

設計と制御によるスイッチトリラクタンスモータの
モータ効率改善に関する研究

2014年11月21日
工学研究科 物質生産システム工学専攻
中沢 吉博

設計と制御によるスイッチトリラクタンスモータの
モータ効率改善に関する研究

物質生産システム工学専攻

中沢 吉博

要旨

近年、次世代の省エネ、省資源モータとしてスイッチトリラクタンスモータ (SRM: Switched Reluctance Motor) の実用化が期待されている。従来の SRM は永久磁石型同期モータと比較して効率で劣っていたが、モータ形状と励磁タイミングの最適化により、永久磁石型同期モータと同等のモータ効率を得られることが明らかにされている。しかし、コア形状を最適化するための設計は、有限要素法による磁場解析及び過渡シミュレーションを繰り返すことにより行われるため、多大な計算時間を要する。また、制御に関しては、最高モータ効率を達成する励磁タイミングとモータパラメータの関係は明らかにされておらず、現在のところ励磁タイミングは試行錯誤的に決定されている。

そこでモータ効率改善を目的としてコア形状を設計した。磁場解析による詳細な設計を始める前に、インダクタンス曲線のモータ効率への影響を過渡シミュレーションにより検討し、その結果に基づきコア形状の設計指針を立てる設計方法を提案した。また、制御によるモータ効率改善のため、磁気エネルギーによるトルク発生原理に基づいて、発生トルクがインダクタンスの空間変化率と電流に比例することに着目した励磁区間可変シングルパルス制御法を提案した。

本論文は 5 つの章から構成されている。第 1 章では、本研究の背景と関連する先行研究を引用しながら、本研究を行う必要性および研究の目的を述べている。

第 2 章では、SR モータのトルク発生原理を示し、磁気特性の線形・非線形により発生トルクが異なることを述べている。

第 3 章では、定格出力 3.5kW の SR モータのコア形状の基本設計を行い、モータ効率を向上させるための設計指針をまとめる。その設計指針に従い、磁場解析によるコア極数・形状の詳細な設計を実施し、高効率 SR モータのコア形状を決定する。決定したコア形状に基づき高効率 SR モータを試作し、実機試験においてモータ効率が 5% 向上することを確認する。

第 4 章では、通電角指令値により励磁領域を変化させる 3 つの励磁モードを提案する。それぞれの励磁タイミングはモータの設計パラメータから計算される。そして、定格出力 180W の SR モータに対するシミュレーションおよび実機試験において、マップ上で効率、銅損、鉄損を励磁区間固定の 120° 通電電圧 PWM 制御法 (従来法) と比較することにより、その有効性を確認する。提案法は従来法よりも運転領域を拡大し、低中速域の高負荷トルク域で高いモータ効率を与えることを示す。また提案法により、動作点 0.8N·m、1500min⁻¹において、最大 13.2% のモータ効率向上が得られることを示す。

第 5 章では、本論文で得られた主要な結果を要約し、今後の研究課題について述べている。

キーワード: スイッチトリラクタンスモータ, 高効率, コア設計法, シングルパルス制御, 転流角制御

平成 26 年 11 月 21 日

Study on Improvement of Motor Efficiency with Design and Control for Switched Reluctance Motor

Material Science and Production Engineering

Yoshihiro Nakazawa

Abstract

In recent years, practical applications of Switched Reluctance Motors (SRMs) are expected as next-generation energy saving and resource saving motors. However efficiencies of conventional SRMs are inferior to those of Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs). It is demonstrated that equivalent motor efficiencies with permanent magnet synchronous motors can be obtained by optimizing motor shapes and excitation timings. The design procedures to optimize the core shapes of SRMs take a lot of time, since the magnetic field analysis using Finite Element Method (FEM) and transient analysis are iterated. In the control of excitation timings, it is not clarified that the relation between the excitation timings which accomplish maximum motor efficiencies and motor parameters. Currently the excitation timings are decided by trial and error.

Therefore the core shapes were designed to improve the motor efficiency. The influences of inductance curves on the motor efficiencies were investigated with transient simulations before beginning the detailed designs with the magnetic field analysis. The design method providing the design guide of core shapes based on the investigations was proposed. Also the single-pulse control method with variable excitation periods, which focus on torque producing was proportional to differential inductance and current, was proposed based on the torque producing principle due to magnetic energy for the improvement of the motor efficiency.

This thesis consists of five chapters. In the first chapter, the necessity for carrying out this study and the objective of this study are described by quoting the preceding study relevant to the background of this study.

The second chapter shows the torque producing principle of the SRM, and describes that producing torques are different between the linearity and non-linearity of magnetic property.

In the third chapter, the basic design for the core shapes of SRM of rated power 3.5kW is studied, and the design principles to improve the motor efficiency are summarized. According to the design principle, the detailed design of core pole number and core shapes are carried out with the magnetic field analysis using FEM, and the core shape of high efficient SRM are decided. The designed SRM is produced experimentally based on the design, and the improvement of motor efficiency, which is more than 5%, is confirmed experimentally.

In the fourth chapter, three excitation modes, in which an excitation region is varied for reference conduction angles, are proposed. The excitation timing of each excitation mode is calculated with the design parameters of a motor. In the simulation and real machine experiment for the SRM of rated output 180W, the effectiveness is confirmed by comparing the efficiency, copper loss, and iron loss of the 120° conduction voltage-PWM control method with a fixed magnetization interval (conventional method) with those of the proposed method on maps. It is shown that the proposed method expands operating ranges as compared with the conventional method, and gives the high efficiency under the high load torque of low-medium speed region. Also it is shown that the maximum motor efficiency of 13.2% is obtained by the proposed method in the operating point of 0.8N·m and 1500min⁻¹.

In the fifth chapter, the main results obtained in this thesis are summarized, and future research challenges are described.

Keyword: switched reluctance motor, high efficiency, core design method, single-pulse control, commutation angle control

November 21, 2014

目次

第 1 章	序論.....	1
1.1	研究の背景と目的.....	1
1.2	論文の構成	3
第 2 章	スイッチトリラクタンスモータの基礎理論.....	4
2.1	1 相分の SRM 等価回路の電圧方程式.....	4
2.2	SRM の発生トルクおよびインダクタンス	5
2.3	回転子位置の定義.....	8
第 3 章	スイッチトリラクタンスモータのモータ効率を向上させる設計法	12
3.1	設計指針.....	12
3.1.1	インダクタンス曲線とモータ効率.....	12
3.3	シミュレーション.....	13
3.3.1	コンバータモデル.....	14
3.3.3	SRM モデル	16
3.3.4	機械系モデル.....	17
3.4	コア設計.....	22
3.4.1	コア延長.....	22
3.4.2	ティース長	24
3.4.3	固定子ティース形状.....	26
3.4.4	極数.....	28
3.4.5	分割コア	28
3.4.6	回転子ティース形状.....	30
3.4.7	コアバック	31
3.5	高効率 SR モータ	32
付録	37
第 4 章	励磁区間可変シングルパルス制御によるスイッチトリラクタンスモータの効率向上に関する検討.....	43
4.1	供試 SRM の諸元	43
4.2	励磁区間可変シングルパルス制御.....	44
4.2.1	トルク発生原理	44
4.3	静磁場解析	45
4.3.1	解析条件.....	45
4.4	インダクタンスの最大空間変化率.....	48
4.4.1	励磁モード	50

4.5	コントローラの構成	52
4.5.1	演算フローチャート	52
4.5.2	制御システム	53
4.6	実験システムおよび制御システム構成	54
4.6.1	FPGA への実装方法	55
4.7	モータ効率および各種損失測定結果	58
4.7.1	効率分析	59
4.7.2	銅損分析	61
4.7.3	鉄損分析	63
4.8	3.5kW 供試 SR モータの効率測定結果	65
4.9	相電圧推定	68
4.9.1	各励磁モードにおける相電圧と DC リンク電圧との関係	68
4.9.2	パワーMOS-FET およびダイオードの温度試験	70
4.9.3	パワーMOS-FET のドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$	71
4.9.4	ダイオードのピーク順電圧 v_F	73
4.9.6	各条件による相電圧推定結果の比較	75
4.10	鎖交磁束推定	76
4.10.1	シミュレーションによる検討	78
4.11	最適転流角予測法	78
4.12	最適転流角予測テーブルによる励磁区間可変シングルパルス制御の制御システム	80
4.12.1	制御システム	80
4.12.2	ターンオンと転流角コントローラのフローチャート	81
4.13	実験システムと供試 SRM の諸元	82
4.14	スイッチング角の過渡応答	82
付録	83
第 5 章	まとめ	90
参考文献	91
研究業績	94
謝辞	97

第1章 序論

1.1 研究の背景と目的

近年、省エネルギー化の必要性が増していく中で、希土類永久磁石を使用した高効率モータの需要が高まっている。しかし、希土類の埋蔵量は非常に少なく、価格高騰および安定供給に問題があることが懸念されている。この問題の解決策の一つとして、レアアースを使用しないスイッチトリラクタンスモータ (SRM: Switched Reluctance Motor) が注目されている⁽¹⁾。

