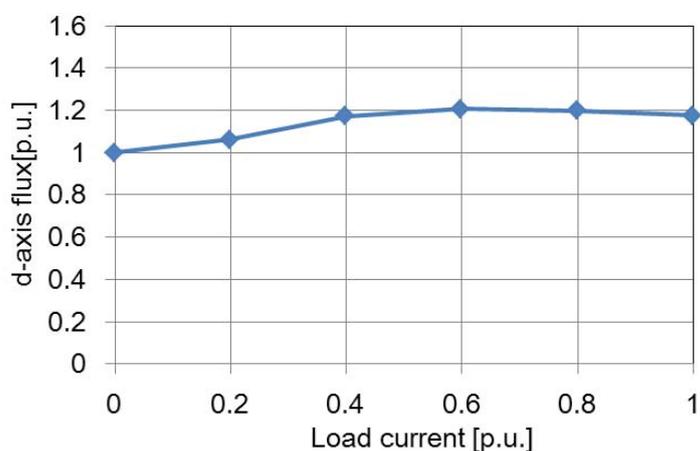


Figure 4-23. Relationship between current and d-axis flux (Objective function; III)

目的関数 I~III についての感度解析結果を踏まえて、各因子の最適水準の選定を行う。まず因子(A)のブリッジ幅は、目的関数 I~III の評価結果の中で最も感度の高い II の可変レンジ拡大に適した水準 1 を選定した。次に因子(B)のバイパス幅は、目的関数 II の「可変レンジの拡大」に対しては水準による影響はほとんどないため、目的関数 I および III において適した水準 1 を選定した。因子(C)については、目的関数 I の「磁石磁束鎖交数の増大」と、目的関数 II の「可変レンジ増大」および III の「磁気飽和の軽減」が逆の傾向を持つが、今回の原理検証機では可変特性の評価を目的としていることから、目的関数 II と III に適した水準 3 を選定した。また因子(D)および(E)については、目的関数 I~III すべての解析において、同様の特性を持っているため、適した水準 3 を選定した。

Table 4-4 に今回の感度解析で設定した因子と水準の中で、漏れ磁束制御型可変特性モータとして最適な組み合わせを、Figure 4-24 に選定した水準を反映したロータ形状を、Figure 4-25 に同形状にて解析した電流-d 軸磁束特性を示す。

Table 4-4. Optimum levels of each factor

Control factor			Level		
(A)	Bridge width	[mm]	0.4	1.2	/
(B)	Bypass width	[mm]	2	2.5	
(C)	Flux barrier depth	[mm]	1.6	2.8	4
(D)	Magnet embedded depth	[mm]	40	41.3	42.6
(E)	Magnet thickness	[mm]	2	2.5	3

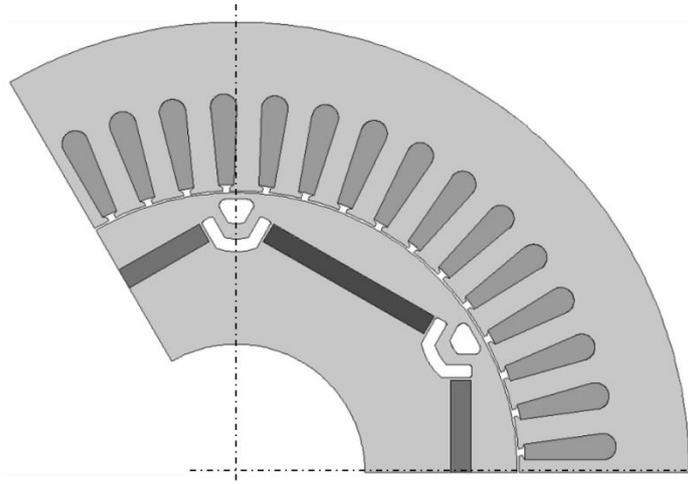


Figure 4-24. Optimum configuration of VLF-IPM rotor based on the sensitivity analysis

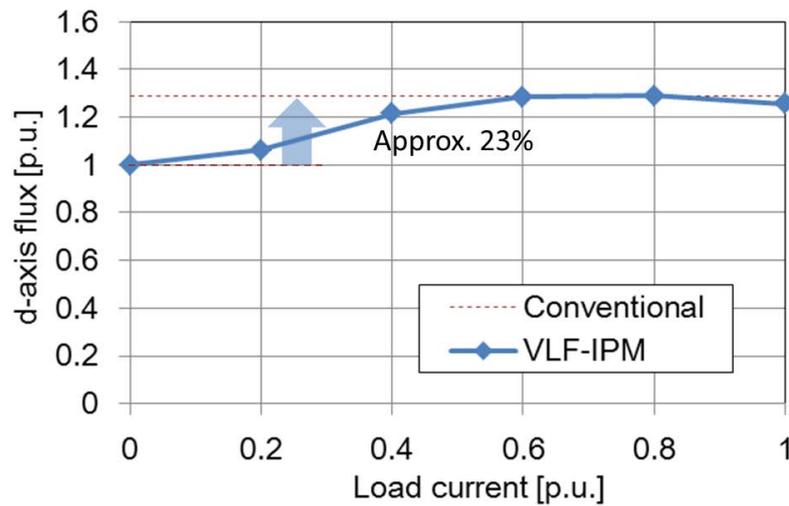


Figure 4-25. Relationship of current and d-axis flux of optimum configuration

### 4.3.3 定出力特性を考慮したアンペアターン設計

電動車駆動用モータでは、急坂登坂や段差乗り越えのための低速大トルクに加えて、高速走行時のような高回転域の出力も求められるため、原理検証機でも定出力特性を持つようなアンペアターンの設計を行う。漏れ磁束制御型可変特性モータでは、漏れ磁束を可変するために必要なアンペアターンと、高速域における出力特性を考慮した巻数と相電流の設計が必要である。本節では 4.2.2 節で得られたロータコア形状を基に可変漏れ磁束特性と定出力特性を両立するアンペアターンの設計を行う。

まず漏れ磁束特性とアンペアターンの関係について考察する。ロータコア内における漏れ磁束特性はステータ巻線が作る起磁力の大きさに相関を持つため、巻数と電流値の積であるアンペアターンでのみ評価すればよい。横軸にアンペアターンを取り縦軸に d 軸磁束をプロットすると、Figure 4-26 のような特性が得られる。無負荷状態ではロータコア内で磁石磁束が隣接極へ短絡するため、結果的にステータ巻線を鎖交する量が減少するため d 軸磁束は 290 [mWb]程度となっている。アンペアターンの増加にしたがってロータコア内の磁束短絡量が徐々に減少するため、結果的にステータ巻線を鎖交する量が増加して d 軸磁束が 370 [mWb]程度まで増加することが分かる。この設計では 420 [AT]近傍で d 軸磁束が最大値を持ち、それ以上のアンペアターンでは徐々に減少していく傾向が見られる。本論文の原理検証機設計では、最大トルク特性と磁束可変レンジ、最大電流負荷時の d 軸磁束低減量を考慮して、定格時の最大アンペアターンを 630 [AT]とした。

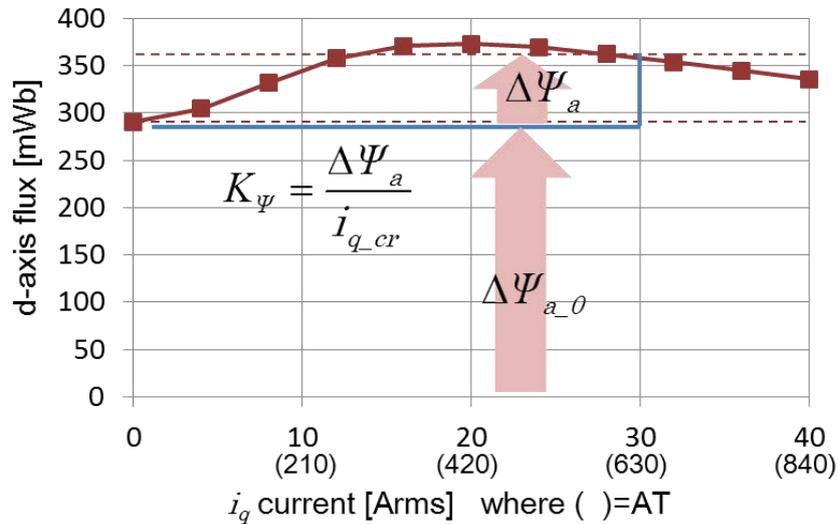
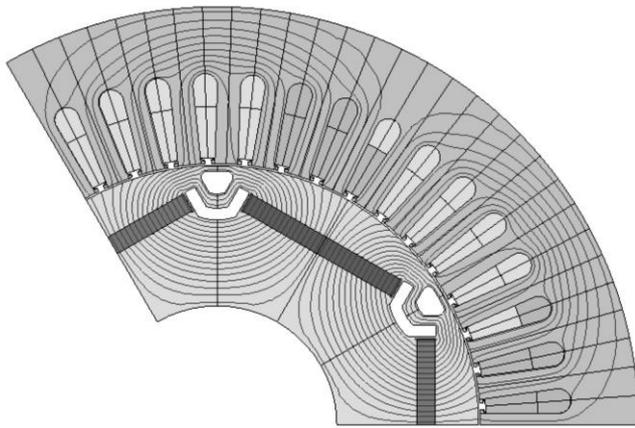
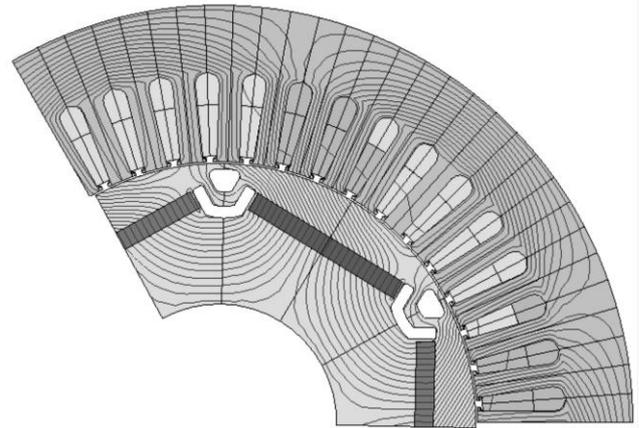


Figure 4-26. Relationship between ampere turn and d-axis flux



(a) No-load condition (0 AT)



(b) Loaded condition (630AT)

Figure 4-27. Comparison of magnetic flux distribution for each numbers of ampere turn

次に高回転域における定出力特性を考慮して巻数を設計する。永久磁石同期モータでは回転数の増加に比例して磁石磁束による誘起電圧が上昇し、この誘起電圧と巻線抵抗、インダクタンスにより決まる電圧が電源電圧を上回ると巻線に通電ができなくなるために出力が0となる。

このとき永久磁石同期モータの電圧方程式は(4-11)式のように表される。第1項は巻線抵抗による電圧降下を、第2項は誘起電圧、第3項は過渡項を表す。第2項の誘起電圧は(4-12)式である。ここで過渡項を省略して整理すると(4-13)式のように表現できる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4-11)$$

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4-12)$$

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = \sqrt{(R_a i_d - \omega L_q i_q)^2 + (R_a i_q + \omega L_d i_d + \omega \Psi_a)^2} \dots\dots\dots(4-13)$$

(4-13)式の  $V_a$  が線間電圧に相当し、運転中にこの  $V_a$  が線間電圧  $V_l$  を越えないように電流ベクトル  $i_d$  および  $i_q$  を適切に制御する必要がある。これを dq 軸上に表現したのが Figure 4-28 である。定出力特性を持つためには電流ベクトルの選択により  $\omega \Psi_a$  を 0 に制御できるようにモータパラメータを設計する必要がある。このことから磁石磁束  $\Psi_a$  と  $L_d i_d$  の関係を(4-14)式を満たすように設計すればよいことが分かる。

$$\Psi_a = L_d i_d \dots\dots\dots(4-14)$$

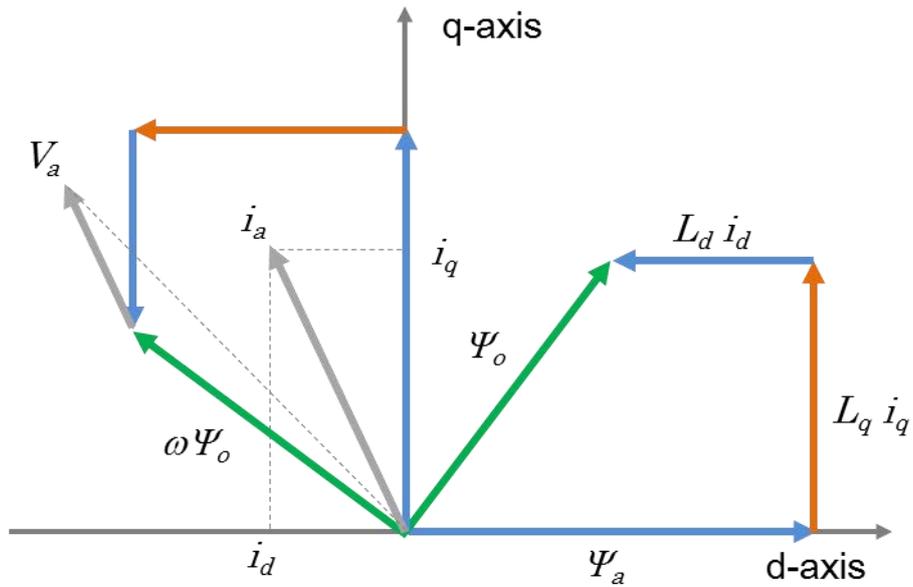


Figure 4-28. Vector diagram of conventional IPM motor

一方、漏れ磁束制御型可変特性モータでは、通常一定値として扱われる  $\Psi_a$  が Figure 4-29 に示すように負荷電流の関数となるため、(4-14)式をそのまま用いることができない。そこで本研究では、電流位相  $90[\text{degree}]$ 、かつ最大電流時の d 軸磁束  $\lambda_d$  を評価指標として用いる。つまり高回転条件において d 軸磁束  $\lambda_d$  を 0 に制御できるモータパラメータとしておけば定出力特性が得られることが分かる。

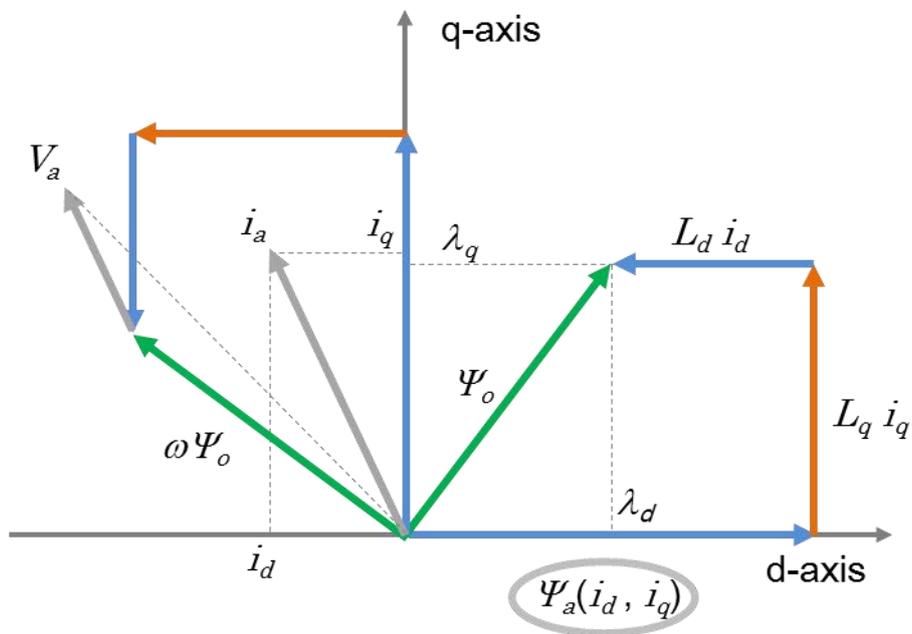


Figure 4-29. Vector diagram of VLF-IPM motor

次に、定出力特性の観点からステータコイルの巻数の検討を行う。Figure 4-29 から、d 軸磁束  $\lambda_d$  は(4-15) 式で表現されるが、磁石磁束鎖交数  $\Psi_a$  と d 軸インダクタンス  $L_d$  のいずれも巻数  $N_m$  の関数であるため、本研究では巻数  $N_m$  をパラメータに設定して、最大 d 軸電流時の d 軸磁束を FEA により計算し、最適な巻数を調べた(Figure 4-30)。永久磁石同期モータが高速回転域で定出力特性を持つためには、(4-15) 式にしたがって、定格電流を電流進角 90[degree]で印加したときの d 軸鎖交磁束  $\lambda_d$  が 0 となるように巻数  $N_m$  を設定すればよい<sup>(22)</sup>。FEA により求めた巻数と d 軸磁束の関係(Figure 4-30)から、この原理検証機では 21[turn]で定出力特性が得られることが明らかになった。

$$\lambda_d = \Psi_a(N_m) - L_d(N_m) i_d \dots\dots\dots (4-15)$$

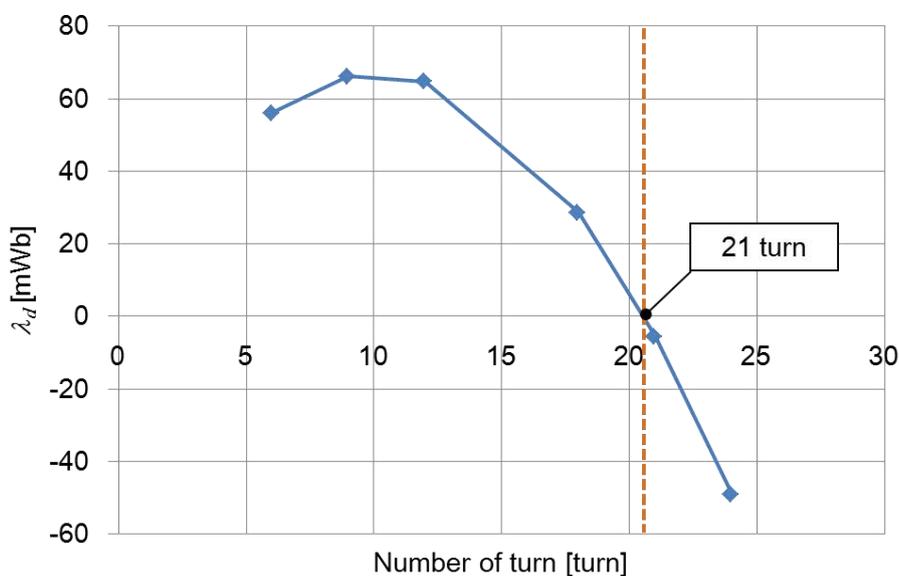


Figure 4-30. FEA result of optimum numbers of turn considering constant power characteristic

次に Figure 4-26 で求めた漏れ磁束制御に必要なアンペアターンと、Figure 4-30 で得られた巻数との関係を Figure 4-31 に示す。高回転域における定出力要件からは 21[turn]が適しており、漏れ磁束可変特性要件からは 630 [AT]以上の起磁力が必要となる。定格電流値 30[A<sub>rms</sub>]を考慮すれば、21[turn]の時にすべての要件を満足できていることが確認できる。よって原理検証機の巻数  $N_m$  を 21 として、次節以降で特性の検証を行う。

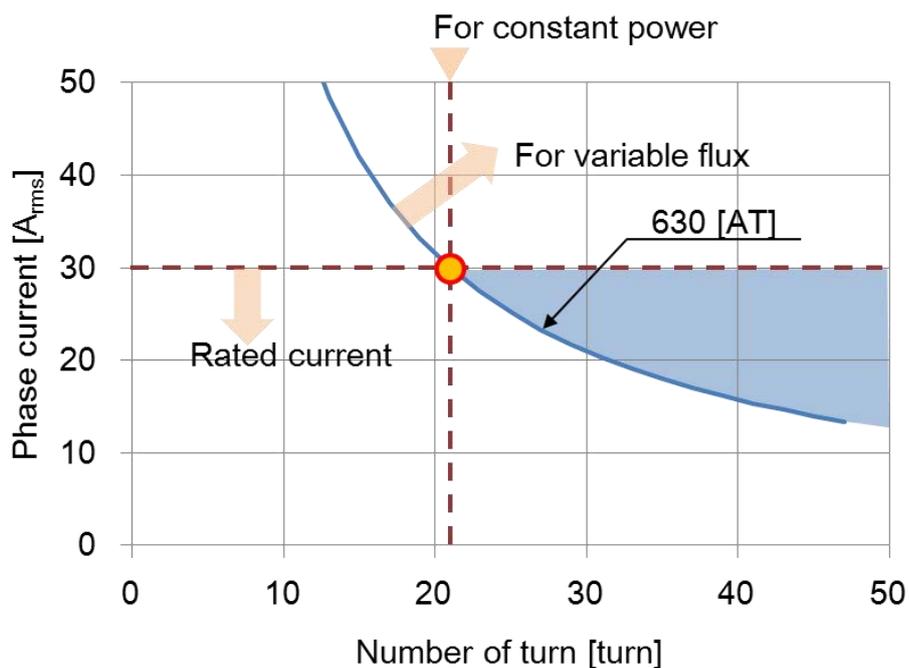


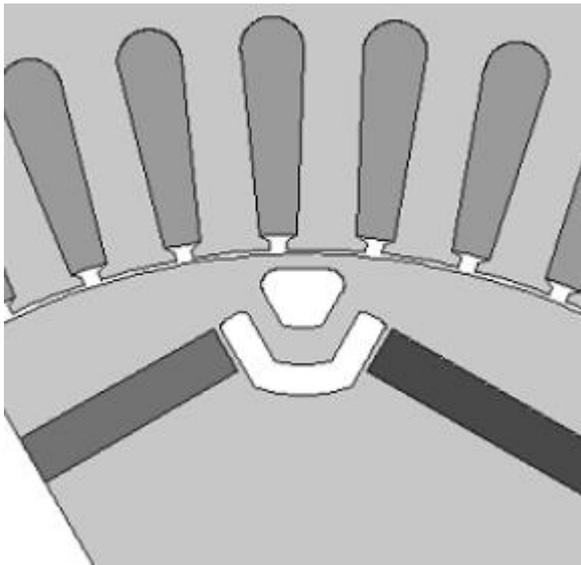
Figure 4-31. Selectable design space, which is relationship between numbers of turn and phase current capability

#### 4.4 原理検証機 の 特性評価

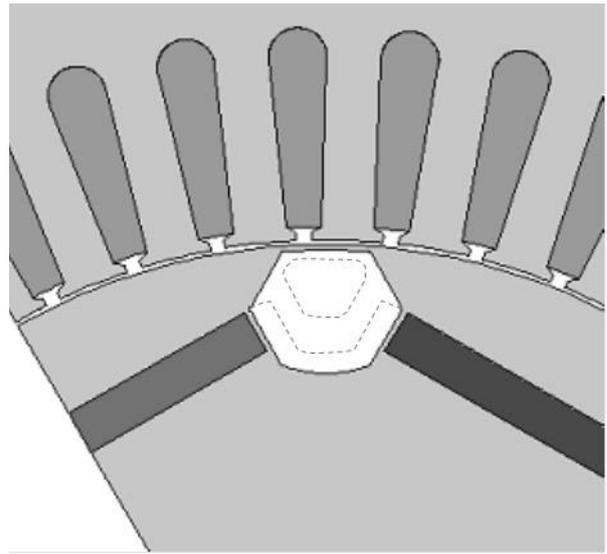
本節では、FEA を用いて漏れ磁束制御型可変特性モータの特性評価を行う。まず始めに設計した原理検証機の磁気回路から磁束バイパス路を取り除いた IPM モータを設計し、磁束バイパス路の有無が出力特性に与える影響を考察する。次に、原理検証機と同等の出力特性を持つ従来型 IPM モータに対して、磁束バイパス構造が回転強度との関係を明らかにする。加えて同等の出力特性をもつ従来機と効率特性や損失について比較検証を行い、提案する漏れ磁束制御型可変特性モータが、自動車駆動用モータとして適していることを示す。

##### 4.4.1 従来 IPM モータとの比較(1) -漏れ磁束可変による出力範囲の拡大-

ここでは、原理検証機に設けられている磁束バイパス路を取り除いた IPM モータを設計し、それぞれの出力特性を比較する。Figure 4-32(a)に原理検証機の断面形状を、Figure 4-32(b)に磁束バイパス路を取り除いた比較対象 IPM-(1)モータの断面形状を示す。電流電圧条件や外径寸法、出力は同等とし、最大トルクをほぼ同等に揃えるために、比較対象 IPM-(1)の巻数を 18[turn]としている。この時、巻数の調整にともなう占積率の違いがでないようにコイル断面積を増やしている。それぞれの諸元を Table 4-5 に示す。



(a) Proof-of-principle model  
<VLF-IPM>



(b) Eliminated flux bypass model  
<Comparable IPM-(1)>

Figure 4-32. Cross sectional view of VLF-IPM and comparable IPM-(1)

Table 4-5. Specifications of VLF-IPM and comparable IPM-(1)

Parameter		Proposed VFI-IPM	Comparable IPM-(1)
Output power	kW	9.55	9.60
DC voltage	V	282	←
Phase current	Arms	30	←
Current density	Arms/mm <sup>2</sup>	14.0	10.5
Number of poles	-	6	←
Number of slots	-	45	←
Number of turns	-	21	18
Cross sectional area of coil	mm <sup>2</sup>	0.72	0.84
Stator diameter	mm	176	←
Stack length	mm	100	←
Magnet width	mm	36	←
Magnet thickness	mm	4	←

FEAにより速度-トルク特性を解析した結果を Figure 4-33 に示す。最大トルクは VLF-IPM が約 65 [Nm]、比較対象 IPM-(1)が約 60 [Nm]で、巻数の調整によりほぼ同等のトルクが得られていることが分かる。基底回転数以上の領域では、定出力特性となるように設計した VLF-IPM が 10000 [min<sup>-1</sup>]以上で出力を保持できているのに対して、比較対象 IPM-(1)では 8500 [min<sup>-1</sup>] 近傍で誘起電圧が電源電圧上限に達するために出力停止となる。

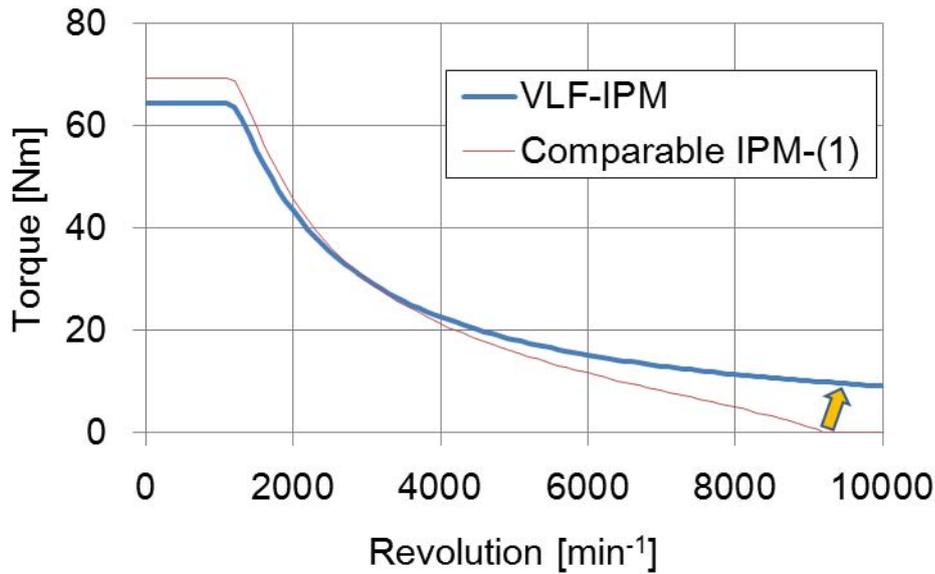


Figure 4-33. Comparison of torque-speed envelopes (simulation)

VLF-IPM では、基底回転数以上の動作点において電流進角制御を行うことで、同時に  $q$  軸電流を抑制することになり、ロータコア内の漏れ磁束が増加する。結果、磁石磁束のステータ巻線鎖交数が減少して誘起電圧が減少するため、電圧上限に達する回転数を増大することができる。通常の永久磁石同期モータでは、基底回転数以上の領域では磁石磁束の鎖交による誘起電圧を弱め界磁電流  $i_d$  のみで抑制しなければならず、回転数の高い領域ではより多くの弱め界磁電流が必要となる。Figure 4-34 には、それぞれの速度-電流進角特性を示しており、比較対象 IPM-(1) が 8500 [min<sup>-1</sup>] 付近で電流位相 90[degree] に達し、それ以上の弱め界磁制御が不能となって回転限界に達していることが分かる。一方の VLF-IPM では 10000 [min<sup>-1</sup>] 以上の領域でも弱め界磁量に余裕が見られる。

また Figure 4-35 には出力特性を示しており、VLF-IPM が設計通り高回転域においても定出力特性を有しているが、比較対象の IPM-(1) では基底回転数付近で最大出力を得るものの、それ以上の回転数では出力を保持できていないことが確認できる。

以上の結果から、漏れ磁束制御型可変特性モータ(VLF-IPM)では、電流進角により  $q$  軸電流が抑制されることに伴ってロータコア内の漏れ磁束が増大し、結果としてステータ巻線を鎖交する磁石磁束が減少するため、従来の弱め界磁制御量のみ比べて、少ない電流進角量で誘起電圧が抑制されることが分かった。これにより電氣的な回転限界の増大というメリットに加えて、弱め界磁電流低減による銅損低減の効果も期待される。損失低減効果の詳細については 4.4.3 節にて解説する。

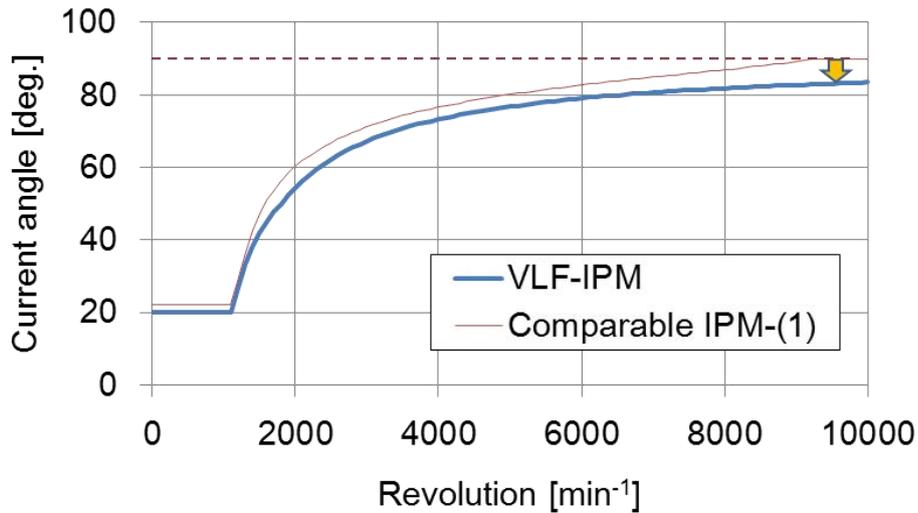


Figure 4-34. Comparison of current angle characteristics (simulation)

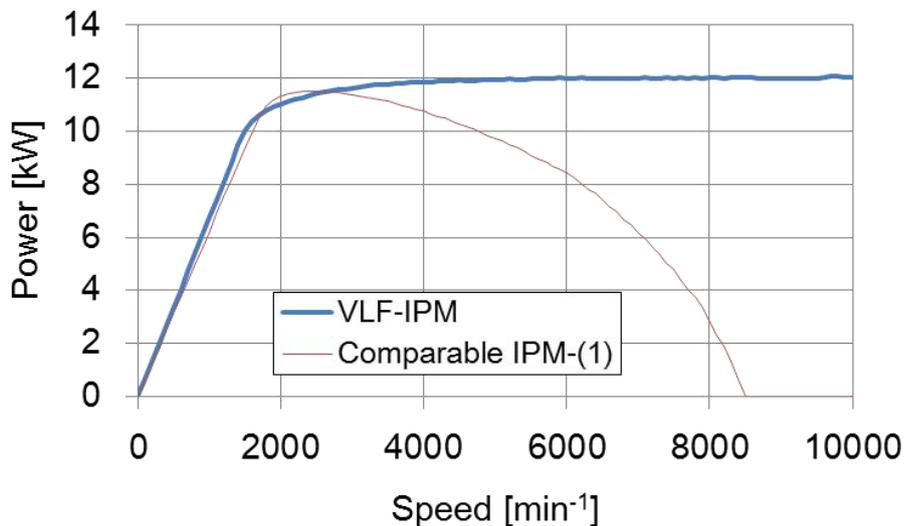
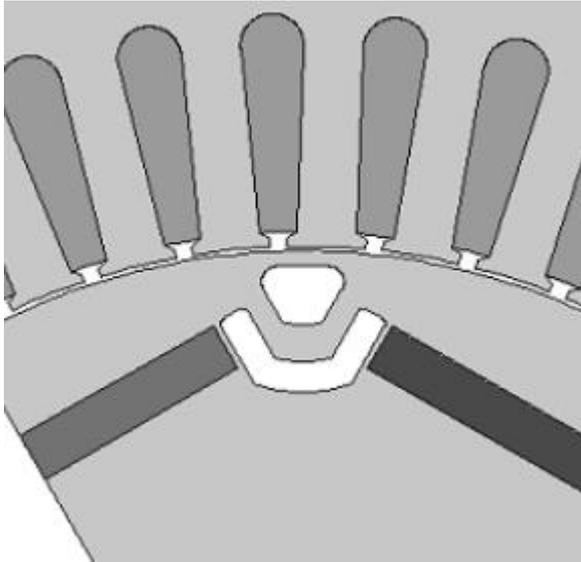