SR モータは固定子、回転子ともに突極構造であり、珪素鋼板を積層しただけの極めて簡単な構造である。回転子に巻線がないため、堅牢で安価、高回転に耐える特徴を有する。また、永久磁石を用いないため、高温環境における熱減磁や磁石割れの問題がなく、トルク/慣性モーメント比が大きいため高速な可変速駆動が可能である。

このような構造的な特徴から、特に高負荷で外部環境にさらされる電気自動車 (EV) や電動バイクなどに代表される輸送車両駆動用モータとして期待されているが、既に EV 用モータとして実績のある永久磁石型同期モータと比較すると、マグネットトルクは用いずリラクタンストルクのみで駆動するため、回転子を励磁するための励磁電流が必要なため、永久磁石型同期モータと比較してモータ効率が低い⁽²⁾⁽³⁾。そこで、SR モータは、EV への適用を目標としてモータ効率の改善が検討されている。

SRM の効率改善策として、モータ形状の最適化と制御による最適化がある。形状最適化による高効率化に関しては多くの研究成果⁽⁴⁾⁻⁽⁷⁾があるが、制御による高効率化に関する研究は多くはない⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾。これらの制御によるモータ効率最適化に関する提案方法は、全ての動作点において、良いモータ効率が得られることは保障しておらず、制御による高効率化に関しては不明なことが多い。

SR モータのモータ効率を改善した技術として、低鉄損材料を用いることを前提としたコア形状の設計が行われている⁽⁴⁾⁻⁽⁷⁾。しかし、コア形状の設計で対象としている設計パラメータが基本的なものに限定されており、コア形状の軸方向変化は考慮していないので、SR モータの潜在能力が引き出せていると言い難い。また圧粉鉄心を用いて固定子・回転子コアのティースに重なりを持たせる構造が検討されているが、圧粉鉄心を前提としているので、機械的強度不足や磁化特性の悪さなど圧粉鉄心固有の問題がある⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。

本稿では、EV 用 SR モータのモータ効率改善を目的としてコア形状を設計する。コア形状の設計は、有限要素法による磁場解析及び過渡シミュレーションによるモータ効率を評価することにより行われるが⁽¹³⁾、磁場解析には多大な計算時間を要する。そこで磁場解析による詳細な設計を始める前に、SR モータのインダクタンス曲線のモータ効率への影響を過渡シミュレーションにより検討し、その結果に基づきコア形状の設計指針を立てる⁽¹⁴⁾。インダクタンス曲線とコア形状には関係性があるので、高効率化に有効なインダクタンス曲線を設計指針とし、コア形状を設計することは設計期間を短縮することに有効である。次に設

計指針に基づいて、有限要素法 (FEM) による磁場解析で計算されるインダクタンス曲線を評価することでコア形状を設計する。コア形状の設計は、モータ効率が高くなるインダクタンス曲線に近づくように、コア形状を決めていく作業となる。最後に設計したコア形状を適用した SR モータを試作し、実機試験によりモータ効率を測定し、設計によるモータ効率の改善効果について考察する。

SRM のスイッチング方式はマルチパルス制御 (パルス幅変調(PWM), ヒステリシス制御) とシングルパルス制御があり、それらは基底速度を境に切り替えられる。基底速度以上の高速域では、ピーク電流は大きな逆起電力により制限され、電流が参照電流に達しなくなる。また、マルチパルス制御のスイッチング周波数は IGBT などのパワーデバイスにより制限されるため、高速域では十分にスイッチングされない。それゆえに、高速域では、シングルパルス制御が使われ、要求出力を生成するために、ターンオン角、転流角が調節される。

高速域におけるシングルパルス制御の制御目標は、一般に最大トルクを生成することである。また、高速域で使用される SRM は、ブロワや真空掃除機などの負荷変動要求が厳しくない負荷に応用されるため、トルクリップルの減少よりもむしろ効率最適化が重要である⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

これに対して、低中速域では、逆起電力が小さいため、ピーク電流が大きくなる。このピーク電流を制限するために、マルチパルス制御が使われる。低中速域における制御目標は、効率最適化やトルクリップルの減少である⁽¹⁷⁾。しかし、マルチパルス制御は、インバータのスイッチング損失を増大させるため、総合効率を含めて考えた場合、効率最適化のための最適な駆動法ではない。ピーク電流を制限する必要がない場合、全速度範囲においてシングルパルス制御で駆動されることが望ましい。

全速度範囲におけるシングルパルス制御による効率最適化の研究は、様々な研究グループにより行われてきた⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。著者ら⁽¹⁸⁾は、効率最適化、最大トルク、トルクリップルの減少などの動作モードを提案 (モードシフト制御) しているが、動作点によって連続的にターンオン角や転流角が制御されるものではない。著者ら⁽¹⁹⁾では、速度制御された SRM において、オンラインでターンオン角を調整することにより効率を最適化する制御法を提案している。また、転流角は効率に大きな影響はないとして、簡易的な制御に留めている。比較対象は文献⁽¹⁸⁾で提案されたモードシフト制御を用いている。しかし、著者ら⁽¹⁹⁾の制御方式では、制御応答が遅いため、応用は負荷の変動が比較的緩やかな負荷に限定される。

制御による効率最適化に関する研究の多くは、すべての動作点において、高い効率が得られることは保障しておらず、制御による高効率化に関しては未解明なところが多い。これまで筆者らは、磁気エネルギーに基づく SRM のトルク発生原理に基づいて、SRM の発生トルクがインダクタンスの空間変化率と電流に比例することに着目し、空間変化率が最大となる位置を中心に励磁を行うシングルパルス制御法の着想に至った。そして MATLAB

Simulink を用いたシミュレーション⁽²⁰⁾および実機試験⁽²¹⁾において、励磁区間を固定する 120° 通電電圧 PWM 制御法（従来法）と比較することで、その有効性を確認してきた。

そこで本稿では、従来法と比較して運転領域を拡大し、低中速運転領域においてモータ効率を向上する励磁区間可変シングルパルス制御法（提案法）を提案する。提案法は 3 つの励磁モードを有し、それぞれのモードの励磁タイミングはモータの設計パラメータから計算される。実機試験により、提案法と従来法のモータ効率、銅損および鉄損をマップ上で比較し、提案法の有効性を確認した。

1.2 論文の構成

本論文は 5 つの章から構成されている。第 1 章では、本研究の背景と関連する先行研究を引用しながら、本研究を行う必要性および研究の目的を述べている。

第 2 章では、SR モータのトルク発生原理を示し、磁気特性の線形・非線形により発生トルクが異なることを述べている。

第 3 章では、定格出力 3.5kW の SR モータのコア形状の基本設計を行い、モータ効率を向上させるための設計指針をまとめる。その設計指針に従い、磁場解析によるコア極数・形状の詳細な設計を実施し、高効率 SR モータのコア形状を決定する。決定したコア形状に基づき高効率 SR モータを試作し、実機試験においてモータ効率が 5% 向上することを確認する。

第 4 章では、通電角指令値により励磁領域を変化させる 3 つの励磁モードを提案する。それぞれの励磁タイミングはモータの設計パラメータから計算される。そして、定格出力 180W の SR モータに対するシミュレーションおよび実機試験において、マップ上で効率、銅損、鉄損を励磁区間固定の 120° 通電電圧 PWM 制御法（従来法）と比較することにより、その有効性を確認する。提案法は従来法よりも運転領域を拡大し、低中速域の高負荷トルク域で高いモータ効率を与えることを示す。また提案法により、動作点 $0.8\text{N}\cdot\text{m}$, 1500min^{-1} において、最大 13.2% のモータ効率向上が得られることを示す。

第 5 章では、本論文で得られた主要な結果を要約し、今後の研究課題について述べている。

第2章 スイッチトリラクタンスモータの基礎理論

2.1 1相分のSRM等価回路の電圧方程式

図2.1に1相分のSRMの等価回路を示す。この回路の電圧方程式は巻線の抵抗成分による電圧降下とインダクタンス成分による逆起電力の和で表わされる。

$$v = Ri + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \dots\dots\dots (2.1)$$

一定速度では(2.1)式は以下のように書き表わられる。

$$v = Ri + l \frac{di}{dt} + e \dots\dots\dots (2.2)$$

ただし、 $l = \partial\psi(\theta, i)/\partial i$: 増分インダクタンス、 $e = \omega_r \partial\psi(\theta, i)/\partial\theta$: 速度起電力

ここで速度起電力の $\partial\psi(\theta, i)/\partial\theta$ の項を誘導起電力係数と呼び、以下のように定数として扱う。

$$K = \frac{\partial\psi(\theta, i)}{\partial\theta} \dots\dots\dots (2.3)$$

磁束鎖交数が回転子位置と電流の関数であるので、動作点によって値が変化する。速度起電力を誘導起電力係数を用いて表わすと以下ようになる。

$$e = \omega_r K \dots\dots\dots (2.4)$$

また、磁気回路が線形と見なした場合、(2.1)式は以下ようになる。

$$v = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + e \dots\dots\dots (2.5)$$

ただし、 $e = \omega_r i dL(\theta)/d\theta$: 速度起電力である。

非線形の場合と同様に $dL(\theta)/d\theta$ の項を誘導起電力係数と呼び、以下のように定数として扱う。

$$K = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \dots\dots\dots (2.6)$$