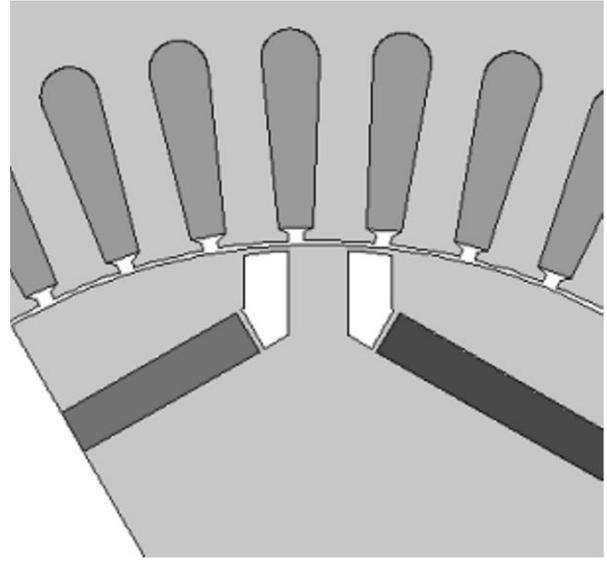
Figure 4-35. Comparison of power characteristics (simulation)

#### 4.4.2 従来 IPM モータとの比較(2) -漏れ磁束バイパスによる回転強度向上と効率特性の改善

前節の比較対象 IPM-(1)との比較では、磁束バイパス路の有無がモータ特性に及ぼす影響を確認するため、比較対象機では単純に磁束バイパス路を取り除いた磁気回路を用いた。次に示す比較では、q 軸上のフラックスバリヤを取り除き、より通常の IPM モータと近い磁気回路形状を用いて比較を行う。巻数の選定においては、比較対象 IPM においても高回転域で定出力特性を持ち、それぞれがほぼ同等の速度・トルク特性となるように、Figure 4-30と同様に巻数の設計を行った。磁気回路形状を Figure 4-36 (b)に、諸元表を Table 4-6 に示す。



(a) Proof-of-principle model  
<VLF-IPM>



(b) Conventional IPM with q-axis flux pass  
<Comparable IPM-(2)>

Figure 4-36. Cross sectional view of VLF-IPM and comparable IPM-(2)

Table 4-6. Specifications of VLF-IPM and comparable IPM-(2)

Parameter		Proposed VFI-IPM	Comparable IPM-(2)
Output power	kW	9.55(10.8)	9.60
DC voltage	V	282	←
Phase current	Arms	30(40)	30
Current density	Arms/mm <sup>2</sup>	14.0(18.7)	18.7
Number of poles	-	6	←
Number of slots	-	45	←
Number of turns	-	21	28
Cross sectional area of coil	mm <sup>2</sup>	0.72	0.54
Stator diameter	mm	176	←
Stack length	mm	100	←
Magnet width	mm	36	←
Magnet thickness	mm	4	←

まず始めに、漏れ磁束制御型可変特性モータ(VLF-IPMモータ)の特徴を回転強度の観点から考察する。通常の埋込み磁石型モータ(IPMモータ)では、磁石磁束をできる限り有効に活用するために、ロータコア内における漏れ磁束を小さく設計するのが一般的であり、漏れ磁束経路となるブリッジ部は、できる限り細く構成することが望ましい(Figure 4-37)。一方で回転強度の観点からは、このブリッジ部が磁石やコアに作用する遠心力を保持する機能を果たしているため、要求回転数において十分な強度を有する必要があり、漏れ磁束の低減と回転強度要求をバランスさせた設計が求められる。

Figure 4-38 は、比較対象 IPM-(2)モータの応力解析結果の例を示しており、磁石に作用する遠心力が作用する磁石横のブリッジ部に応力集中していることが分かる。ロータコアの許容応力は、ロータコア材料の降伏応力と安全率、その他の設計指標を勘案して決定されるが、いずれにせよこの応力値をできる限り小さくするように設計を行うことが望ましい。

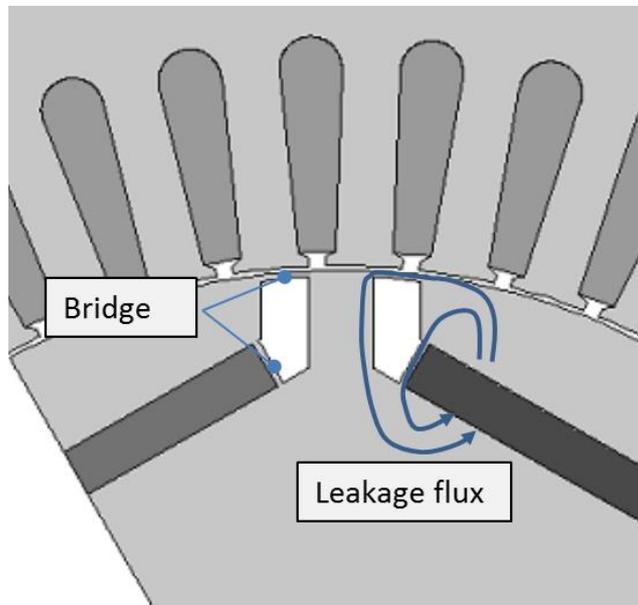
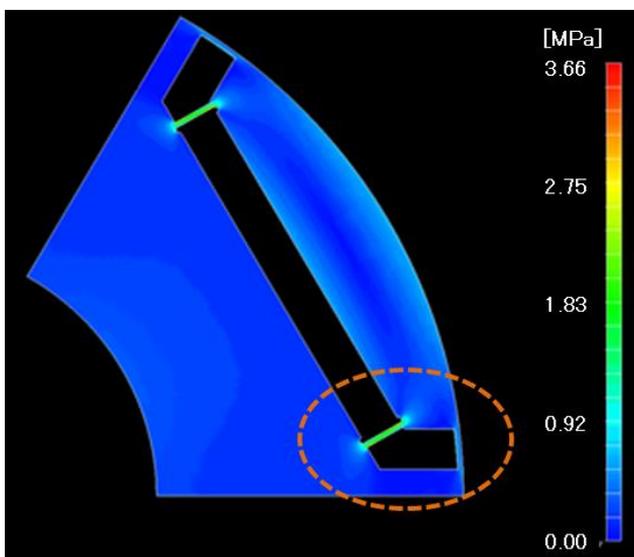
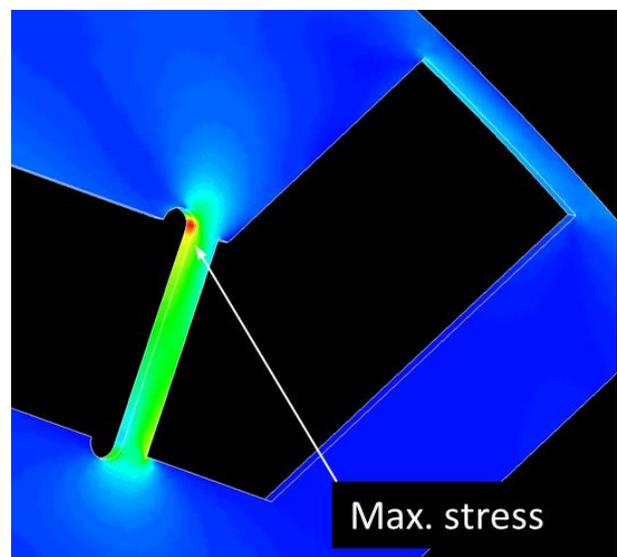


Figure 4-37. Leakage flux pass of comparable IPM-(2)



(a) Mechanical stress distribution by centrifugal force



(b) Maximum stress part

Figure 4-38. Mechanical stress analysis for comparable IPM-(2)

次に VLF-IPM モータのロータコア形状を示す(Figure 4-39). VLF-IPM モータでは磁石磁束を電流負荷に応じて可変させるために、意図的にブリッジ部の幅を大きくして、無負荷時のロータコア内の磁束短絡量を増加させている. 結果的に、磁石とコアに作用する遠心力を保持するブリッジ部に生じる応力値は小さくなる. Figure 4-40 は VLF-IPM モータの遠心力による応力解析を行った結果を示しており、ロータ表面のブリッジ部の拡大と磁束バイパス部の配置の効果により、ロータコアの周方向引っ張り応力が緩和され、結果的に磁石横ブリッジ部に作用する荷重が低減されることで応力も低下していることが分かる. また最大応力部となった磁束バイパス部の応力値も、比較対象 IPM-(2)モータで 366[MPa] に達していた応力が 256[MPa] まで低減されており、回転強度の向上が確かめられた.

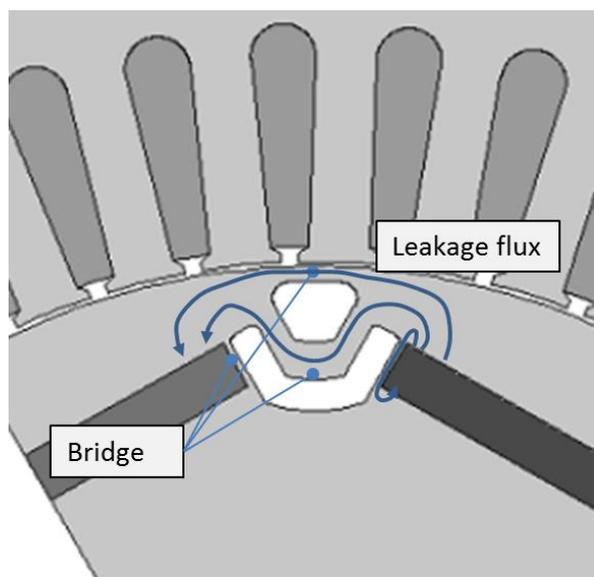
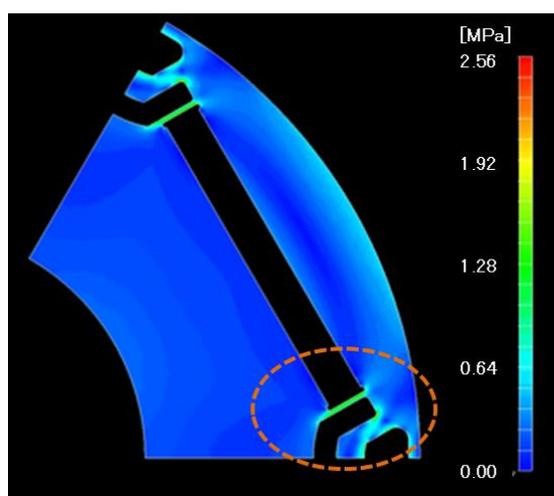
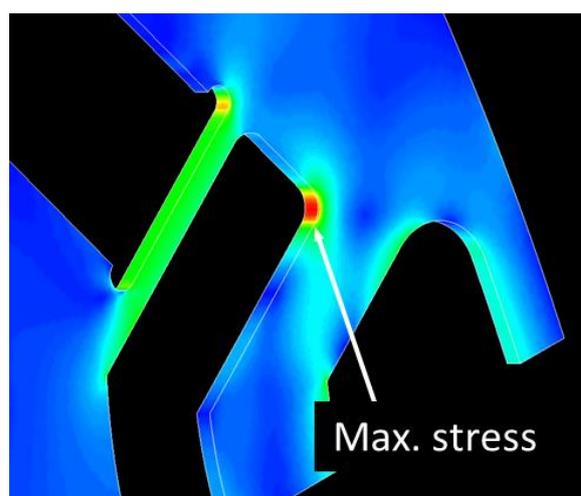


Figure 4-39. Leakage flux pass of VLF-IPM



(a) Mechanical stress distribution by centrifugal force



(b) Maximum stress part

Figure 4-40. Mechanical stress analysis for VLF-IPM

それぞれの最大応力と回転数の関係をグラフに示したのが Figure 4-41 である。遠心力は回転数の平方に比例するため、回転数と応力の関係は 2 次曲線となる。それぞれの最大応力が許容応力に達する回転数を比較すると、今回の比較対象モデルにおいては、VLF-IPM は比較対象 IPM-(2)モータに対して約 20[%]の高回転化が可能であることが確認できた。

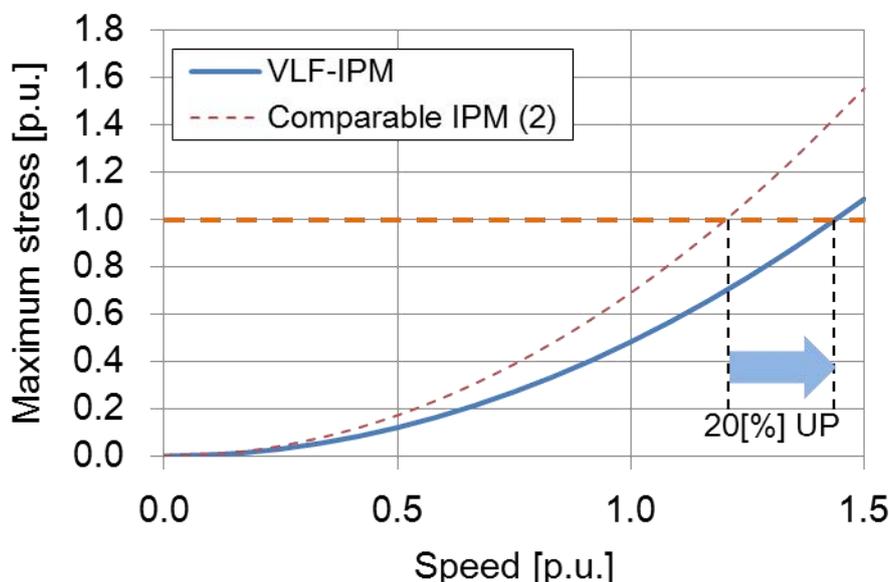


Figure 4-41. Maximum stress reduction of VLF-IPM structure

次に、漏れ磁束可変特性がモータ効率に及ぼす影響について考察する。比較対象 IPM-(2)では、VLF-IPM の巻数が 21[turn]であるのに対して、高回転域での定出力特性が得られるように巻数の設計を行った結果、28[turn]で設計されている。これは同一磁石量の場合、通常の IPM モータでは、VLF-IPM と比べてより多くの弱め界磁制御量が必要となることに起因する。また同一のスロット占積率を仮定すると、VLF-IPMの方がターン数を低減できるので電流密度を低く設計できることを意味する。

一方で、磁石磁束のステータ巻線鎖交数  $\Psi_a$  は巻数に比例するため、 $\Psi_a$  に比例するトルクも同様に減少することになる。

Figure 4-42 には VLF-IPM と比較対象 IPM-(2)の電流位相・トルク特性を示す。ただし VLF-IPM については、比較対象 IPM-(2)と同等の電流値となる 30[A<sub>rms</sub>]で駆動した場合の特性と、比較対象機と同等の電流密度条件となる 40[A<sub>rms</sub>]の 2 つの条件で求めた特性について記載している。まず電流進角 0 におけるトルクを比較すると、30[A<sub>rms</sub>]で VLF-IPM を駆動した時のトルクが約 56[Nm]であるのに対して、比較対象 IPM-(2)を 30[A<sub>rms</sub>]で駆動した時のトルクが約 69[Nm]であり、巻き数比とほぼ同等の約 23[%]の乖離が確認できる。一方、VLF-IPM を比較対象 IPM-(2)と同等の電流密度となる 40[A<sub>rms</sub>]で駆動した時にはトルクが約 70[Nm]であり、理論通り比較対象 IPM-(2)とほぼ同等のトルクが得られていることが分かる。このことから、VLF-IPM モータでは無負荷時のロータコア内における漏れ磁束は、負荷電流によってほぼ 0 まで制御されてステータ巻線を鎖交する磁路に可変し、結果として同等のトルク特

性が得られることを示している。

ただし、電流進角時の最大トルクで比較すると、40 [A<sub>rms</sub>]で駆動した VLF-IPM のトルクが約 84[Nm]であるのに対して比較対象 IPM-(2)のトルクが約 95[Nm]であり、VLF-IPM のトルクが約 13[%]小さいことが分かる。これは、突極比の違いと、電流進角時の漏れ磁束特性の2つの理由で説明できる。VLF-IPM では磁極間に磁束短絡用のバイパス路を設けるために q 軸上にフラックスバリアを配置する必要があり、q 軸インダクタンスが小さくなるため、結果的に突極比が小さくなる。つまり VLF-IPM ではリラクタンストルクが従来型 IPM に対して減少する傾向にある。またロータコア内の漏れ磁束は電流進角に伴って増加する傾向を示すので、電流進角により磁石磁束のステータ巻線鎖交数も同時に減少に伴ってマグネットトルクも低下する。