磁束鎖交数が回転子位置の関数であるので、動作点によって値が変化する。速度起電力を誘導起電力係数を用いて表わすと以下ようになる。

$$e = \omega_r i K \dots\dots\dots (2.7)$$

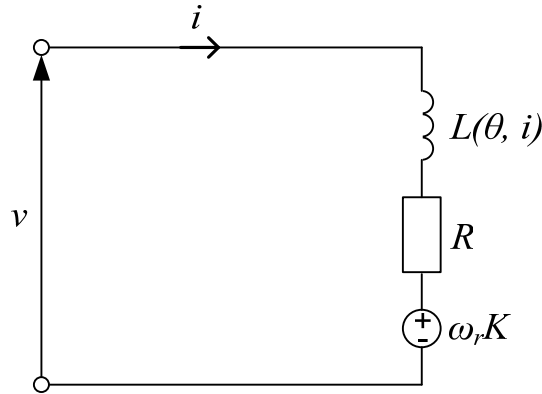


図 2.1 1 相分の SRM 等価回路

Fig. 2.1. Equivalent circuit of SRM for one phase

2.2 SRM の発生トルクおよびインダクタンス

固定子磁極と回転子磁極が対向状態でないときに巻線に電流を流すと、リラクタンسが最小となるように回転子にリラクタンストルクが働き、固定子と回転子の磁極が対向状態になるとリラクタンストルクは零になる。このときに巻線に流した電流によってインダクタンスに蓄えられていた磁気エネルギーが、機械的エネルギーとして消費されたので、リラクタンストルクはこのエネルギー変化分となる。

磁気エネルギーはインダクタンスに蓄えられる電気エネルギーに等しい。このことより磁気エネルギーは

$$W_m(\theta, i) = \int_0^i v i \, dt = \int_0^i i \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \, dt = \int_0^\psi i \, d\psi \dots\dots\dots (2.8)$$

図 2.2 のように SRM の固定子、回転子の磁気回路の磁化特性が線形であるとする、磁束鎖交数は電流に正比例する。このときの磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーは同じ値になるが、図のように磁気回路の磁化特性が非線形な場合、磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーは異なる値となる。

いま線形な場合だけを考えると $W_m = W'_m$ となるので $\psi(\theta, i) = L(\theta)i$ より磁気エネルギーは

$$W_m(\theta, i) = W'_m(\theta, i) = \int_0^\psi i \, d\psi = \int_0^i \psi(\theta, i) \, di = \int_0^i L(\theta)i \, di = \frac{1}{2}L(\theta)i^2 \dots\dots\dots (2.9)$$

SRM 一相分のトルクは磁気随伴エネルギーの回転子位置による変化分として表わされる。なお、磁気随伴エネルギーは自然界に存在しない仮想的なエネルギーである。

$$T(\theta, i) = \left. \frac{\partial W'_m(\theta, i)}{\partial \theta} \right|_{i=const} \dots\dots\dots (2.10)$$

磁気回路が線形であれば $W_m = W'_m$ であるので(2.9)式を(2.10)式に代入することにより、線形とみなした場合の発生トルクの式が得られる。

$$T(\theta, i) = \left. \frac{\partial W_m(\theta, i)}{\partial \theta} \right|_{i=const} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \dots\dots\dots (2.11)$$

ANSYS を用いた非線形静磁場解析のデータから SRM の発生トルクを算出する際は(2.10)式を使う。なぜなら、SRM は非線形領域で動作するモータであるためである。線形とみなした場合は(2.11)式を用いる。理論を展開する場合には線形とみなした方がわかりよいことが多いが、MATLAB などシミュレーションを行う際は必ず(2.10)式を用いることに留意すること。

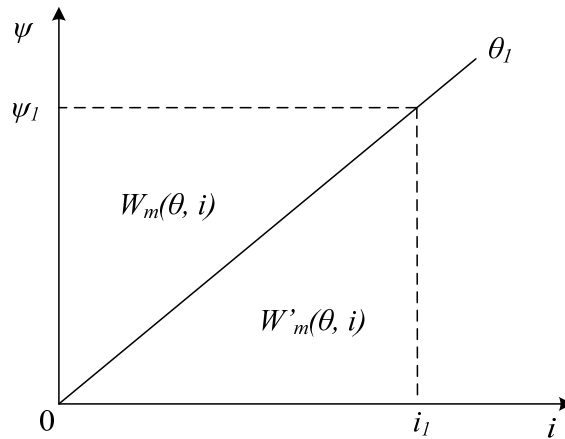


図 2.2 磁気回路が線形のときの磁化曲線

Fig. 2.2. Magnetization curve of linear magnetic circuit

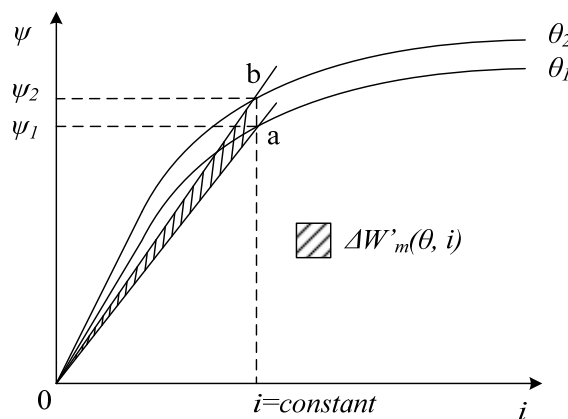


図 2.3 磁気回路が線形の（もしくは線形とみなした）ときの発生トルク

Fig. 2.3. Generative torque of linear magnetic circuit

インダクタンスについても加筆しておく。図2.4のように磁気回路が非線形な場合、電流によって磁束鎖交数の傾きが変化するのがわかる。よって、インダクタンスはある点における微小変化量として考える必要がある。すなわち、(2.12)式の増分インダクタンスとしてインダクタンスを計算しなければならない。

$$l(\theta, i) = \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial i} \dots\dots\dots (2.12)$$

線形とみなした場合は

$$L(\theta, i) = \frac{\psi(\theta, i)}{i} \dots\dots\dots (2.13)$$

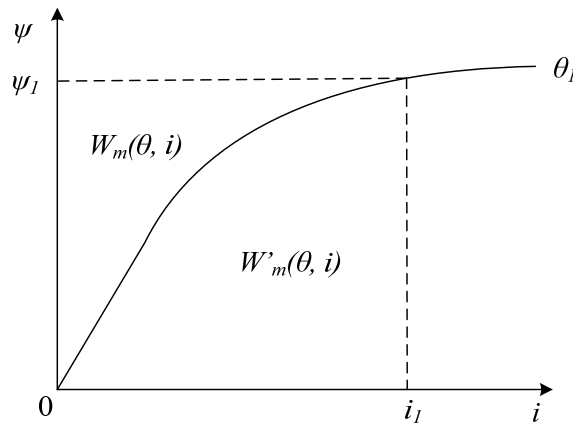


図 2.4 磁気回路が非線形なときの磁化曲線

Fig. 2.4. Magnetization curve of nonlinear magnetic circuit

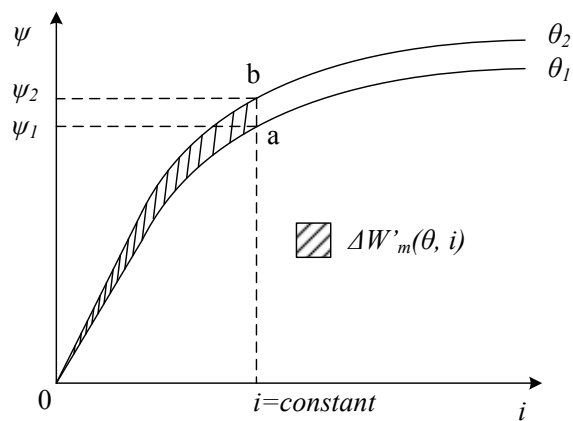


図 2.5 磁気回路が非線形なときの発生トルク

Fig. 2.5. Generative torque of nonlinear magnetic circuit

2.3 回転子位置の定義

図 2.6 にシングルパルス動作(Single-pulse operation)における基本波形を示す。インダクタンスはフリンジング効果を見せず、透磁率が無限大とした場合、すなわち不飽和の場合の理想インダクタンスを示している。

非対向位置でスイッチング素子をターンオンすると、インダクタンスが小さいため電流が急激に増加する。固定子極(stator pole)および回転子極(rotor pole)の角が重なりだす角度であるオーバーラップ角(overlap angle) $\theta_{overlap}$ からインダクタンスは増加し、対向位置(aligned position)で最大値となる。この範囲では大きな誘導起電力が発生するため、電流が急激に減少しだす。したがって、オーバーラップ角 $\theta_{overlap}$ で電流値は最大となる。スイッチング素子をターンオフする角度を転流角(commutation angle) θ_c と呼び、電流が 0A になるまでコイル巻線には還流ダイオードを介して負の電源電圧が印加される。電流が 0A になる角度を消磁角 θ_q と呼び、その間をトルク角 θ_T (torque angle)と呼ぶ。トルク角は動作点によって大きく変化する。このトルク角は負荷トルクだけでなく回転速度によっても変化するに留意する必要がある。

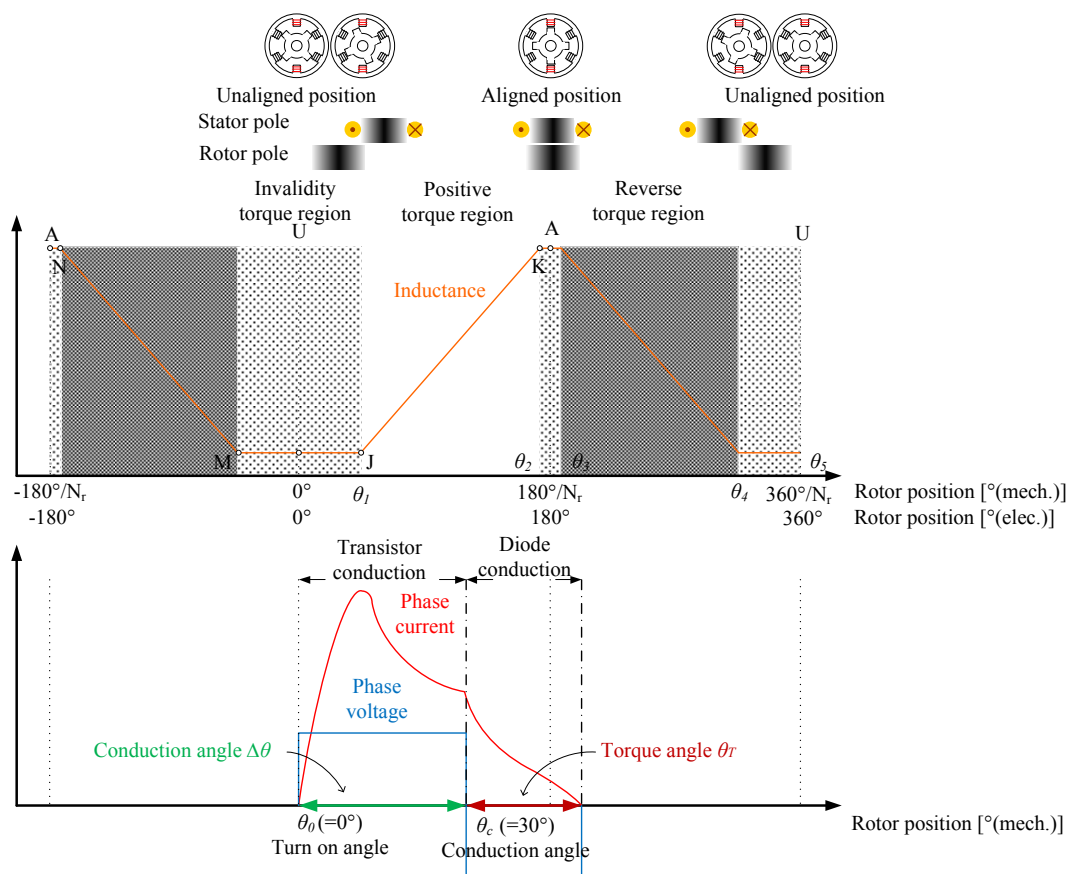


図 2.6 SR モータの基本波形

Fig. 2.6. Basic waveform of SRM

角度に関してはモータの回転子が一回転したときを 360° とした角度を機械角(mechanical angle)と呼び、単位は $[\text{°(mech.)}]$ である。また、電気的な周期性に着目し、その一周を 360° としたものを電気角(electrical angle)と呼び、単位は $[\text{°(elec.)}]$ である。SR モータの場合、インダクタンス波形が図 2.6 のように三角形上で周期的に繰り返す。通常、インダクタンスの最小値から次の周期の最小値までを一周期としてみる。SR モータの機械角と電気角の関係は次式により与えられる。

$$\theta^{elec} = (\theta^{mech} - \theta_u^{mech}) \times N_r \dots\dots\dots (2.14)$$

ここで、 θ_u^{mech} は非対向位置の機械角、 N_r は回転子極数(number of rotor poles)である。本研究では図のように回転子初期位置 $0^\circ(\text{mech.})$ を定義しているため、 $U = 0^\circ(\text{mech.})$ である。また、 N_r は4である。例として、機械角 $45^\circ(\text{mech.})$ のとき電気角は $180^\circ(\text{elec.})$ となる。

SR モータの特徴的な回転子位置について記述する。オーバーラップ角は次式により与えられる。

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{P_r} - (\beta_s + \beta_r) \right) \dots\dots\dots (2.15)$$

ここで、 P_r は回転子極数、 β_s は固定子極弧、 β_r は回転子極弧である。

また、 θ_2 および θ_3 は次式となる。

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \dots\dots\dots (2.16)$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \dots\dots\dots (2.17)$$

逆トルク領域におけるオーバーラップ角は次式となる。

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \dots\dots\dots (2.18)$$

次のステップにおける非対向位置は次式で与えられる。

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{P_r} \dots\dots\dots (2.19)$$

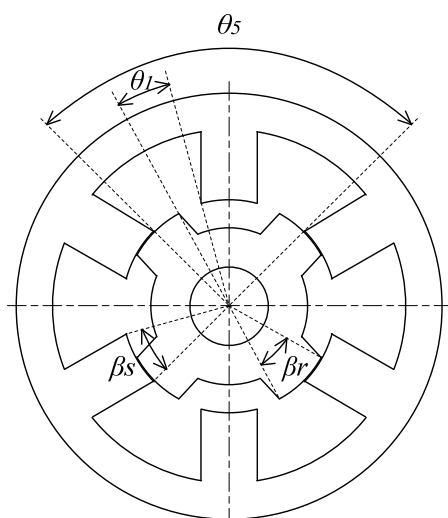


図 2.7 回転子極位置の定義

Fig. 2.7. Definition of rotor position

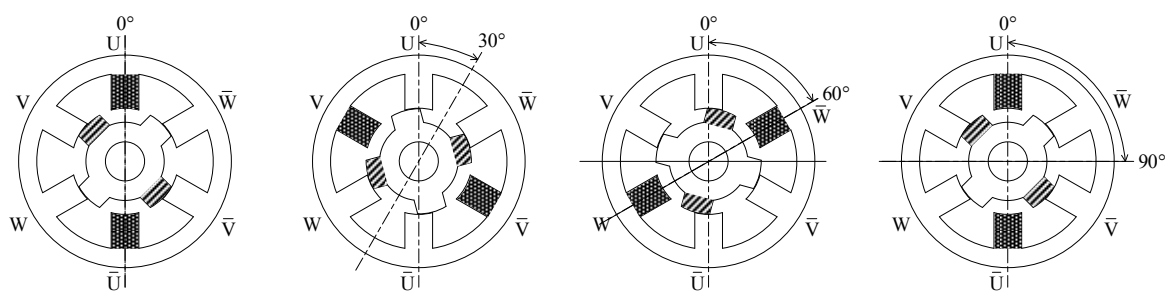


図 2.8 初期回転子位置の定義

Fig. 2.8. Definition of default rotor position

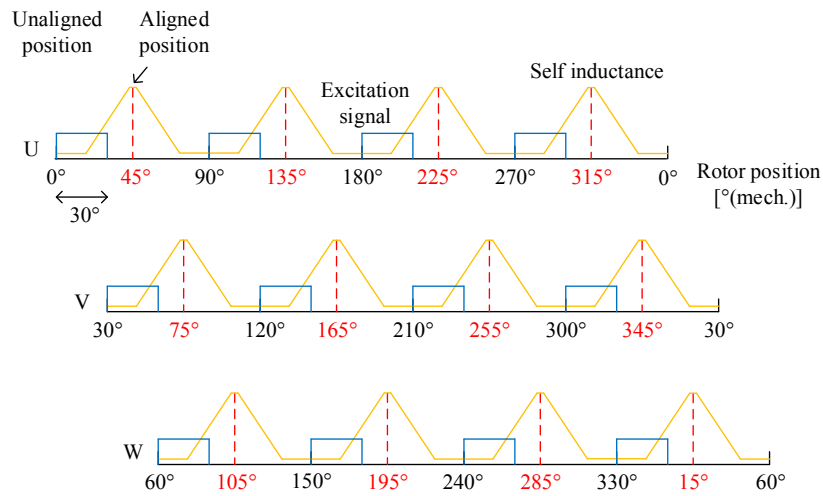


図 2.9 各相の位相関係

Fig. 2.9. Phase relation of each pahses

本研究における SR モータの初期回転子位置について記述する。U 相を励磁し固定子極および回転子極が対向状態になったときを $45^\circ(\text{mech.})$ と決めている。つまり非対向状態を $0^\circ(\text{mech.})$ と定義する。

図 2.9 は回転子位置における各相のインダクタンスとステップ角(step angle)を示す。ステップ角は次式によって与えられる。

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{mN_r} \dots\dots\dots (2.20)$$