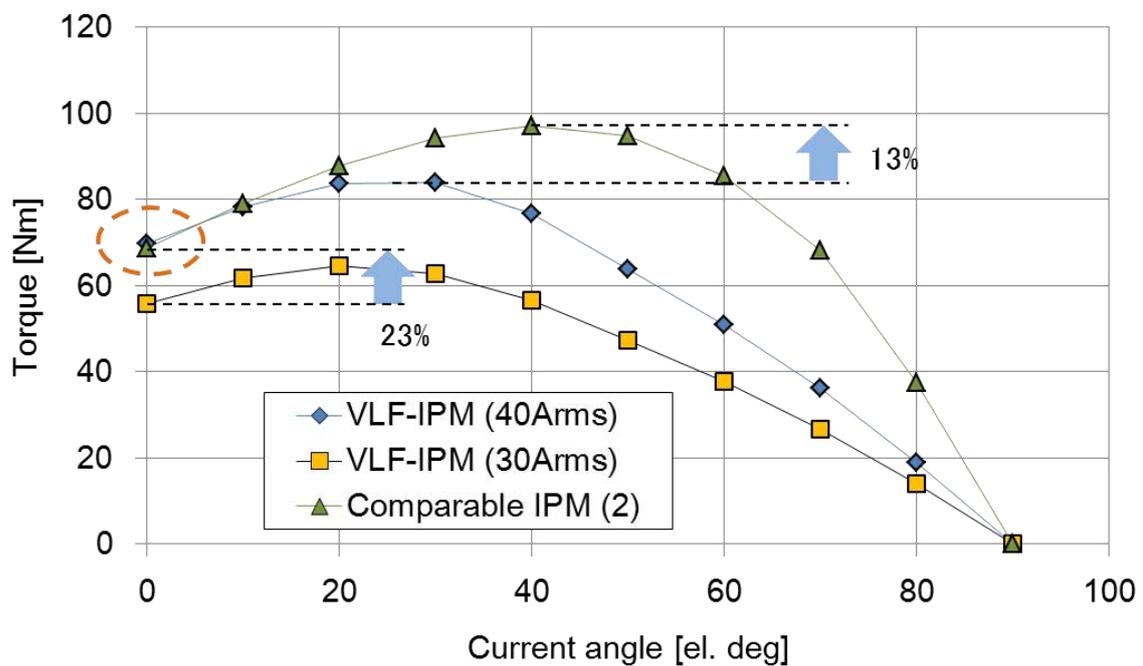


Figure 4-42. Relationship between current angle and torque characteristics

次に VLF-IPM と比較対象 IPM-(2) の速度・トルク特性および、出力特を比較した結果をそれぞれ Figure 4-43 および Figure 4-44 に示す。相電流 40 [A<sub>rms</sub>] で VLF-IPM を駆動した時の最大トルクは、比較対象 IPM-(2) のトルクに比べて、Figure 4-41 に示した様に電流進角時のリラクタンストルクの差により約 13[%] 程度小さくなっている。一方、誘起電圧が電源電圧に達する基底回転数は、比較対象 IPM-(2) の約 800 [min<sup>-1</sup>] に対して約 1.5 倍の 1200 [min<sup>-1</sup>] まで増加していることがわかる。

また Figure 4-44 の出力特性では、比較対象 IPM-(2) と VLF-IPM (相電流 30 [A<sub>rms</sub>]) とともに定出力特性が得られていることが確認でき、低回転域では比較対象 IPM-(2) の出力の方が大きいですが、1800 [min<sup>-1</sup>] を越える付近で VLF-IPM (相電流 30 [A<sub>rms</sub>]) の出力が上回る。これは、1800 [min<sup>-1</sup>] 以上の領域では VLF-IPM の電流密度が比較対象 IPM-(2) よりも常に低く、銅損低減が可能であることを示している。

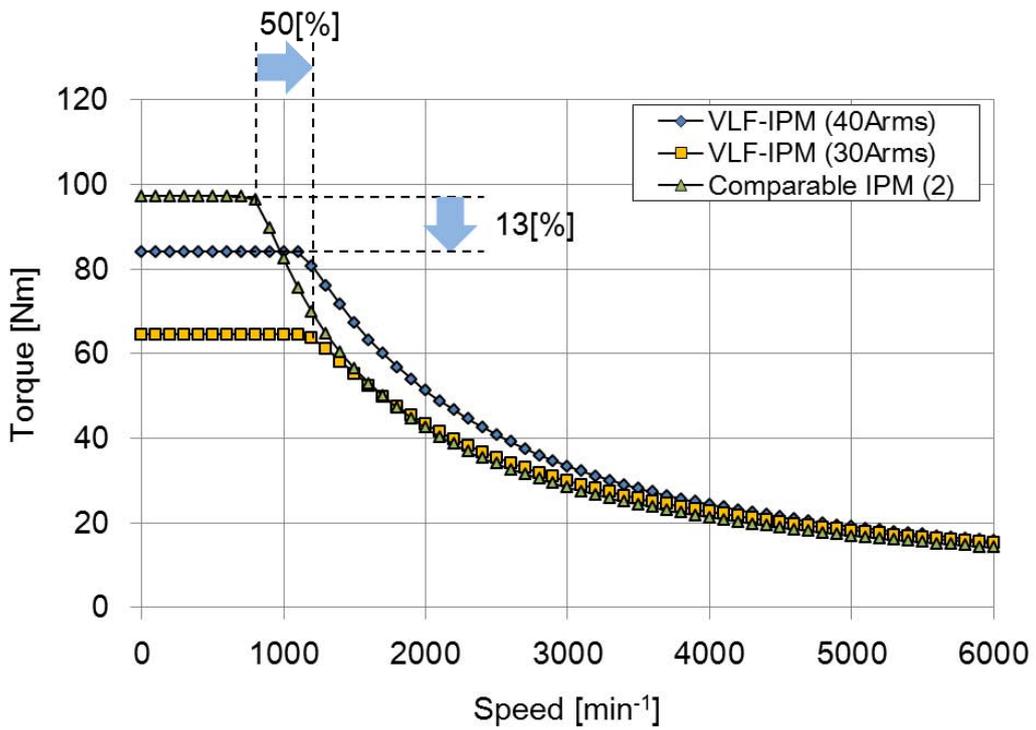


Figure 4-43. Comparison of torque-speed envelopes

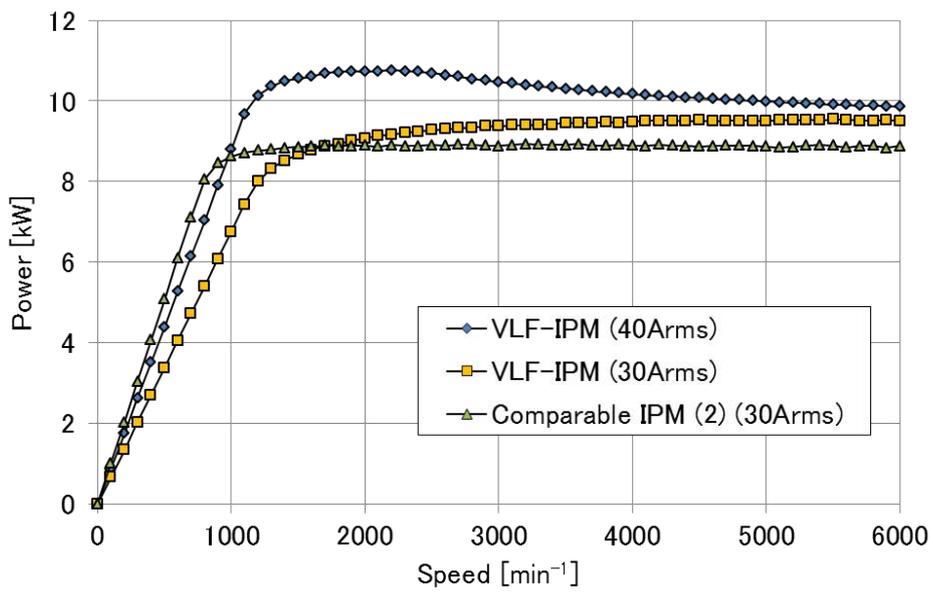


Figure 4-44. Comparison of power characteristics

これらの結果から、VLF-IPM は低突極比と漏れ磁束の電流進角特性の影響により、比較対象 IPM-(2) に対して最大トルクは約 13[%]程度劣るものの、漏れ磁束制御による可変特性の効果により、基底回転数の増大が可能となり、加えて 1800 [min<sup>-1</sup>] 以上の領域では、漏れ磁束特性による鉄損低減効果に加え、電流密度低減による銅損低減も期待できることが分かった。

Figure 4-42~44 の結果を踏まえて、原理検証機の FEA による解析結果を用いて、比較対象 IPM-(2) と VLF-IPM の効率特性について考察する。ここで効率特性の比較を行う目的は、車両駆動用モータとして VLF-IPM を適用した場合の電費向上効果を確認することであるから、速度・トルク特性を車載相当に補正する必要がある。ここでは原理検証機を直列に 3 つ直列にした状態を想定して、同一回転数におけるトルクを 3 倍換算して効率特性マップを作成する。

また前述のように VLF-IPM モータでは比較対象 IPM-(2)モータに対して、同一電流密度条件での最大トルクが約 13[%]程度小さいが、ここでは同一の速度・トルク特性を用いて電費評価を行うため、VLF-IPM の減速比を従来 IPM の減速比に対して大きく設定して、最大トルクが同等となる条件で動作点効率の比較を行う。VLF-IPM では Figure 4-41 で示したように、磁束バイパス構造により、従来 IPM に対して許容回転数が約 20[%]向上しており、駆動モータの出力軸から減速ギヤを介して駆動輪に接続されるような電動車両の構成を想定すれば、15[%]程度の減速ギヤ比の変更は許容範囲内であり、ギヤ比変更による高回転化についても十分許容できる。

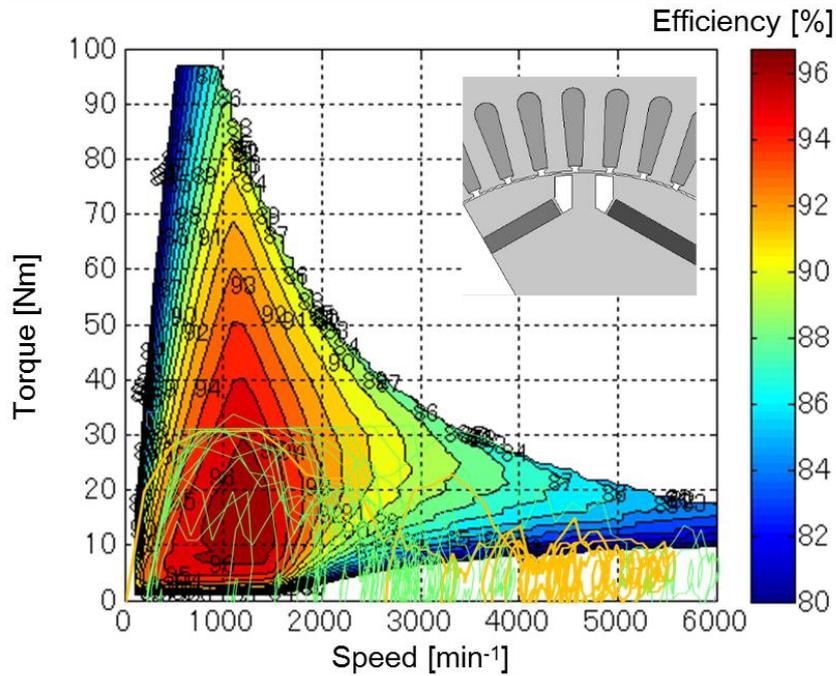
効率計算においては、JSOL Corporation の JMAG Designer Ver.13 の鉄損計算ツールを用いた。同ツールでは、磁場解析により求めた各有限要素の磁束密度と周波数の情報から、使用する電磁鋼板の鉄損特性データベース(磁束密度と周波数ごとに測定された値)と参照して鉄損値が算出される<sup>(125)</sup>。

JMAG では磁場解析の結果を用いて後処理にて鉄損を計算するアルゴリズムのため、解析により得られた機械出力(トルク×回転数)には鉄損による出力低下分が含まれていない。そこで本論文の効率評価では(4-16)式に示すように解析により得られた機械出力と後処理により求めた鉄損と電流値から算出した銅損の和を投入エネルギーと仮定し、機械出力を投入エネルギーで除した値を仮想的に効率として用いている。

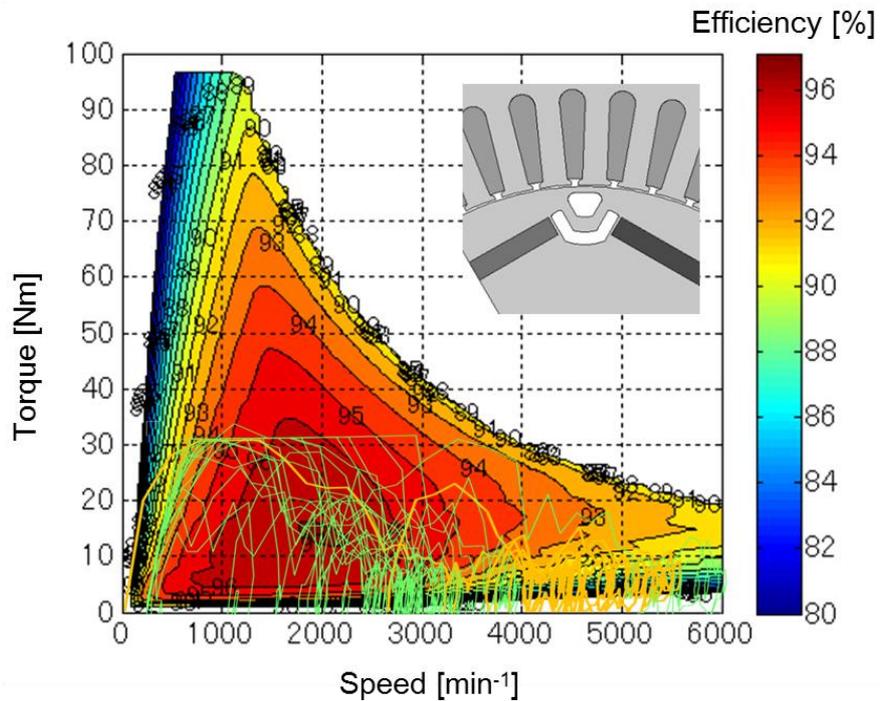
$$\text{効率 } \eta = \frac{\text{FEAトルク} \times \text{回転数}}{\text{FEAトルク} \times \text{回転数} + \text{FEA鉄損} + \text{銅損}} \dots\dots\dots (4-16)$$

Figure 4-45 (a)に比較対象 IPM-(2)モータの効率特性を、Figure 4-45(b)に VLF-IPM モータ(相電流 40 [A<sub>rms</sub>])の効率特性を示す。まず両者の最高効率点を比較すると、従来 IPM では 1000 [min<sup>-1</sup>], 15 [Nm] 付近で最高効率 96%を得ているのに対して、VLF-IPM では 2000 [min<sup>-1</sup>], 15 [Nm]付近で同じく 96%程度の効率を得ていることが分かる。ただし、最高効率の値に差はないものの高効率となる範囲は大きく異なっており、比較対象 IPM-(2)では基底回転数以上の領域では急激に効率の低下がみられる。一方の VLF-IPM では、高効率範囲が高速側に大きく拡大しており、低負荷高速域における鉄損と銅損の低減の効果によると考えられる。また Figure 4-45 上に記載している電費評価モードの一つである LA4 mode

の動作点軌跡と高効率領域を見ると、比較対象 IPM-(2)モータでは 2000 [min<sup>-1</sup>]以上の回転数領域では動作点効率が低いのに対して、VLF-IPM ではモード走行軌跡上の効率が大幅に向上していることが分かる。



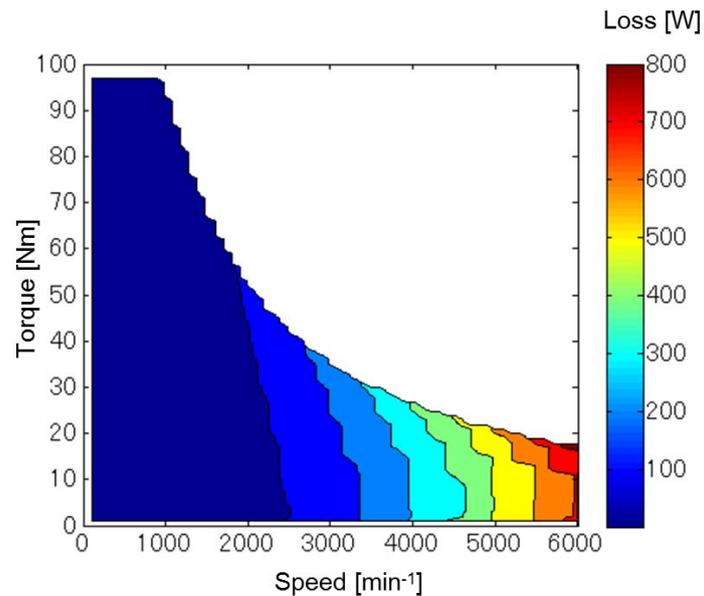
(a) Efficiency map of comparable IPM-(2)



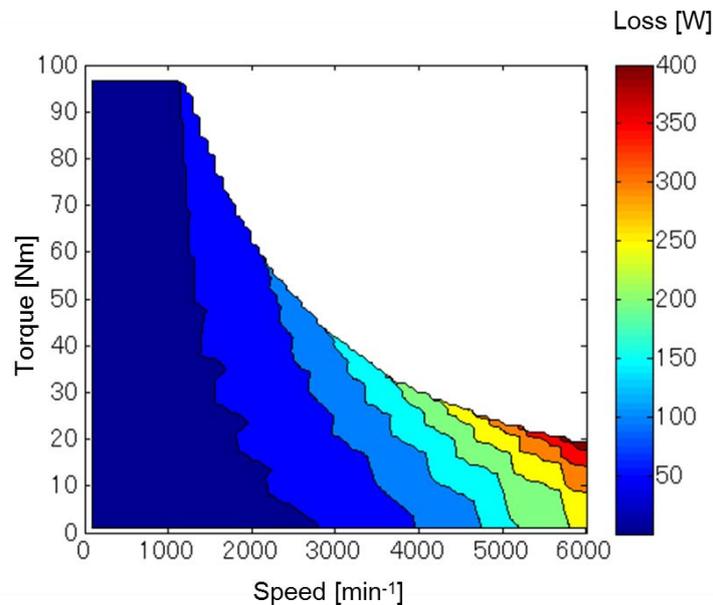
(b) Efficiency map of VLF-IPM

Figure 4-45. Comparison of efficiency maps

ここで比較対象 IPM-(2)モータと VLF-IPM モータの効率特性の違いについてもう少し詳しく分析する。まず Figure 4-46 にそれぞれの鉄損特性を示す。電磁鋼板内で生じる鉄損は、ヒステリシス損失が回転数に比例し、渦電流損が周波数の 2 乗に比例するため、結果からもほぼ回転数に依存していることが分かる。比較対象 IPM-(2)モータと VLF-IPM の傾向を比べると、VLF-IPM では同一回転数における鉄損が大幅に改善されており、加えて低負荷域における鉄損の改善もみられる。これは負荷が減少する低負荷域において磁石磁束鎖交数が減少し、ステータコア鉄損が減少した効果である。