ここで、 m は相数、 N_r は回転子極数である。6/4SR モータの場合、 $m=3$ 、 $N_r=4$ であるのでステップ角 ε は $30^\circ(\text{mech.})$ である。

回転子が初期位置にある場合は、V 相から励磁され順次 W 相、U 相と切り替えられる。6/4SR モータでは 12 ステップで一回転することがわかる。

図 2.8 はモータ軸の反対側から見た図で、このとき右回りを「正転」、左回りを「逆転」と定義されている。モータ軸から見た場合は、反時計回り(Counter clockwise)が「正転」、時計回り(clockwise)が「逆転」と定義されている。モータ軸からみた場合と、モータ軸の反対側からみた場合で、右回り、時計回りと呼び方が異なることに注意する必要がある。

第3章 スイッチトリラクタンスモータのモータ効率を向上させる設計法

3.1 設計指針

3.1.1 インダクタンス曲線とモータ効率

SR モータのコア形状を最適化するためには、コア形状を変更しつつ、モータ効率を含む SR モータの特性計算を繰り返す必要がある。FEM による磁場解析は多大な解析時間を要するため、図 3.1 で示すコア形状の基本設計において、インダクタンス関数表現による SR モータモデルを用いた過渡シミュレーションを繰り返し、インダクタンス曲線とモータ効率との関係を検討することで、コア形状の設計指針を決定する。コア形状の設計指針を決定した後、FEM による磁場解析を用いて、設計指針に合うようにコア形状を設計する。

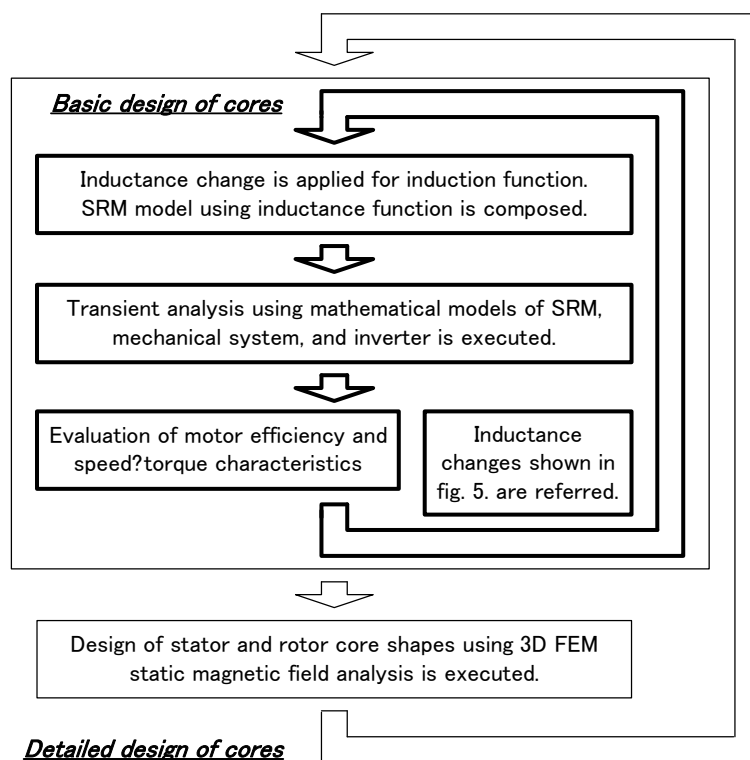


図 3.1 モータ効率改善のためのフローチャート

Fig. 3.1. Flow chart for improving the motor efficiency.

3.3 シミュレーション

有限要素法磁場解析ソフト ANSYS による磁化曲線をもとに作成された起磁力テーブルと電磁トルクテーブルから SR モータモデルを構築し，MATLAB Simulink により効率シミュレーションを行う。ここでは，各モデルの構築法について記述する。

図 3.2 にシミュレーションモデルを示す。シミュレーションモデルはコンバータモデル，SRM モデル，機械モデル，コントローラモデルからなる。理想状態におけるモータの特性をシミュレーションする目的で，コンバータは理想的な状態を仮定している。すなわち，MOS-FET や IGBT などのスイッチング損失やスイッチングの遅れなどはモデル化していない。また，転流電流はすべて電源に返されるとしている。すなわち，還流ダイオードはなく，各相は独立になっている。また，電源出力端にある平滑コンデンサもモデル化していない。コンバータはスイッチング動作のみをモデル化しているだけである。SR モータのモデルは，電圧方程式と非線形要素となる起磁力 F と発生トルク T のルックアップテーブルにより記述される。図 3.3 に固定子 6 極／回転子 4 極（以下，6/4 と略する）の標準 SR モータを示す。6/4 標準 SR モータは，文献(1)のコア形状を参考にして実用化した製品を意味する。固定子 12 極／回転子 8 極（以下，12/8 と略する）の標準 SR モータは，6/4 標準 SR モータの極数を 2 倍にしたコア形状を用いている。

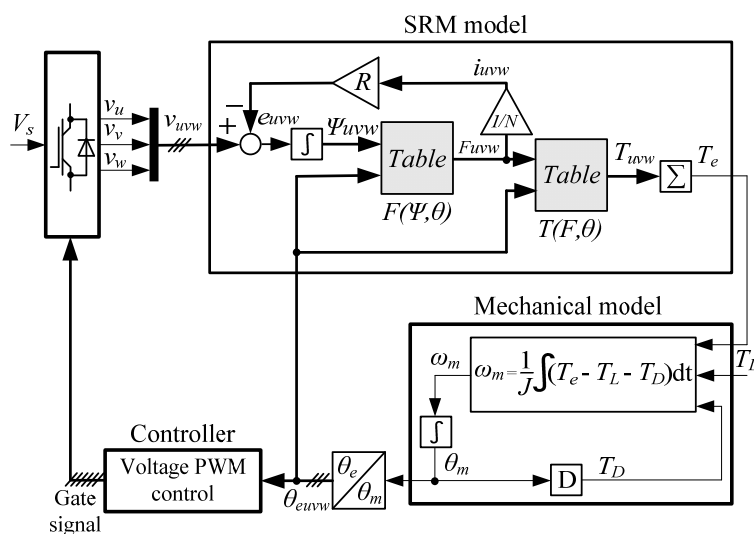


図 3.2 シミュレーションモデル

Fig. 3.2. Simulation model.

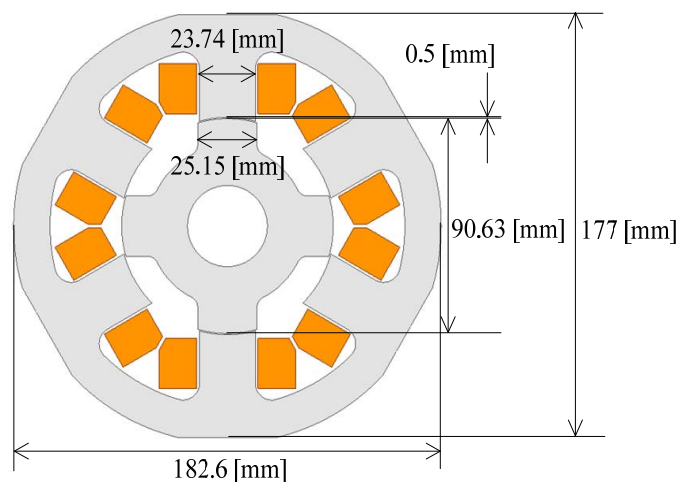


図 3.3 標準 6/4 SR モータの横断面

Fig. 3.3. Cross section of standard 6/4 SR motor.

3.3.1 コンバータモデル

図 3.5 に SR モータの通電モードを示す。通電モードは磁化、消磁、フリーホイーリングモードの 3 つからなる。2 つのスイッチング素子をターンオンさせると図左上のようにコイル巻線に電源が接続され、電流が流れモータが磁化される。転流開始と同時に 2 つのスイッチング素子をターンオフさせると、図右上のように誘導起電力の方向が逆転するため、ダイオードが導通し電源に電流が返される。

PWM 制御はスイッチング方式によってソフトスイッチングおよびハードスイッチングがある。ソフトスイッチングはスイッチング素子のどちらか一方を ON のままで、他方を ON, OFF をすることにより PWM 動作を行う。一般には図左下のようにハイサイドスイッチング素子をスイッチングさせる。

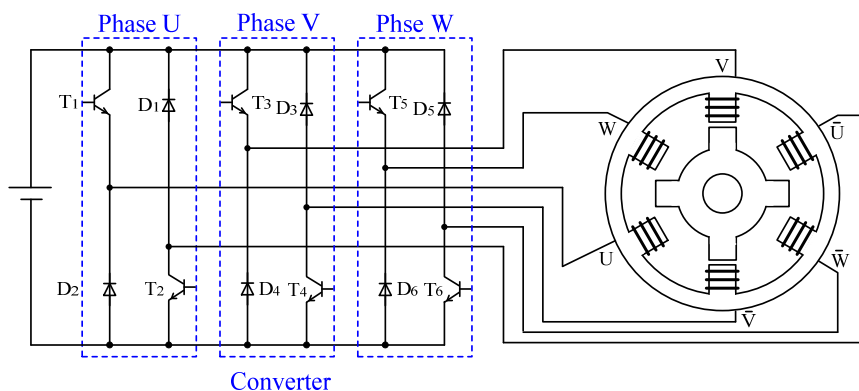


図 3.4 非対称ハーフブリッジコンバータと SR モータ

Fig. 3.4. Asymmetrical half bridge converter and SRM

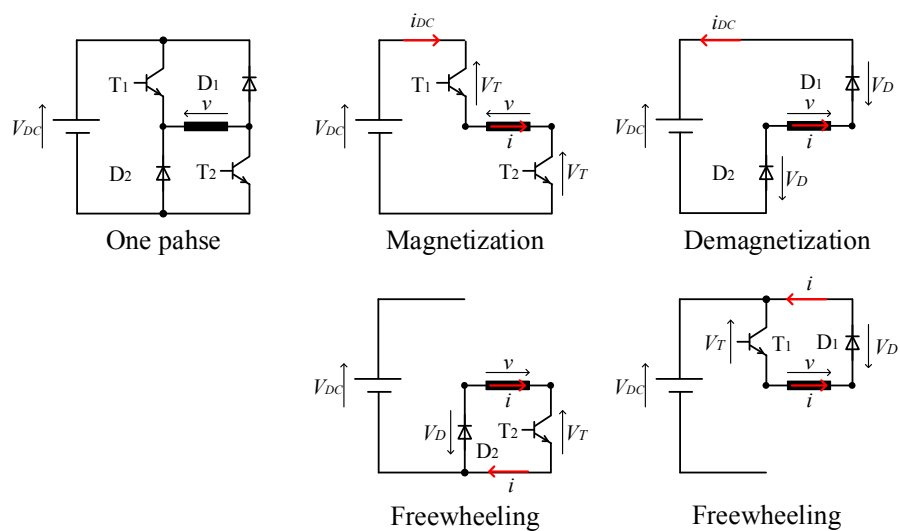


図 3.5 通電モード

Fig. 3.5. Conduction modes

表 3.1 スイッチング状態

Table. 3.1. Switching states

T_1	D_1	T_2	D_2	v_{ph}
ON	OFF	ON	OFF	V_{dc}
ON	ON	OFF	OFF	0
OFF	OFF	ON	ON	0
OFF	ON	OFF	ON	$-V_{dc}$

3.3.3 SRM モデル

SRM モデルは電圧方程式を変形することにより実現できる。SR モータの電圧方程式(2.1)を再度示す。

$$v = Ri + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \dots\dots\dots (3.1)$$

両辺時間 t で積分すると、磁束鎖交数 Ψ は次式となる。

$$\psi(\theta, i) = \int (v - Ri) dt \dots\dots\dots (3.2)$$

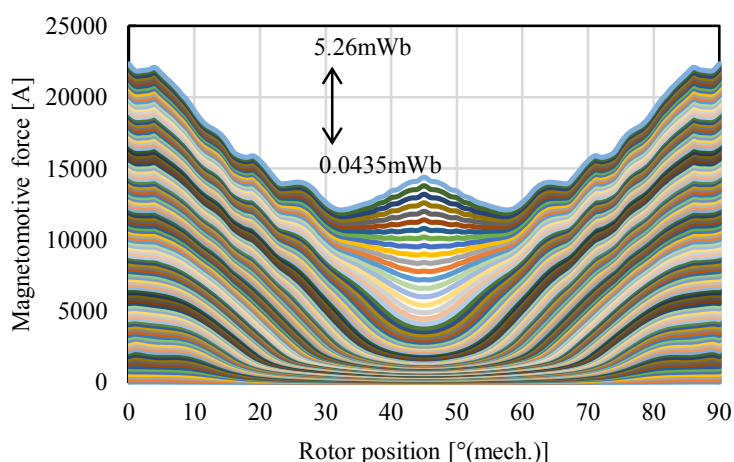
ここで、 v はモータ巻線の相電圧、 R は一相分の巻線抵抗、 i は相電流である。

SR モータの特性は非線形性が強いいため数式によりモデル化するのは用意ではない。そこで、ANSYS による静磁場解析結果をテーブル化し、それをモータ特性モデルとする。図 3.6 に FEM 解析モデルから得た起磁力テーブル $F(\Psi, \theta)$ とトルクテーブル $T(F, \theta)$ を示す。 $F(\Psi, \theta)$ は、FEM 静磁場解析により得られた回転子位置 θ 、起磁力 F に対する鎖交磁束 Ψ を用いて、リマッピングすることにより得られる。トルクテーブル $T(F, \theta)$ は、式(3.3)を用いて磁気随伴エネルギー W_m' を算出し、式(3.4)で示すように W_m' を θ で偏微分することにより算出する。

$$W_m' = \int \psi(\theta, i) di \dots\dots\dots (3.3)$$

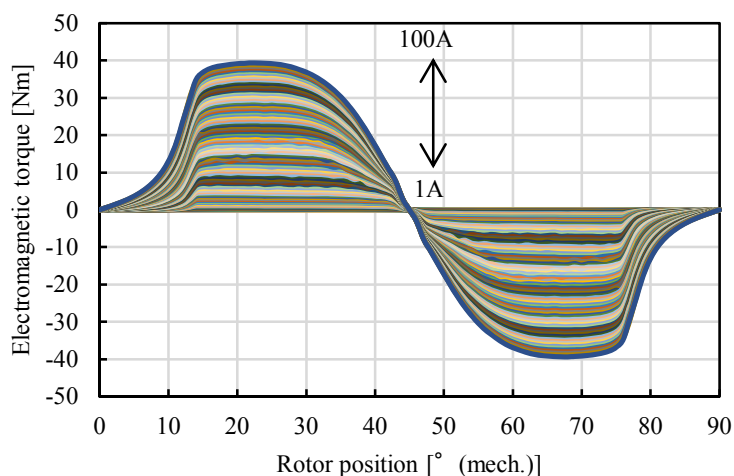
$$T(\theta, i) = \left. \frac{\partial W_m'(\theta, i)}{\partial \theta} \right|_{i=const} \dots\dots\dots (3.4)$$

電磁トルクテーブルに関しては、対向位置を境に正、負のトルクとなっていることから、トルク方向は電流の流れる方向には無関係で、回転子位置に依存することが分かる。



(a) 起磁力 $F(\Psi, \theta)$ のルックアップテーブル

(a) Look-up table of magnetomotive force $F(\Psi, \theta)$.



(b)電磁トルク $T(F,\theta)$

(b) Electromagnetic torque $T(F,\theta)$.

図 3.6 ルックアップテーブルを用いた SR モータモデル

Fig. 3.6. SR motor model using look-up table.

3.3.4 機械系モデル

機械系モデルは運動方程式より得られる。慣性モーメント J 、角速度 ω 、発生トルク T_e 、負荷トルク T_L 、粘性摩擦トルク T_D とすると、ニュートンの運動方程式(運動の第2法則)から次の関係式が得られる。

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - T_D \dots\dots\dots (3.5)$$

両辺時間 t で積分することにより角速度が得られる。

$$\omega = \frac{1}{J} \int (T_e - T_L - T_D) dt \dots\dots\dots (3.6)$$

回転子位置は角速度を積分することにより得られる。

$$\theta = \int \omega dt \dots\dots\dots (3.7)$$

実用的には角速度よりも回転速度(rotational speed), 特に回転分[rpm]で表すことが多い。角速度と回転速度 $n[s^{-1}]$ (回転秒[rps]ともいう)には次の関係がある。

$$\omega = 2\pi n \text{ [rad/s]} \dots\dots\dots (3.8)$$

したがって、回転分は次式となる。

$$N = \frac{60}{2\pi} \omega \text{ [rpm]} \dots\dots\dots (3.9)$$

図 3.7 にインダクタンス形状の変化方法を示す。ここではコア形状を設計するための指針を得るために、実現の可能性については言及せずインダクタンス関数に変化を与え、モータ効率への影響を考察した。過渡シミュレーションでは鉄損は考慮されていない。変化 I はインダクタンスの最大値を増大させることで、変化 II はインダクタンスの最小値を減少させることで、対向・非対向位置のインダクタンス差を大きく設計した場合を想定している。変化 III はインダクタンスが後半に大きく変化するように設計した場合を想定し、変化 IV はインダクタンスが前半に大きく変化するように設計した場合を想定している。変化 V と変化 VI は非対称な固定子と回転子を想定している。

変化 I はティース先端のエアギャップを狭め、変化 II は回転子ティースを長くすることにより実現できることが予想される。変化 III・IV は、ティースのテーパ形状を工夫することにより実現できることが予想される。変化 V・VI は、ティース先端のエアギャップを不均一にすることにより実現できることが予想される。