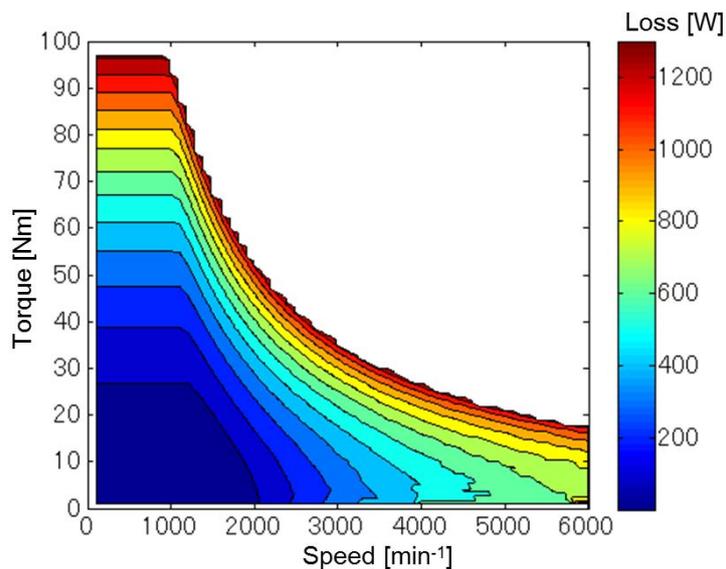
(a) Iron loss map of comparable IPM-(2)



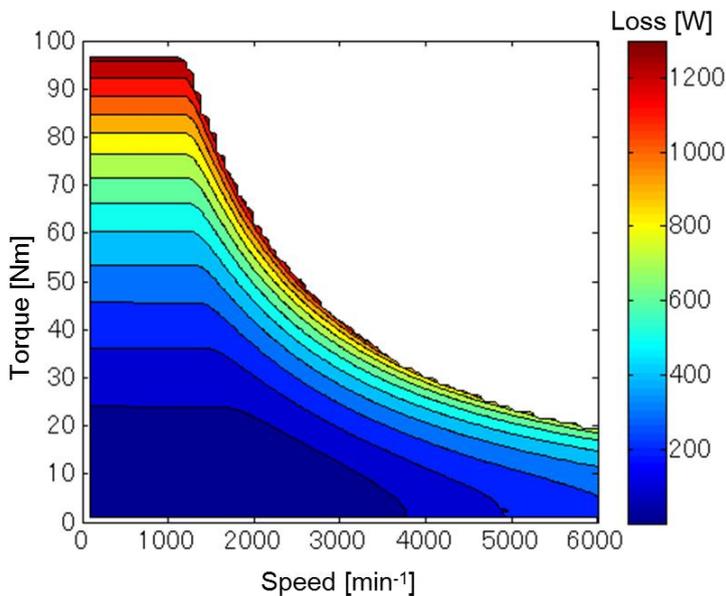
(b) Iron loss map of VLF-IPM

Figure 4-46. Comparison of iron loss maps

次に Figure 4-47 にそれぞれの銅損の計算結果を示す。VLF-IPM モータの基底回転数以下の領域では、突極比減少と電流進角時の漏れ磁束特性の影響により、電流あたりのトルクが約 13[%]小さいため、比較対象 IPM-(2)に対して同一トルクを得るための電流値が大きくなるため銅損が増加する。一方で、基底回転数以上の領域では、Figure 4-43 で説明したように、同一相電流条件ではコイル断面積が比較対象 IPM-(2)に対して大きく、電流密度が低い状態で同一のトルクが得られ、かつ漏れ磁束可変特性の効果により弱め界磁電流が小さくて良いので、低負荷高回転領域で銅損が大幅に低減される。



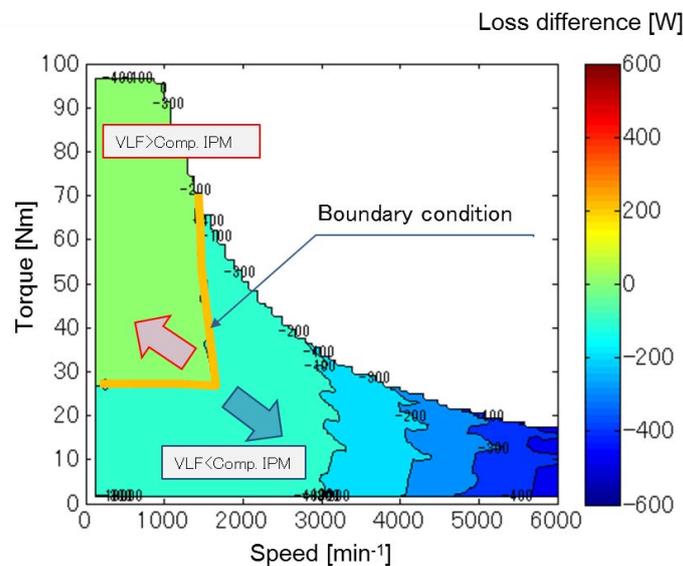
(a) Copper loss map of comparable IPM-(2)



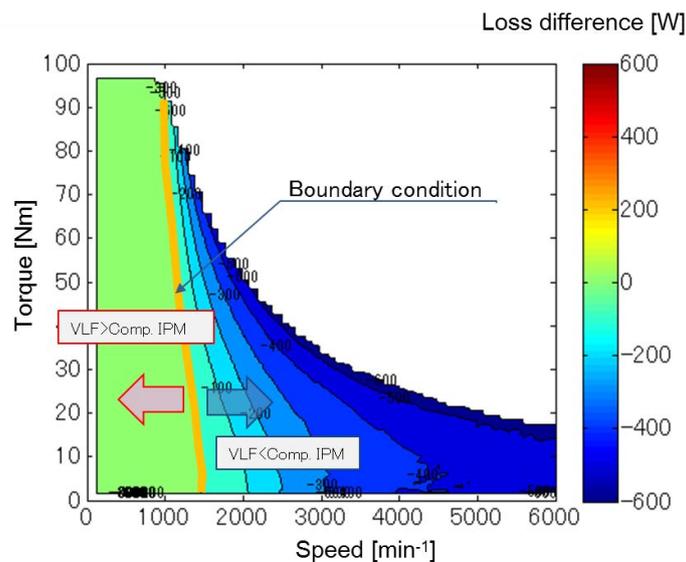
(b) Copper loss map of VLF-IPM

Figure 4-47. Comparison of copper loss maps

次に Figure 4-48(a)に比較対象 IPM-(2)モータと VLF-IPM モータの鉄損の差分マップを、Figure 4-48(b)に銅損の差分マップを示す。Figure 4-48(a)の鉄損差分マップを見ると、VLF-IPM の鉄損が比較対象 IPM-(2)モータの鉄損を下回る境界線が、トルクが約 30[Nm]以下で回転数が約 1500[ $\text{min}^{-1}$ ]付近であることが分かる。また Figure 4-48(b)の銅損差分マップを見ると、概ね基底回転数以上の領域で VLF-IPM の銅損が比較対象 IPM-(2)の銅損を下回っていることが確認できる。結果として、VLF-IPM モータでは基底回転数以下の高負荷領域では電流あたりの銅損が増加するために効率が低下するが、低負荷～中負荷領域や高速回転域においては鉄損銅損ともに漏れ磁束可変特性の効果によって効率が向上することが確認できた。



(a) Iron loss map (Subtract comparable IPM-(2) from VLF-IPM)



(b) Copper loss map (Subtract comparable IPM-(2) from VLF-IPM)

Figure 4-48. Loss difference map of VLF-IPM and comparable IPM-(2)

今回計算した比較対象 IPM-(2)モータと VLF-IPM モータの効率マップを用いて、モード走行時のエネルギー消費量を概算した結果の一例を Figure 4-49 に示す。走行モードは低～中負荷走行が主な LA4 city モードと、高速道路走行が主な High way モードを 0.55 : 0.45 の比率でミックスした Comb モードとした。モード走行時の消費エネルギー計算では、車両重量、転がり抵抗、空気抵抗や減速機を加味し、走行モードの各時刻におけるモータ動作点を計算し、同動作点における損失を積算して総損失を求めている。計算に用いた数値は、一般的な電気自動車の車両諸元を仮置きして算出している。Figure 4-49 から、VLF-IPM は LA4 comb モードの場合、従来 IPM に対して約 17[%]の消費エネルギーが低減されていることが分かる。また Figure 45～48 から明らかなように、VLF-IPM 化による消費エネルギー低減の効果は低～中負荷および、高速回転域で大きくなるので、高速走行比率の高い北米や欧州のモードではさらに改善効果が拡大する。

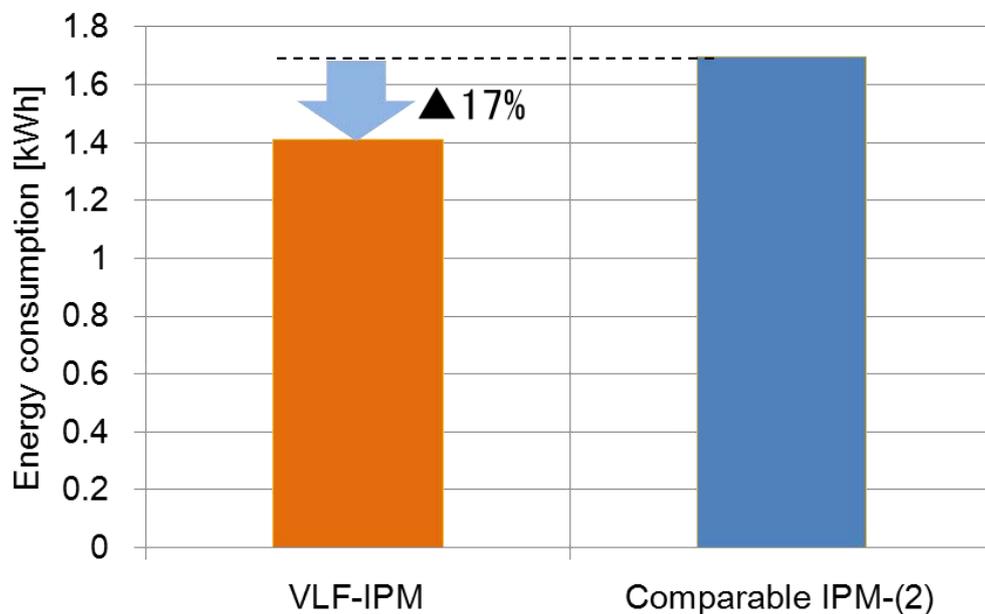


Figure 4-49. Comparison of energy loss on duty cycle driving (LA4 Comb mode)

## 4.5 原理検証実験および考察

4.3 と 4.4 節にておいて、設計・特性解析を行った VLF-IPM の原理検証機を実際に試作し、負荷電流による磁石磁束のステータ鎖交数可変特性の評価を行う。

### 4.5.1 実験装置の構成と仕様

評価装置の構成は Figure 4-50 に示すとおり、供試モータと負荷モータの間にトルク検出器を配置し、計測トルクと回転数から機械出力を算出、一方で供試モータの電流および電圧から投入電力を演算し、効率を求める。また実験装置の各諸元は Table 4-7~4-9 に示す通りである。

VLF-IPM では、3 章で述べた可変磁力モータのように磁石磁力そのものを制御するわけではない為、モータ制御の観点では通常の永久磁石同期モータと同様の電流ベクトル制御が適用できる(Figure 4-51)。

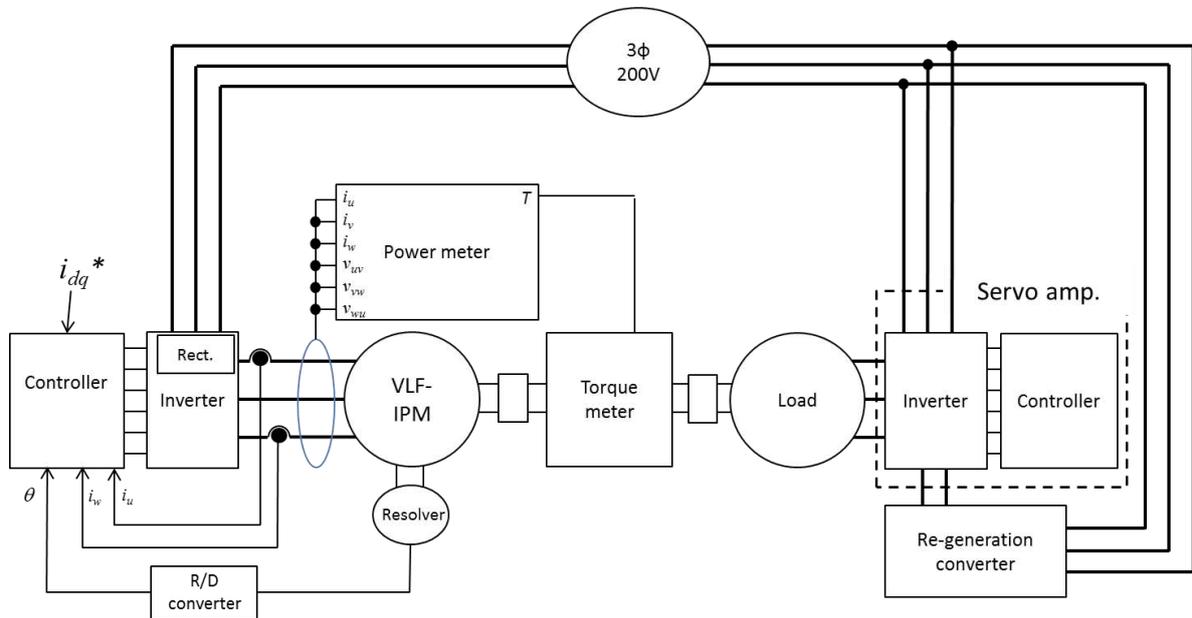


Figure 4-50. Schematic drawing of experimental setup for evaluating VLF-IPM

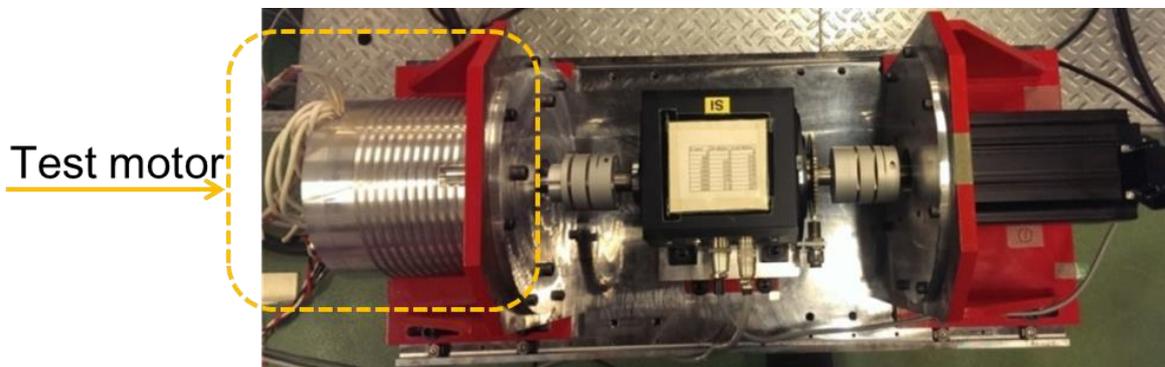


Figure 4-51. Picture of experimental setup

Table 4-7. Specifications of experimental setup

Name	Model Number	Manufacturer	Spec
Inverter Unit	MWINV-1522	MyWay	Rated power 23.8 [kVA] Rated current 62.5 [A] Rated voltage 200~230[V]
DSP board	MWPE3-C6713A	MyWay	Clock frequency 225 [MHz]
I/O board	MWPE-IFRX2	MyWay	digital out 3ch, digital in 2ch
Regenerative converter	FR-RC-15K	MyWay	Adaptation motor power 15[kW], 3 $\phi$ 200[V]
Resolver	BRX Singlsyn TS2225N 13E102	TAMAGAWA	—
Servo motor	HG-JR503K	MITSUBISHI	Rated Power 5[kW], 3 $\phi$ 200[V]
Servo amplifier	MR-J3-700A	MITSUBISHI	Rated power 7[kW], 3 $\phi$ 200[V]
Power analyzer	WT1600	YOKOGAWA	Max current 50[Arms] Max voltage 1000 [Vrms]
Torque transducer	SS-500	ONO SOKKI	Rated torque 50[Nm] Max Speed 6000[rpm]
Oscilloscope	TPS2024B	Tektronix	—

Table 4-8. Specifications of inverter

Terms	MWINV-1522
Rated capacity	23.8 [kVA]
Rated current	62.5 [A]
Rated voltage	200~230 [V]
Input voltage	3 $\phi$ , 200~230 [V]
Power module	PM150CVA060
CPU	DSP

Table 4-9. Specifications of power module

Terms	PM150CVA060
Collector-emitter voltage	600 [V]
Collector current	150 [A]
PWM frequency	20 [kHz]

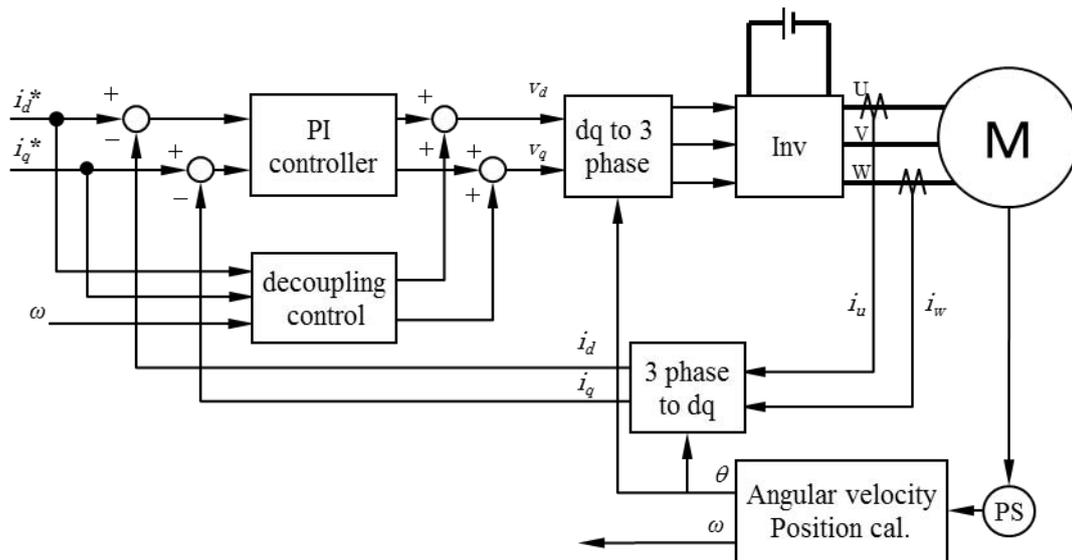


Figure 4-52. Control block diagram for VLF-IPM

#### 4.5.2 実験結果および考察

漏れ磁束制御型可変特性(VLF-IPM)モータの最大の特徴は、q軸電流の増減に伴って磁石磁束のステータ鎖交数が受動的に可変することである。この磁石磁束鎖交数は、4.3節で述べたようにq軸電流だけでなくd軸電流にも依存することが明らかになっているが、一方で、漏れ磁束の基本特性を把握するためにはq軸電流のみを印加したときの鎖交磁束特性を評価することが有用である。Figure 4-53は、原理検証機に0～20[A]のq軸電流を印加してq軸電流-トルク特性を実測した結果を示す。

VLF-IPMモータにq軸電流を印加すると、4.2.3節の理論解析で説明したようにロータコア内における漏れ磁束が生じている負荷領域では、q軸電流の増加に伴って徐々に漏れ量が減少して磁石磁束のステータ鎖交数が増加するため、概ねトルク定数が電流比例の特性を示し、結果として電流-トルク特性は2次関数的な挙動を示すことが想定される。今回試作した原理検証機では、低負荷領域では理論解析通り下に凸の2次関数的な挙動を示しており、q軸電流によりロータコア内の磁束短絡量が受動的に制御されていることが分かる。またq軸電流が20[A]付近に達すると、電流-トルク特性は一般的な永久磁石同期モータと同じく線形を示しており、ロータコア内における磁束短絡がq軸電流印加により抑制されたことが分かる。

q軸電流のみを印加した場合のトルクは、(4-6)式において $i_d=0$ とすれば極対数 $P$ と磁石磁束 $\Psi_a$ 、q軸電流 $i_q$ との積で表されるから、実測トルクを極対数 $P$ とq軸電流 $i_q$ で除すことで、 $i_q$ 電流に対する磁石磁束のステータ鎖交数 $\Psi_a$ が算出できる。Figure 4-54は実測トルクを用いてq軸電流に対する $\Psi_a$ を算出した結果を示しており、原理検証機が約20[%]の可変磁束特性を有することが明らかになった。

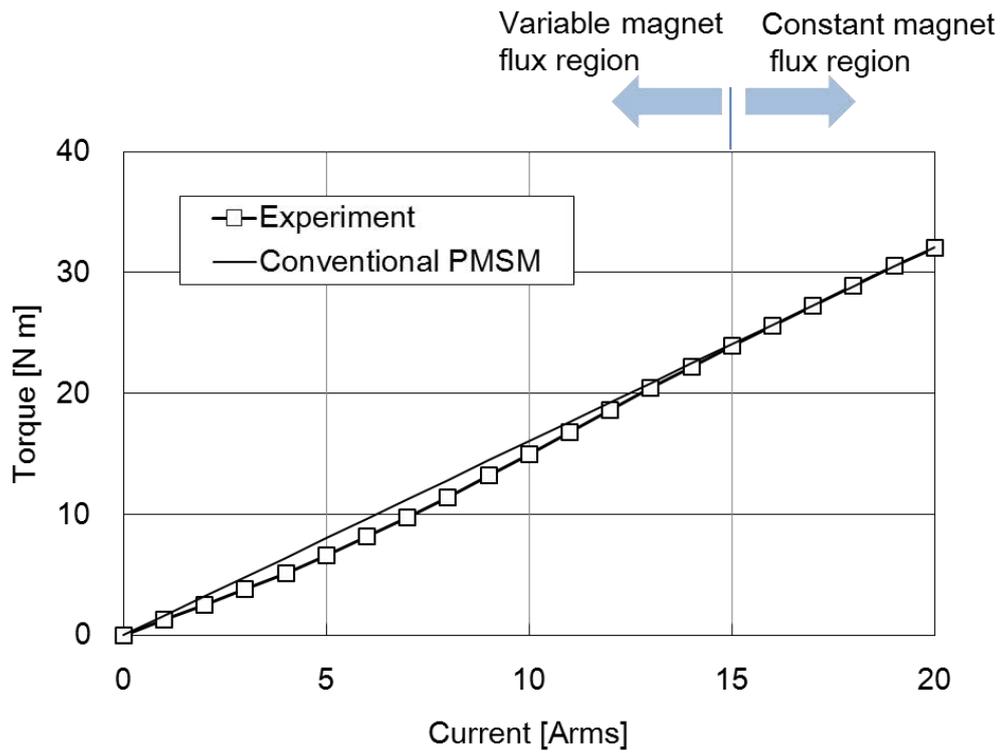


Figure 4-53. Relationship between q-axis current and torque (Measured)

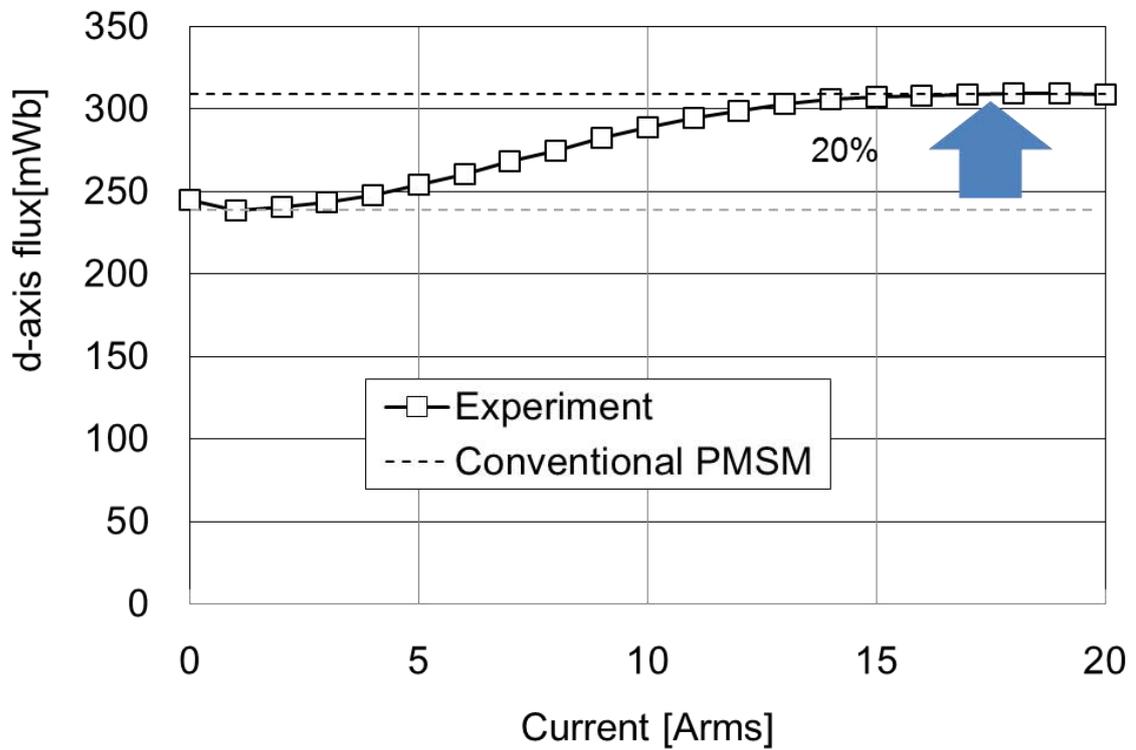


Figure 4-54. Relationship between q-axis current and d-axis flux (Calculated by measured torque)

## 4.6 結言

本章では、磁石磁束可変型モータの1案として、漏れ磁束制御型可変特性(VLF-IPM)モータを提案し、ロータコア内に設けた磁束バイパス路を適切に配置することで、電流負荷によって磁束短絡量を制御する VLF-IPM モータの基本原理を説明した。ロータコア内における磁束バイパス路を考慮した磁気等価回路を用いて電流負荷による可変特性を説明し、トルク定数が電流の関数として表現できることを理論的に示した。

次に VLF-IPM モータのトポロジー選定の考え方や、漏れ磁束特性の設計手法、アンペアターンの設計手法について提案し、磁石磁束鎖交数の可変レンジ拡大と最大鎖交磁束の増大を両立する原理検証機を、実験計画法を適用して設計・試作を行った。試作した原理検証機において、電流負荷に応じて磁石磁束のステータ鎖交数が変化することを FEA と実験により確認し、VLF-IPM モータの基本原理を実証した。また取得した VLF-IPM モータの効率特性を用いて、モード走行時の消費エネルギーを概算して従来型 IPM モータの消費エネルギーと比較を行い、約 17[%]の損失低減が可能であることを示した。

VLF-IPM モータは、ロータコア形状が通常の IPM モータと少し異なる以外は、同様の設計・製造が可能であり、従来同等の電流ベクトル制御の適用も可能であることから、可変速運転が求められる用途においては有効である。現時点では弱め界磁時の漏れ磁束特性により、従来 IPM に対してリラクタンストルクが目減りするという特徴があるため、今後は漏れ磁束特性が  $q$  軸電流に対して高感度で、かつ  $d$  軸電流に対してはロバストとなる磁気回路について研究を進めていくことが求められる。

以下は、本章で示した研究成果の一覧である。

- (1) 負荷電流によるロータコア内の漏れ磁束制御性の現象解明
- (2) 漏れ磁束制御型可変特性モータの成立要件の整理
- (3) 磁気等価回路を用いた磁束短絡現象の理論的解釈および数式の導出
- (4) 磁気回路トポロジーの検討および、VLF-IPM モータの設計手法の構築
- (5) VLF-IPM モータ原理検証機と従来型 IPM モータとの特性比較
- (6) 原理検証機による効率特性評価、モード走行時における消費エネルギーの比較・評価

## 第5章 まとめ

### 5.1 研究成果

車両駆動用モータとして、小型・高効率化の観点から広く用いられている永久磁石同期モータについて、本研究では、動作点平均効率の改善という視点で、従来は一定値として考えられていた永久磁石磁束のステータ鎖交数を可変することが可能な2つの形式の可変磁石磁束モータを提案し、これらのモータを電動車駆動に適用した場合にモード走行時の総消費エネルギーを抑制できることを、理論的、解析的、および実験的に明らかにした。

第2章では、これまで取り組まれてきた永久磁石同期モータの効率改善に対する取り組みについて、電機設計や材料開発、構造や工法に分類して解説した。また永久磁石同期モータと、誘導機やスイッチドリラクタンス機など他の形式のモータと対比することで、永久磁石同期モータが、車両駆動用モータとして小型・高効率化の観点から適していることを示すとともに、磁石磁束が一定であるがゆえに、低負荷域や高速域では損失が増大することを示した。この磁石磁束を動作点に応じて可変得ることができれば、小型・高効率な特性を保持したまま、動作点平均効率についてもさらなる改善が可能となることを、鉄損を考慮した等価回路解析を用いて明らかにした。

第3章では、磁石磁束可変モータの1例として、順突極磁気回路と低保磁力磁石を組合せた強め界磁型可変磁力モータ(VFI-IPM モータ)を提案し、理論解析やFEAを用いて磁力制御の基本原則を詳細に解説した。基本原則を検証するため原理検証機を設計・試作・評価を行い、VFI-IPM が低保磁力磁石を用いながらも、磁力の制御性と安定性を両立できることを示した。また、動作点変化に応じて磁力を最適に制御する手法を提案、適用することで、着減磁制御に要するエネルギー消費を考慮しても、モード走行時の総エネルギー損失を約30[%]低減できることを、電費シミュレーションにより明らかにした。

第4章では、磁石磁束可変モータのもう一つの方式として、磁石の着磁状態はそのままに、ロータコア内における磁石磁束の短絡現象を利用した、漏れ磁束制御型可変特性モータ(VLF-IPM モータ)を提案し、ロータコア内における磁路も考慮した磁気回路モデルを用いて、磁束短絡量が負荷電流に依存することを理論的に示し、挙動を再現する数式モデルを提案した。次に、漏れ磁束可変レンジの拡大と、最大鎖交磁束の増大という要件を両立する磁気回路形状について実験計画法を適用して検討した上で、比較対象のIPM モータと同等の定出力特性を持つためのアンペアターンの考え方について提案し、実際の原理検証機設計に適用した。設計・試作した原理検証機をFEA および実験評価を行い、提案したVLF-IPM モータが電流負荷による可変特性を有していることを明らかにした。またFEAにより求めた効率特性を用いてモード走行時の消費エネルギー評価を行い、VLF-IPM モータが、従来IPM モータに対して約17[%]の消費エネルギー低減効果があることを確認した。

第3章と第4章で論じた2つの方式の変特性モータの得失を Table 5-1 に示す。VFI-IPM モータでは磁石磁力を 0~100[%]まで制御可能であるため、電動車両の主駆動モータとして用いた場合の消費エネルギー抑制効果が高いことが特徴である。またパラレル HEV など高速巡航時にエンジンのみで駆動するシステムに適用すれば、磁石磁束による鉄損を 0 に制御できるため効果的である。ただし、磁石の着磁状態を制御する必要があり、かつ可変磁力モータに適した低保磁力磁石材料のさらなる性能向上が求められるため、電動車駆動用モータや、高付加価値が求められる産業用モータなどが用途として想定される。一方、VLF-IPM モータでは可変磁束レンジが狭く、電流負荷に依存した従属制御であるためにモード走行時のエネルギー消費量抑制効果は VFI-IPM と比べて小さいが、磁気回路設計が比較的容易であり、磁石材料も従来品が使用可能なため、電動車駆動用モータの他に、廉価な産業用アプリケーションなどへの適用も可能である。

本研究で得られた2つの異なる方式の変特性モータ技術は、電動車両駆動用モータにおけるエネルギー消費量の低減に大きく貢献するとともに、それらの研究過程で得られた様々な成果は自動用途のみならず、様々な活用が可能である。例えば磁石動作点解析手法は、希土類磁石使用量を低減する設計手法として様々なモータ開発に適用が可能であるし、各動作点における最適磁力の解析手法や考え方は、可変速運転が求められる自動車駆動用や航空機、産業用途など、本研究成果の幅広い用途への貢献が期待される。

Table 5-1. Comparison of VFI-IPM and VLF-IPM in terms of advantages and disadvantages

	Chapter 3		Chapter 4	
		VFI-IPM		VLF-IPM
Energy consumption reduction capability on duty cycle	◎	▲30 ~ 40%	○	▲10 ~ 20%
Purpose	○	<ul style="list-style-type: none"> <li>➢ Traction motor for EV</li> <li>➢ Traction motor and generator for HEV</li> <li>➢ Variable speed application for industries (High-end )</li> </ul>	◎	<ul style="list-style-type: none"> <li>➢ Traction motor for EV</li> <li>➢ Traction motor and generator for HEV</li> <li>➢ Variable speed application for industries (Low-end )</li> </ul>
Variable flux range	◎	Large	○	Medium
Controllability	◎	Active control	○	Passive control
Difficulty	△	Needs M.S. control method	◎	Conventional control method
Material development	△	Low coercive force magnet for mass production	◎	Conventional magnet