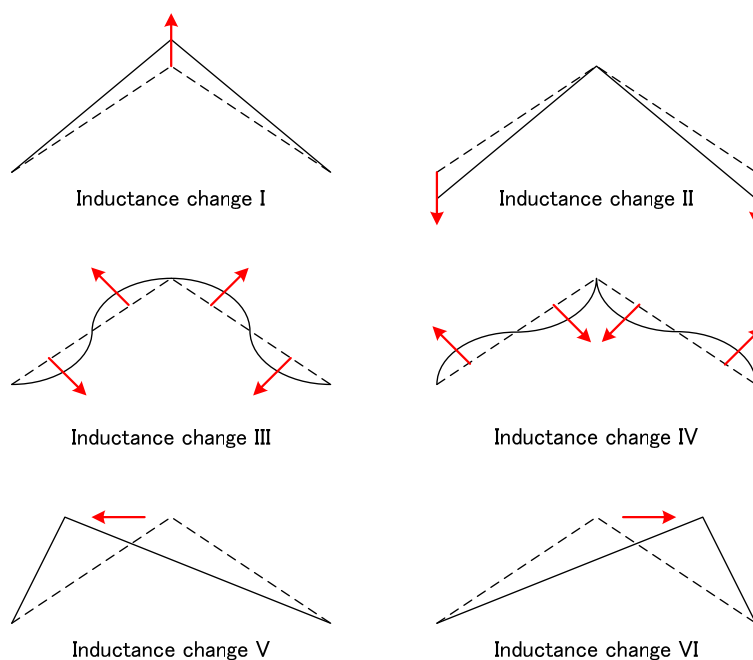
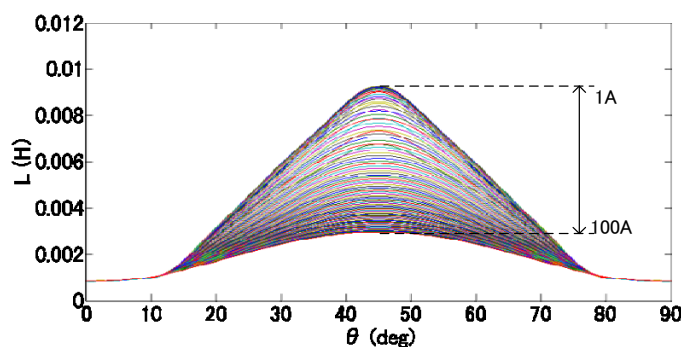


図 3.7 SR モータモデルのインダクタンス形状変化

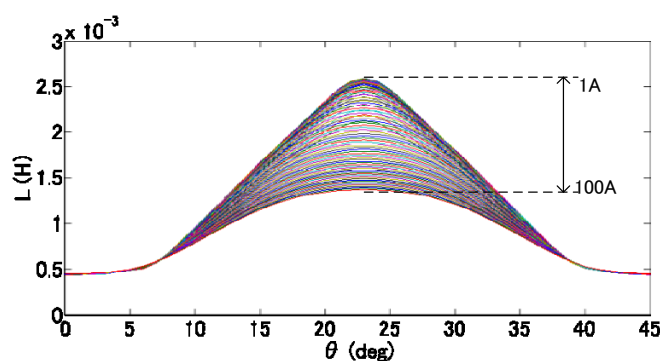
Fig. 3.7. Inductance shape changes of SRM model.

図 3.8 に標準 S/R モータのインダクタンス曲線を示す。これらは、コイル電流 1~100A (起磁力 56~5600A) の条件の下で FEM 磁場解析を行い、得られた計算結果より作成したものであり、磁気飽和領域を含んでいる。各変化に対する 6/4 の SR モータのインダクタンス曲線を付図 3.1 に示す。各変化に対する 12/8 の SR モータのインダクタンス曲線の形状変化は、6/4 の場合と同じなので省略する。変化 I は対向位置 (45 度) のインダクタンスが 10%

増加するように図 3.8(a)のインダクタンス曲線に1次関数を乗じている。同様に変化IIは非対向位置(0度, 90度)のインダクタンスが10%減少するように1次関数を乗じている。変化IIIは0度から45度までは振幅0.1で周期45度の正弦関数をインダクタンス曲線に乗じた値を減じ, 45度から90度までは加えている。変化IVは0度から45度までは振幅0.1で周期45度の正弦関数をインダクタンス曲線に乗じた値を加え, 45度から90度までは減じている。変化Vは対向位置(45度)のインダクタンスが40度の位置に移るように0度から45度までのデータを0度から40度にリマッピングし, 45度から90度までは40度から90度にリマッピングしている。変化VIは対向位置(45度)のインダクタンスが50度の位置に移るように0度から45度までのデータを0度から50度にリマッピングし, 45度から90度までは50度から90度にリマッピングしている。



(a) 標準 6/4SR モータ
(a) standard 6/4 SRM

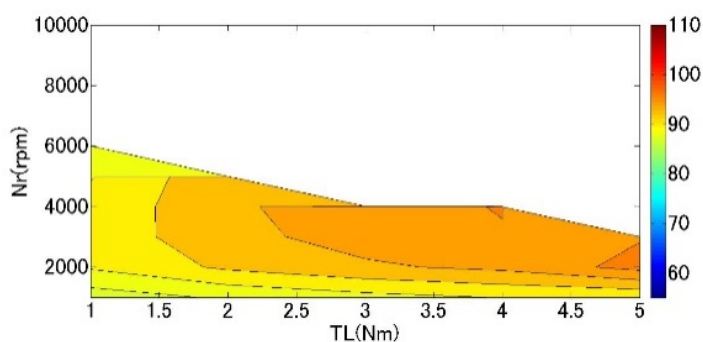


(b) 標準 12/8SR モータ
(b) standard 12/8 SRM

図 3.8 標準 SR モータのインダクタンス曲線

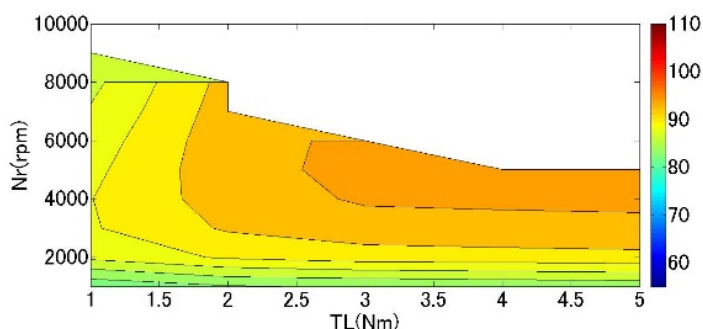
Fig. 3.8. Inductance curves of standard SRMs.

図 3.9 に 6/4 標準 SR モータのモータ効率を示す。MATLAB Simulink を用いた過渡シミュレーションにおけるモータ効率の計算結果である。計算条件として、バッテリー電圧、励磁開始・終了角を一定とする固定区間励磁、パルス幅変調 (PWM) 電圧制御により発生トルクを調整する制御系を仮定している。最大モータ効率は、動作点ごとの励磁開始・終了角、PWM デューティ比の最適な組み合わせにより達成されるが、回転速度と負荷が常に変化する EV への応用に対しては、最大モータ効率を引き出す組合せを瞬時に設定する制御法は開発途上にある。本稿ではコア形状最適化によるモータ効率改善を検討し、最大モータ効率の達成は可変区間励磁などの制御によるアプローチに譲る立場を取る。グラフの設定によりモータ効率を 2% 刻みで色分けして表示しているが、より細かい刻みでの表示が可能である。同図のデータを流用して、運転領域とモータ効率を定量的に評価することができる。具体的には、回転数-負荷トルク平面上の面積によって運転領域を評価できる。またモータ効率を限定して運転領域を面積により評価したり、モータ効率の平均値を算出したりすることも可能である。



(a) 標準 6/4SR モータ

(a) standard 6/4 SRM



(b) 標準 12/8SR モータ

(b) standard 12/8 SRM

図 3.9 標準 SR モータのモータ効率

Fig. 3.9. Motor efficiency of standard SRMs.

図 3.10 に 6/4SR モータのモータ効率に対するインダクタンス形状変化の影響を示す。図 3.10 の各データは、図 3.9(a)と付図 3.2 のモータ効率マップを基に計算された。各棒グラフのモータ効率の値を示す色とモータ効率マップのモータ効率の値を示す色は同じであり、両図を比較することで、特定のモータ効率が占める運転領域が分かる。棒グラフ上に示している数値は、図 3.9(a)と付図 3.2 で示す運転領域におけるモータ効率の平均値を示している。その下の括弧内に示される数値は、6/4 標準 SR モータからの増加ポイント数を示している。各インダクタンス形状変化に対して、多少の斑があるが全体的にモータ効率が向上している。運転領域は、6/4 標準 SR モータの運転領域で正規化して、各変化の影響を評価した。運転領域に関しては、変化 VI が約 20%増加し、変化 IV と変化 V が約 10%減少している。モータ効率に関しては、全ての变化で 6~8%増加している。

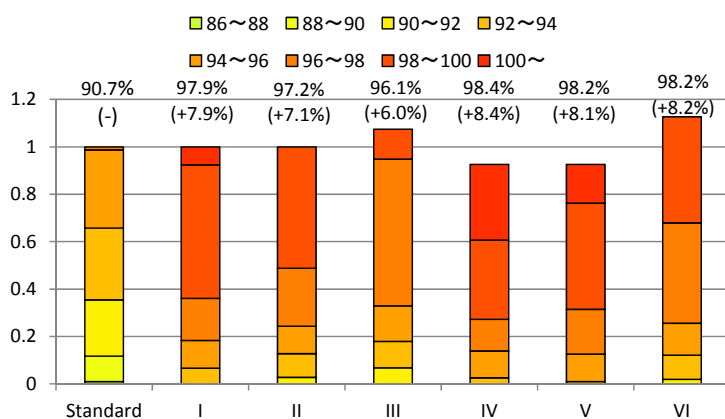


図 3.10 6/4SR モータのモータ効率におけるインダクタンス変化の影響

Fig. 3.10. Influence of inductance changes upon motor efficiencies for 6/4 SRM.