## 5.2 今後の課題

5.1 で述べた成果により，従来は固定値として考えられていた磁石磁束のステータ巻線鎖交数を可変することで，動作点平均効率を向上できる永久磁石同期モータとして，強め界磁型可変磁力モータ(VFI-IPM)と漏れ磁束制御型可変モータ(VLF-IPM)の基本原理と基本特性，その効果について原理検証機を用いて明らかにした．一方，これらのモータを実際の電動車駆動モータとして適用する場合には，以下に示す課題を解決することが求められるため，引き続き研究開発を進めていく．

### <VFI-IPM モータ>

- (1) 実車搭載サイズ機の試作・特性評価
- (2) トルク密度のさらなる向上
- (3) 残留磁束密度および保磁力の温度特性がモータ性能に与える影響の明確化
- (4) 磁力の過渡制御性の明確化
- (5) 可変磁力制御に適した高  $B_s$  電磁鋼板の開発と，高  $B_r$  でかつ非線形性の小さいマイナーループ特性を持つ低保磁力磁石の開発
- (6) 実車搭載時の動特性も含めた検証

### <VLF-IPM モータ>

- (1) 実車搭載サイズ機の試作・特性評価
- (2) d 軸電流に対して漏れ磁束ロバスト性を持つ磁気回路トポロジーの検討
- (3) VLF-IPM 化による振動・騒音特性の評価
- (4) 空間高調波を活用した漏れ磁束特性のさらなる向上

## 謝辞

本研究を進めるにあたり直接ご指導を賜りました芝浦工業大学 赤津観准教授に心から感謝し、厚く御礼を申し上げます。また学外より学位審査に加わっていただいた東洋大学 堺和人教授，学内より審査に加わっていただいた高見弘教授，藤田吾郎教授，伊藤和寿教授にも心より感謝し御礼申し上げます。

学位取得にあたり，研究活動や論文発表などに関して，格別の御理解と御配慮をいただきました日産自動車株式会社 総合研究所 EV システム研究所に心より感謝，御礼申し上げます。また研究遂行にあたり，昼夜問わず実験やシミュレーションにおいて多大な支援をいただきました芝浦工業大学 赤津研究室の簗輪昌直氏，土方大樹氏にも心より感謝し，御礼申し上げます。

最後に，これまでの研究生生活を暖かく見守り，支援してくれた妻 茜，長男 龍之介，次男 虎之介に深く感謝いたします。

## 参考文献

- (1) 気象庁 HP "世界の年平均気温偏差", [http://www.data.jma.go.jp/cpdinfo/temp/list/an\\_wld.html](http://www.data.jma.go.jp/cpdinfo/temp/list/an_wld.html)
- (2) 独立行政法人国立環境研究所 地球環境センター：「日本国温室効果ガスインベントリ報告書」, 2014年4月
- (3) Website of "IMF Primary commodity prices ",  
<http://www.imf.org/external/np/res/commod/index.aspx>
- (4) Takashi Kato, Ryoji Mizutani, Hiroyuki Matsumoto, Keiichi Yamamoto, "Advanced technologies of traction motor for automobile", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Asia (ECCE Asia), p147-152 (2013)
- (5) Website of "NISSAN MOTOR CORPORATION SUSTAINABILITY REPORT 2014",  
[http://www.nissan-global.com/JP/DOCUMENT/PDF/SR/2014/SR14\\_J\\_P014.pdf](http://www.nissan-global.com/JP/DOCUMENT/PDF/SR/2014/SR14_J_P014.pdf)
- (6) 石井孝幸, 加藤崇, 北島康彦, 百目鬼英雄, 戸張和明, 桜井貴夫：「産業・自動車・家電分野における PM モータ・ドライブの適用動向」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集 (2009)
- (7) K. Tamai, S. Ishikawa, T. Okubo, M. Abe, Y. Sato, "Development of high response motor and inverter system for the newly developed Electric Vehicle", Society Automotive Engineers of Japan, Proc. of annual Congress, Vol.53, pp.11 (2011).
- (8) Website of "Agency for Natural Resource and Energy",  
<http://www.enecho.meti.go.jp/topics/energy-in-japan/energy2010html/world/index.htm>
- (9) Japan Electric Vehicle Association, "Combined Power measurement of electric motors and controllers for electric vehicles", JEVS E701 (1994).
- (10) S. Abe, "TOYOTA's development strategies of Eco-friendly vehicle", Proc. of Design Engineering and Manufacturing Solutions Expo Osaka, 14<sup>th</sup> (2011).
- (11) R. Mizutani, "TOYOTA's approach to motor technologies for HEVs", Society Automotive Engineers of Japan, Proc. of symposium (2010).
- (12) 小坂・竹田・小宮山・岩野：「電動車における EV 走行による CO2 削減効果に関する検討」, 自動車技術会秋季学術講演会前刷集 (2008-10)
- (13) K. Sakai, T. Hattori, N. Takahashi, M. Arata, T. Tajima, "High efficiency and high performance motor for energy saving in systems ", IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 3, pp. 1413-1418 (2001).
- (14) NeoMag 社：「磁石の温度特性・物理特性代表値比較」,  
[http://www.neomag.jp/mag\\_navi/mames/mame\\_physics.php](http://www.neomag.jp/mag_navi/mames/mame_physics.php)
- (15) Yasuaki Aoyama, Koji Miyata, and Ken Ohashi, "Simulations and Experiments on Eddy Current in Nd-Fe-B Magnet", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, No. 10 (2005)
- (16) 千田邦浩, 浪川操, 早川康之：「自動車の電動化・高機能化に貢献する電磁鋼板—電動機・発電機

- 用および高周波リアクトル用の鉄心材料」, JFE 技報, No.4, pp. 58-63 (2004)
- (17) 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, 第 393 号, pp. 116-120 (2012)
- (18) 杉山雄太, 榎本祐治, 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 11 kW アキシアルギャップモータの高効率化」, 電気学会論文誌(産業応用部門誌) Vol. 134, No. 8, pp. 760-766 (2014)
- (19) A. Takasaki, M. Kamiya, T. Mizutani, H. Kaneiwa, M. Kato, A. Umeda, "Motor Stator for Small Hybrid Vehicle", Society Automotive Engineers of Japan, Proc. of annual Congress(Spring), Vol.58-12(2012).
- (20) Website of "REMY International, Inc.", <http://www.remyinc.com>.
- (21) モータ技術実用ハンドブック編集委員会: 「モータ技術実用ハンドブック」, 日刊工業新聞社 (2001)
- (22) 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫: 「埋込磁石同期モータの設計と制御」, 株式会社オーム社 (2003)
- (23) 社団法人電気学会: 「電気機器設計 (第二次改訂版)」, 株式会社オーム社 (1999)
- (24) R. Schiferl and T. A. Lipo, "Core Loss in Buried Magnet Permanent Magnet Synchronous Motors," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 4, pp. 279 – 284 (1989).
- (25) H. Domeki, Y. Ishihara, C. Kaido, Y. Kawase, S. Kitamura, T. Shimomura, N. Takahashi, T. Yamada, and K. Yamazaki, "Investigation of Benchmark Model for Estimating Iron Loss in Rotating Machine," IEEE Trans. on Magn., vol. 40, pp. 794 – 797 (2004).
- (26) K. Yamazaki and Y. Seto, "Iron Loss Analysis of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors - Variation of Main Loss Factors Due to Driving Condition," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 42, pp. 1045 – 1052 (2006).
- (27) M. Swamy, T. J. Kume, A. Maemura, and S. Morimoto: "Extended High Speed Operation via Electronic Winding Change Method for AC Motors," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.42, No.3 pp.742-752 (2006).
- (28) T. Kume, T. Iwakane, T. Sawa, T. Yoshida and I. Nagai, "A Wide Constant Power Range Vector-Controlled AC Motor Drive Using Winding Changeover Technique", IEEE Trans. on Ind. Application., Vol.27, No. 5, pp. 934-939 (2006).
- (29) 佐藤隆之, 新富 将克, 瀬尾 宣英, : 「デミオ EV の電子式巻線切り替えモータドライブの開発」, マツダ技報, No.30 (2012)
- (30) Y. Takatsuka, H. Hara, K. Yamada, A. Maemura, "A wide speed range high efficiency EV drive system using winding changeover technique and SiC devices", IEEJ IPEC-Hiroshima 2014 ECCE Asia, pp. 1898-1903 (2014)
- (31) H. Nakai, K. Hiramoto, Y. Otani, Y. Inaguma, "Novel field-weakening control method for an axial-flux permanent-magnet motor using an adjustable gap length", JIASC IEEJ, No. 3-64, pp. 337-342 (2007) (in Japanese).

- (32) Greg Heins, Mark Thiele, Dean Patterson, Nicholas Lambert, "Increase in Operating Range and Efficiency for Variable Gap Axial Flux Motors", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (2014)
- (33) 平本健二, 中井英雄, 山田英治, 水谷良治, 「ダイオード整流型磁石フリーモータの駆動モータへの適用」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集 (2014)
- (34) Constantin Stancu, Terence Ward, Khwaja Rahman, Robert Dawsey, Peter Savagian, ""Separately Excited Synchronous Motor with Rotary Transformer for Hybrid Vehicle Application"", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p 5844-5851 (2014)
- (35) Takashi Kato, Hiroki Hijikata, Masanao Minowa, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Design Methodology for Variable Leakage Flux IPM for Automobile Traction Drives", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), (2014)
- (36) 加藤 崇, 簗輪 昌直, 土方 大樹, 赤津 観 : 「可変洩れ磁束特性を利用した埋込磁石型同期モータの高効率化」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集(2014)
- (37) Masanao Minowa, Hiroki Hijikata, Takashi Kato, Kan Akatsu, "Variable Leakage Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Improving Efficiency on Duty Cycle", IEEEJ IPEC-Hiroshima 2014 ECCE Asia (2014)
- (38) D. Tanaka, "Rotor of embedded-magnet type synchronous motor," Japanese Patent 2010-273416 (2010)
- (39) S. Oga, T. Ishii, T. Nonaka, M. Ohto : "Manufacturing and testing the prototype of variable Magnetic Flux Motor", JIASC IEEEJ, No3-32, p.201-206 (2007) (in Japanese)
- (40) G. Zhou, T. Miyazaki, S. Kawamata, D. Kaneko, and N. Hino, "Development of variable magnetic flux motor suitable for electric vehicle," Proc. of Intl. of Power Electronics Conference (IPEC), pp. 2171-2174 (2010).
- (41) G. Zhou, T. Miyazaki, S. Kawamata, H. Kim, "Development of Electric Vehicle Driving Motor Using Variable Magnetic Flux Motor", National Convention Record of IEEEJ, No. 5-017, pp. 28-29 (2009) (in Japanese).
- (42) Y. Nakajima, "Dynamo-Electric Machine," Japanese Patent, 2011-205896 (2010).
- (43) I. Ozawa, T. Kosaka, N. Matsui, "Basic Design Studies on Less Rare-Earth Magnet and High Power Density Hybrid Excitation Motor", National Convention Record of IEEEJ, No. 5-012, pp. 19-20 (2009) (in Japanese).
- (44) M. Sridharbabu, T. Kosaka, and N. Matsui, "Design Reconsiderations of High Speed Permanent Magnet Hybrid Excitation Motor for Main Spindle Drive in Machine Tools Based on Experimental Results of Prototype Machine," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 47, No. 10, pp.4469-4472 (2011).
- (45) V. Ostovic, "Pole-Changing Permanent-Magnet Machines, "IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38, No. 6, pp. 1493-1499 (2002).

- (46) K. Sakai and N. Yuzawa, "Permanent Magnet Motor Capable of Pole Changing for High Efficiency," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.5064-5071 (2013).
- (47) V. Ostovic, "Memory motors: a new class of controllable flux PM machines for a true wide speed operation", IEEE Industry Applications Conference Record, Vol. 4, pp. 2577-2584 (2001).
- (48) V. Ostovic, "Memory motors," Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 9, pp. 52-61 (2003).
- (49) K. Yuuki, K. Sakai, and H. Mochikawa, "VARIABLE MAGNETIC FLUX DRIVE SYSTEM," U.S. Patent Application 12/678,929 (2008).
- (50) Jung Ho Lee; Jung Pyo Hong; , "Permanent Magnet Demagnetization Characteristic Analysis of a Variable Flux Memory Motor Using Coupled Preisach Modeling and FEM," IEEE Trans. on Magnetics , vol.44, no.6, pp.1550-1553 (2008)
- (51) K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, and K. Yasui, "Principle of the variable-magnetic-force memory motor," in Proc. of the Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS) Tokyo (2009).
- (52) H. Liu, H. Lin, S. Fang, and Z. Q. Zhu, "Permanent Magnet Demagnetization Physics of a Variable Flux Memory Motor," IEEE Trans. on Magn., vol. 45, pp. 4736 – 4739 (2009).
- (53) K. Sakai, D. Misu, K. Yuki, K. Yasui, Y. Hashiba, and N. Takahashi, "New Generation Motor for Energy Saving," in Proc. of the Int. Power Electronics Conf., Sapporo, pp. 1354 (2010).
- (54) H. Liu, H. Lin, Z. Q. Zhu, M. Huang, and P. Jin, "Permanent Magnet Remagnetizing Physics of a Variable Flux Memory Motor," IEEE Trans. on Magn., vol. 46, pp. 1679 – 1682 (2010).
- (55) C. Yu and K. T. Chau, "Design, Analysis, and Control of DC-Excited Memory Motors," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 26, pp. 479 – 489 (2011).
- (56) X. Zhu, L. Quan, D. Chen, M. Cheng, Z. Wang, and W. Li, "Design and Analysis of a New Flux Memory Doubly Salient Motor Capable of Online Flux Control," IEEE Trans. on Magn., vol. 47, pp. 3220 – 3223 (2011).
- (57) K. Sakai, H. Hashimoto, and S. Kuramochi, "Principle and basic characteristics of hybrid variable-magnetic-force motors," in Proc. of Power Electronics and Applications (EPE), (2011).
- (58) N. Limsuwan, T. Kato, K. Akatsu, and R. D. Lorenz, "Design and evaluation of a variable-flux flux-intensifying interior permanent magnet machine," in Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3670-3677 (2012).
- (59) T. Kato, N. Limsuwan, C. Yu, K. Akatsu, and R. D. Lorenz, "Rare earth reduction using a novel variable magnetomotive force, flux intensified IPM machine," in Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 4346-4353 (2012).
- (60) K. Yuuki, K. Sakai, and H. Mochikawa, "Variable-flux motor drive system," U.S. Patent 8,179,068, issued May 15, 2012.
- (61) K. Sakai and K. Yuuki, "Permanent-magnet-type rotating electrical machine and permanent magnet motor drive system," US Patent 8,269,390, 2012.
- (62) B. Gagas, T. Fukushige, N. Limsuwan, C-Y. Yu, K. Akatsu, R.D. Lorenz, "Suggested Design

- Space in a PMSM Parameter Plane for Variable Flux Machines”, in Proc. of IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp. 576-583 (2013).
- (63) T. Fukushige, N. Limsuwan, T. Kato, K. Akatsu, et al, “Efficiency Contours and Loss Minimization over a Driving Cycle of a Variable-Flux Flux-Intensifying Interior Permanent Magnet Machine”, Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Denver, pp. 591-597 (2013).
- (64) N. Limsuwan, T. Fukushige, K. Akatsu, R.D. Lorenz, "Design methodology for variable-flux, flux-intensifying interior permanent magnet machines for an electric-vehicle-class inverter rating," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.1547-1554 (2013).
- (65) C.Y. Yu, T. Fukushige, N. Limsuwan, T. Kato, D. Reigosa, R.D. Lorenz, "Variable flux machine torque estimation and pulsating torque mitigation during magnetization state manipulation," Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 852-859 (2013).
- (66) T. Kato, N. Limsuwan, C. Yu, K. Akatsu, R.D. Lorenz; "Rare Earth Reduction Using A Novel Variable Magnetomotive Force, Flux Intensified IPM Machine," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. PP, No. 99, pp. 1 (2013).
- (67) T. Kato, T. Fukushige, K. Akatsu, R. Lorenz. "Variable Characteristic Permanent Magnet Motor for Automobile Application", SAE Technical Paper 2014-01-1869 (2014).
- (68) 加藤崇：「強め界磁型可変磁力モータ」，日本能率協会テクノフロンティアモータ技術シンポジウム講演論文集（2014）
- (69) C.-Y. Yu, J. Tamura, and R. D. Lorenz, "Control method for calculating optimum DC bus voltage to improve drive system efficiency in variable DC bus drive systems," in Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2992-2999 (2012).
- (70) T. Kato, K. Akatsu, M. Arimitsu, M. Nakano, M. Tsukamoto, “A principle of the variable characteristic machine by the compound magnetomotive force”, JIASC IEEJ, No. 3-27, pp. 247-250 (2009) (in Japanese).
- (71) T. Kato, K. Akatsu, T. Shigeta, M. Nakano, M. Tsukamoto and M. Arimitsu, “Design Theory of a Variable Characteristic Motor Using Compound Magnetomotive Forces”, IEEJ Trans. on Ind. Application, Vol.131, No. 8 pp. 1049-1058 (2011).
- (72) T. Shigeta, K. Akatsu and T. Kato, “The Interior PM Application and Dual Winding Method of Compound Magnet Motive Force Motor”, in Proc. of 2011 IEEE, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) (2011).
- (73) M. Nakano, Y. Minagawa, M. Arimitsu, “New Concept Motor with Multiple Rotors Driven By Compound Multiphase AC”, International Power Electronics Conference, IPEC-Tokyo, S-30-3 (2000).
- (74) M. Okawa, “Permanent Magnet Machine”, Tokyo: Sogo Denshi Publishing, pp 184-196, (1975) (in Japanese).
- (75) C. W. Cheng, H. C. Man, and F. T. Cheng, "Magnetic and corrosion characteristics of Nd-Fe-B

- magnet with various surface coatings," *Magnetics, IEEE Trans. on*, vol. 33, pp. 3910-3912, (1997).
- (76) D.D. Reigosa, P. Garcia, F. Briz, D. Raca, R.D. Lorenz, "Modeling and Adaptive Decoupling of High-Frequency Resistance and Temperature Effects in Carrier-Based Sensorless Control of PM Synchronous Machines", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 46, no. 1, pp. 139-149 (2010).
- (77) D. D. Reigosa, F. Briz, P. Garcia, J. M. Guerrero, and M. W. Degner, "Magnet Temperature Estimation in Surface PM Machines Using High-Frequency Signal Injection," *Industry Applications, IEEE Trans. on*, vol. 46, pp. 1468-1475 (2010).
- (78) K. SeHwan, C. Chan-Hee, and S. Jul-Ki, "Voltage disturbance state-filter design for precise torque-controlled interior permanent magnet synchronous motors," in *Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2445-2451 (2011).
- (79) Y. Anno and S.-K. Sul, "Design of Flux Observer Robust to Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Flux Variation," *Industry Applications, IEEE Trans. on*, vol. 45, pp. 1670-1677 (2009).
- (80) S. Rajagopalan, W. Roux, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Dynamic Eccentricity and Demagnetized Rotor Magnet Detection in Trapezoidal Flux (Brushless DC) Motors Operating Under Different Load Conditions," *Power Electronics, IEEE Trans. on*, vol. 22, pp. 2061-2069 (2007).
- (81) J. Urresty, J. R. Riba Ruiz, M. Delgado, and L. Romeral, "Detection of Demagnetization Faults in Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors by Means of the Zero-Sequence Voltage Component," *Energy Conversion, IEEE Trans. on*, vol. 27, pp. 42-51 (2012).
- (82) H. Jongman, H. Doosoo, L. Sang-Bin, Y. Ji-Yoon, and L. Kwang-Woon, "Automated Monitoring of Magnet Quality for Permanent-Magnet Synchronous Motors at Standstill," *Industry Applications, IEEE Trans. on*, vol. 46, pp. 1397-1405 (2010).
- (83) H. Jongman, P. Sanguk, H. Doosoo, K. Tae-june, L. Sang Bin, C. Kral, and A. Haumer, "Detection and Classification of Rotor Demagnetization and Eccentricity Faults for PM Synchronous Motors," *Industry Applications, IEEE Trans. on*, vol. 48, pp. 923-932 (2012).
- (84) F. Briz, A. Diez, and M. W. Degner, "Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented AC drives," *Industry Applications, IEEE Trans. on*, vol. 36, pp. 1360-1368 (2000).
- (85) T. Fukushige, D. Tanaka, and Y. Shibukawa, "Influence of the Coil Pitch and the Slot/Pole Number Combination upon the Performance of Permanent Magnet Motors," in *Proc. of the SAE World Congress & Exhibition*, pp. 177-186 (2012).
- (86) H. Kim and R. D. Lorenz, "Carrier Signal Injection based Sensorless Control Methods for IPM Synchronous Machine Drives," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 126, No. 7 (2006).
- (87) D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz and R. D. Lorenz, "A Comparative Analysis of Pulsating

- vs. Rotating Vector Carrier Signal Injection-Based Sensorless Control,” IEEE ECCE (2008)
- (88) S. Wu, D. D. Reigosa, Y. Shibukawa, M. A. Leetmaa, R. D. Lorenz and Y. Li, “Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Design for Improving Self-Sensing Performance at Very Low Speed,” ICEMS (2008).
- (89) D. Reigosa, K. Akatsu, N. Limsuwan, Y. Shibukawa and R. D. Lorenz, “Self-Sensing Comparison of Fractional Slot Pitch Winding vs. Distributed Winding for FW- and FI-IPMSMs Base On Carrier Signal Injection at Very Low Speed,” IEEE-ECCE, pp. 3806-3813 (2009).
- (90) D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz and R. D. Lorenz, “Carrier Signal Selection for Sensorless Control of PM Synchronous Machines at Very Low and Zero Speeds,” IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol. 46-1, pp. 167-178 (2010).
- (91) P. Guglielmi, M. Pastorelli and A. Vagati, “Cross Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Zero-Speed Sensorless Control,” IEEE-IAS (2005).
- (92) P. Guglielmi, M. Pastorelli and A. Vagati, “Impact of Cross-Saturation in Sensorless Control of Transverse-Laminated Synchronous Reluctance Motors,” IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 53, No. 2 (2006).
- (93) P. Guglielmi, M. Pastorelli and A. Vagati, “Cross-Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Sensorless Control,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 42, No. 6 (2006).
- (94) F. Briz, M. W. Degner, A. Diez and R. D. Lorenz, “Measuring, Modeling and Decoupling of Saturation-Induced Saliencies in Carrier-Signal Injection-Based Sensorless AC Drives,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 37, No. 5 (2001).
- (95) D. Reigosa, P. Garcia, D. Raca, F. Briz and R. D. Lorenz, “Measurement and Adaptive Decoupling of Cross-Saturation Effects and Secondary Saliencies in Sensorless-Controlled IPM Synchronous Machines,” IEEE-IAS Ann. Meet., pp. 2399-2406 (2007).
- (96) P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, D. Raca and R. D. Lorenz, “Automatic Self-Commissioning for Secondary Saliencies Decoupling in Sensorless-Controlled AC Machines Using Structured Neural Networks,” IEEE-ISIE’07 (2007).
- (97) N. Bianchi and S. Bolognani, “Influence of Rotor Geometry of an IPM Motor on Sensorless Control Feasibility,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 43, No. 1 (2007).
- (98) A. S. Budden, R. Wrobel, D. Holliday, P. H. Mellor, A. Dinu, P. Sangha and M. Holme, “Impact of Rotor Design on Sensorless Position Estimation,” IEEE Ind. Electronics, IECON 32nd Annual Conference, pp. 787-792 (2006).
- (99) Y. Jeong, R. D. Lorenz, T. M. Jahns, and S. Sul, “Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods,” in Proc. of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, vol. 2, pp. 1218-1223 (2003).

- (100) H. Kim, K.-K. Huh, R. D. Lorenz, and T. M. Jahns, "A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 40, no. 5, pp. 1369–1378 (2004).
- (101) N. Bianchi, E. Fornasiero, and S. Bolognani, "Effect of stator and rotor saturation on sensorless rotor position detection," in *Proc. of 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, No. 2, pp. 1528–1535 (2011).
- (102) D. Reigosa, P. Garcia, D. Raca, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Measurement and adaptive decoupling of cross-saturation effects and secondary saliencies in sensorless controlled IPM synchronous machines," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 44, No. 6 (2008).
- (103) T. Frenzke, "Impacts of cross-saturation on sensorless control of surface permanent magnet synchronous motors," in *Proc. of Power Electronics and Applications, European Conference on*, pp. 1–10 (2005).
- (104) P. Guglielmi, M. Pastorelli, and A. Vagati, "Cross-saturation effects in IPM motors and related impact on zero-speed sensorless control," in *Proc of IAS Annual Meeting*, vol. 42, No. 6, pp. 2546–2552 (2005).
- (105) L. Alberti, N. Bianchi, and S. Bolognani, "Investigation on the self-sensing capability of a fractional-slot inset PM motor," in *Proc. of IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*, No. 1, pp. 1–6 (2013).
- (106) L. Jae Suk, C. Chan-Hee, S. Jul-Ki, and R. D. Lorenz, "Deadbeat-Direct Torque and Flux Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines With Discrete Time Stator Current and Stator Flux Linkage Observer," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1749-1758 (2011).
- (107) W. Xu and R. D. Lorenz, "Reduced Parameter Sensitivity Stator Flux Linkage Observer in Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for IPMSMs," in *Proc. of Int'l Electric Machines and Drives Conf (IEMDC)* (2013).
- (108) K. Akatsu, M. Arimitsu, and S. Wakui, "Design and Control of a Field Intensified Interior Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEJ Trans. on Ind. Appl.*, vol. 126, pp. 827-834 (2006).
- (109) N. Limsuwan, Y. Shibukawa, D. D. Reigosa, and R. D. Lorenz, "Novel Design of Flux-Intensifying Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Suitable for Self-Sensing Control at Very Low Speed and Power Conversion," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 47, pp. 2004-2012 (2011).
- (110) N. Limsuwan, T. Kato, and R. D. Lorenz, "Concurrent Design of Interior-Permanent-Magnet Machines for Self-Sensing and Power Conversion," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 48, pp. 2157 – 2164 (2012).
- (111) Wu Shanshan, D. Reigosa, Y. Shibukawa, M. Leetmaa, R.D. Lorenz, Li Yongdong, "Interior

- Permanent-Magnet Synchronous Motor Design for Improving Self-Sensing Performance at Very Low Speed", *Industry Applications, IEEE Transactions*, Vol.45, Issue 6, pp. 1939-1946 (2009).
- (112) N. Limsuwan, T. Kato, Yu Chen-Yen, J. Tamura, D. Reigosa, K. Akatsu, R. D. Lorenz, "Secondary Resistive Losses with High-frequency Injection-based Self-sensing in IPM Machines", *Proc. of IEEE ECCE2011 Conf.* pp. 622-629 (2011).
- (113) K. Yoshimoto, Y. Kitajima, M. Tsukamoto, "Harmonic Current Control for IPMSM", *National Convention Record of IEEJ*, No. 4-146 (2003) (in Japanese).
- (114) A.M. El-Refaei: "Fault-tolerant permanent magnet machines: a review", *IET Electrical Power Applicat.*, Vol. 5, Iss. 1, pp. 59-74 (2011).
- (115) Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 95, No.4, pp. 746-765 (2007).
- (116) D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe: "Permanent-Magnet Brushless Machines With Unequal Tooth Widths and Similar Slot and Pole Numbers", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 41, No. 2, pp. 584-590 (2005).
- (117) A. M. El-Refaei, T. M. Jahns and D. W. Novotny, "Analysis of Surface Permanent Magnet Machines With Fractional-Slot Concentrated Winding", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 21, Issue:1, pp. 34-43 (2006).
- (118) J.F. Calvert, "Amplitudes of Magnetomotive-Force Harmonics for Fractional-Slot Windings of Three-Phase Machines", *IOWA Engineering experiment station* (1939).
- (119) P. Salminen, "Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motors For Low Speed Applications", *Thesis for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta University of Technology* (2004).
- (120) W. L. Soong and T. J. E. Miller, "Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 141, No. 6 (1994).
- (121) S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka and K. Taniguchi, "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 5 (1990).
- (122) N. Bianchi, "Performance Analysis of an IPM Motor with Segmented Rotor for Flux-Weakening Application," *9th Int. Conf. Electrical Machines and Drives*, Conf. Publication No. 468 (1999).
- (123) N. Bianchi, S. Bolognani and B. J. Chalmers, "Salient-Rotor PM Synchronous Motors for an Extended Flux-Weakening Operation Range," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 4 (2000).
- (124) A.K. Adnanes, T.M. Undeland, "Optimum torque performance in PMSM drives above rated speed," *Proc. of the IEEE Industry Applications Annual Meeting*, pp.169-175 vol.1 (1991).
- (125) R.H. Moncada, J.A. Tapia, T.M. Jahns, "Inverse-saliency PM motor performance under vector control operation," *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*

(ECCE), pp. 2368-2373, 20-24 (2009).

(126) T. A. Lipo and M. Aydin; "Field Weakening of Permanent Magnet Machines - Design Approaches," IEEE Power Electronics and Motion Control Conf., EPE-PEMC (2004).

(127) JSOL Corporation website, <https://www.jmag-international.com/jp/>

## 発表論文

### 原著学術論文

- (1) **Takashi Kato**, Takashi Fukushige, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Variable Characteristic Permanent Magnet Motor for Automobile Application", SAE International, 2014-01-1869(2014)  
\*国際会議<sup>(2)</sup>で発表した内容
- (2) **Takashi Kato**, Natee Limsuwan, Chen-Yen Yu, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Rare Earth Reduction Using A Novel Variable Magnetomotive Force, Flux Intensified IPM Machine", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 5, p1748 – 1756(2014)  
\*国際会議<sup>(4)</sup>で発表した内容

### 国際会議論文

- (1) **Takashi Kato**, Hiroki Hijikata, Masanao Minowa, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Design Methodology for Variable Leakage Flux IPM for Automobile Traction Drives", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),(2014)
- (2) **Takashi Kato**, Takashi Fukushige, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Variable Characteristic Permanent Magnet Motor for Automobile Application", SAE World Congress(2014)
- (3) **Takashi Kato**, Ryoji Mizutani, Hiroyuki Matsumoto, Keiichi Yamamoto, "Advanced technologies of traction motor for automobile", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Asia (ECCE Asia), p 147 – 152 (2013)
- (4) **Takashi Kato**, Natee Limsuwan, Chen-Yen Yu, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Rare earth reduction using a novel variable magnetomotive force, flux intensified IPM machine", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p 4346 – 4353 (2012)

### 国内学会論文

- (1) **加藤崇**, 箕輪昌直, 土方大樹, 赤津観: 「可変漏れ磁束特性を利用した埋込磁石型同期モータの高効率化」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集(2014)
- (2) **加藤崇**: 「強め界磁型可変磁力モータ」, 日本能率協会テクノフロンティアモータ技術シンポジウム講演論文集(2014)

### 参考論文

- (1) **Takashi Kato**, Hiroki Hijikata, Masanao Minowa, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Design Methodology for Variable Leakage Flux IPM for Automobile Traction Drives", IEEE IAS

Transaction (Under review process)

- (2) Chen-Yen Yu, Takashi Fukushige, **Takashi Kato**, Apoorva Athavale, Brent Gagas, Kan Akatsu, David Reigosa, Robert D Lorenz, "Zero/Low Speed Magnet Magnetization State Estimation using High Frequency Injection for a Fractional Slot Variable Flux-Intensifying Interior Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),(2014)
- (3) Brent Gagas, Takashi Fukushige, Takashi Kato, Robert D Lorenz, "Operating within Dynamic Voltage Limits during Magnetization State Increases in Variable Flux PM Synchronous Machines", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),(2014)
- (4) Apoorva Athavale, Takashi Fukushige, **Takashi Kato**, Chen-Yen Yu, Robert D Lorenz, "Variable Leakage Flux (VLF) IPMSMs for Reduced Losses over a Driving Cycle while Maintaining the FEAsibility of High Frequency Injection-Based Rotor Position Self-Sensing", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),(2014)
- (5) 福重 孝志, 加藤 崇, 赤津観, Robert D Loren : 「電動車両における可変磁力モータの検討」 , 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集(2014)
- (6) Masanao Minowa, Hiroki Hijikata, **Takashi Kato**, Kan Akatsu, "Variable Leakage Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Improving Efficiency on Duty Cycle", IEEEJ IPEC-Hiroshima 2014 ECCE Asia(2014)
- (7) Natee limsuwan, **Takashi Kato**, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Design and Evaluation of a Variable-Flux Flux-Intensifying Interior Permanent-Magnet Machine", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 2, p 1015 - 1024 (2014)
- (8) Chen-Yen Yu, Takashi Fukushige, **Takashi Kato**, Natee Limsuwan, David Reigosa, Robert D Lorenz, "Variable flux machine torque estimation and pulsating torque mitigation during magnetization state manipulation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 5, p 3414 - 3422 (2014)
- (9) Takashi Fukushige, Natee Limsuwan, **Takashi Kato**, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Efficiency contours and loss minimization over a driving cycle of a variable-flux flux-intensifying interior permanent magnet machine", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p 591-597 (2013)
- (10) Chen-Yen Yu, Takashi Fukushige, **Takashi Kato**, Natee Limsuwan, David Reigosa, Robert D Lorenz, "Variable flux machine torque estimation and pulsating torque mitigation during magnetization state manipulation", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p 852-859 (2013)
- (11) Natee Limsuwan, Chen-Yen Yu, Jun Tamaura, **Takashi Kato**, David Reigosa, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Secondary resistive losses with high-frequency injection-based self-sensing in IPM machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 4, p 1499 - 1507 (2013)

- (12) Hiroki Hijikata, Tomoaki Shigeta, **Takashi Kato**, Kan Akatsu, “Experimental Verification on Dual Winding Method for Compound Magnet Motive Forces Motor”, IEEE Power and Energy (PECon), p 904-909 (2012)
- (13) Natee limsuwan, **Takashi Kato**, Kan Akatsu, Robert D Lorenz, "Design and Evaluation of a Variable-Flux Flux-Intensifying Interior Permanent-Magnet Machine", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p 3670-3677 (2012)
- (14) Natee Limsuwan, **Takashi Kato**, Robert D Lorenz, “Concurrent Design of Interior-Permanent-Magnet Machines for Self-Sensing and Power Conversion”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 48, No. 6, p 2157 - 2164 (2012)