図 3.11 に 12/8SR モータのモータ効率に対するインダクタンス形状変化の影響を示す。図 3.11 の各データは、図 3.9(b)と付図 3.3 のモータ効率マップを基に計算された。12/8 の場合も 6/4 標準 SR モータの運転領域で正規化して、各変化の影響を評価した。12/8 の特徴として、運転領域が 6/4 の 150%程度となり、6/4 と比較して高出力化に有利であることが分かる。運転領域に関しては、変化 I・II・III・VI が有利であることが分かる。モータ効率に関しては、変化 III・VI を除く変化において 4~6%増加している。以上の結果より、EV への適用を目的としているので高出力化に有利である 12/8 の選択が望ましいと考える。12/8 を前提とすると、図 3.7 で示すインダクタンス形状変化を適用したときのモータ効率の評価を表 3.2 に示す。変化 I が最も効果的であり、続いて変化 II, 変化 III の順で効果的であることが分かる。インダクタンスの最大値と最小値の差が大きくなるとインダクタンスの空間微分値が大きくなるので、SR モータのトルク発生原理から考えると効果的であるのは当然と

言える。変化 III が効果的なのは、励磁方法として固定区間励磁 PWM 電圧制御法を適用しているため、電流が平均的に分布していることが影響したためと考えられる。変化 III については励磁方法として可変区間励磁を適用した場合についても検討する必要があるため、変化 I を第一優先として設計することにする。

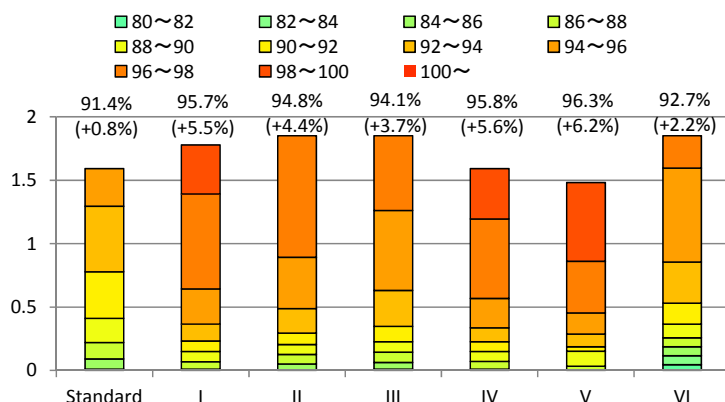


図 3.11 12/8SR モータのモータ効率におけるインダクタンス変化の影響

Fig. 3.11. Influence of inductance changes upon motor efficiencies for 12/8 SRM.

表 3.2 モータ効率におけるインダクタンス変化の影響

Table 3.2. Influence of inductance changes upon motor efficiencies.

Inductance change	I	II	III	IV	V	VI
Evaluation	◎	○	○	X	○	X

3.4 コア設計

3.4.1 コア延長

コイルエンド内側には空間がある。この空間をコアで埋めてコア軸長を延長すれば、対向位置のインダクタンスが増加する。また 6/4 と比較して 12/8 はコイル断面積が小さいので、コイルエンドが小さくなり、コア軸長を延長しやすい。標準 SR モータのコア軸長は 100mm である。6/4 標準 SR モータの場合は、コイルエンド内側の空間が 7mm あるので、両軸端を合わせてコア軸長を 14mm 延長できる。また 12/8 標準 SR モータの場合は、コイルエンド内側の空間が 7mm であり、更にコイル厚みを 6.4mm 短くできるので、両軸端を合わせてコア軸長を 26.8mm 延長できる。

図 3.12 に固定子・回転子ティース端をコイルエンド内側に沿って曲率を設け、コア軸長を 114mm に延長した 6/4SR モータの三次元解析モデルを示す。図 3.13 に 6/4 コア軸長延長の効果を示す。コア軸長を延長することにより対向位置のインダクタンス L_{max} が増加して

いる。また回転子ティース端を固定子ティース端の形状に合わせることで非対向位置のインダクタンス L_{min} が僅かに減少するが、 L_{max} も減少するので、結果としてインダクタンス落差 $L_{max}-L_{min}$ は増加しない。一方、回転子ティース端を固定子ティース端の形状に合わせなければ、 L_{min} が僅かに増加するが、 L_{max} も増加するので、結果として $L_{max}-L_{min}$ が増加する。そこで固定子ティース端のみ曲率を設けることにする。

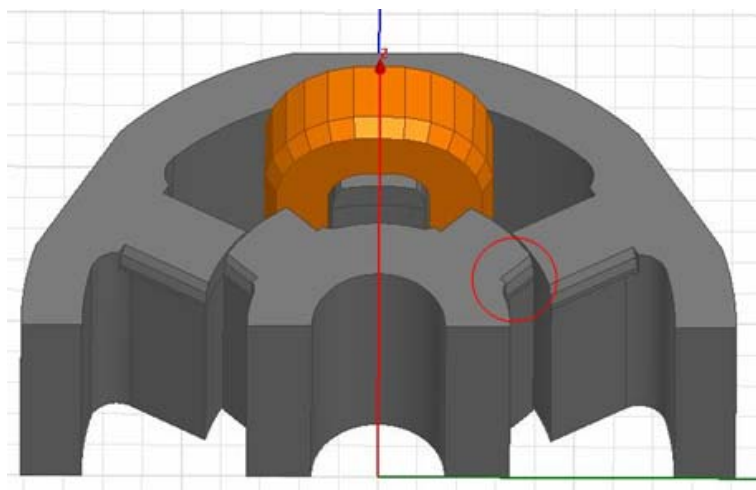


図 3.12 曲率ティース端を有する 6/4SR モータ
Fig. 3.12. 6/4 SRM with round teeth end.

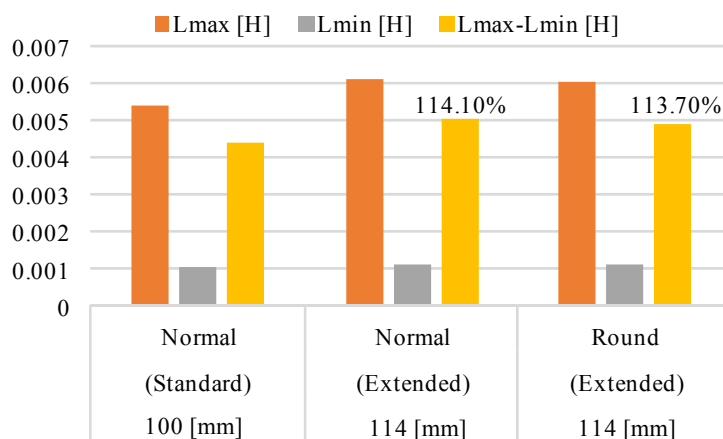


図 3.13 6/4SR モータのコア軸長延長に対するインダクタンス変化
Fig. 3.13. Inductance changes for core axial length extensions of 6/4 SRM

図 3.14 に固定子ティース端をコイルエンド内側に沿って曲率を設け、コア軸長を 126.8mm に延長した 12/8SR モータの三次元解析モデルを示し、図 3.15 に 12/8 コア軸長延長の効果

を示す。各標準コアの $L_{max}-L_{min}$ と比較すると、12/8 の方が固定子コアを大きく延長できるので、インダクタンス落差が大きく増加している。

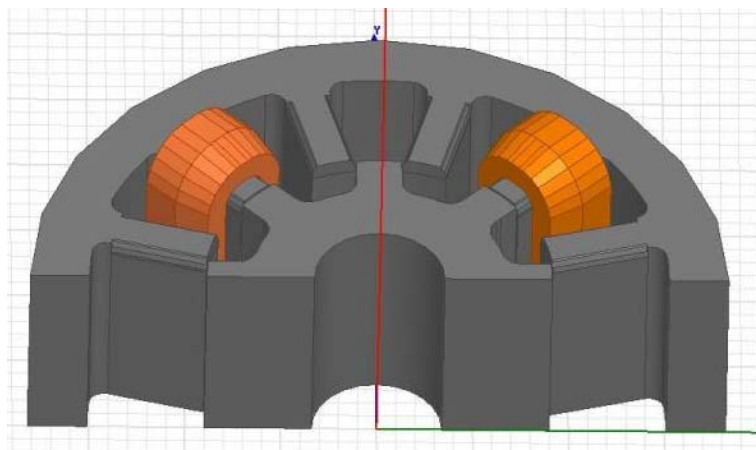


図 3.14 曲率固定子ティースと標準回転子ティースを有する 12/8SR モータ

Fig. 3.14. 12/8 SRM with round stator teeth and normal rotor teeth.

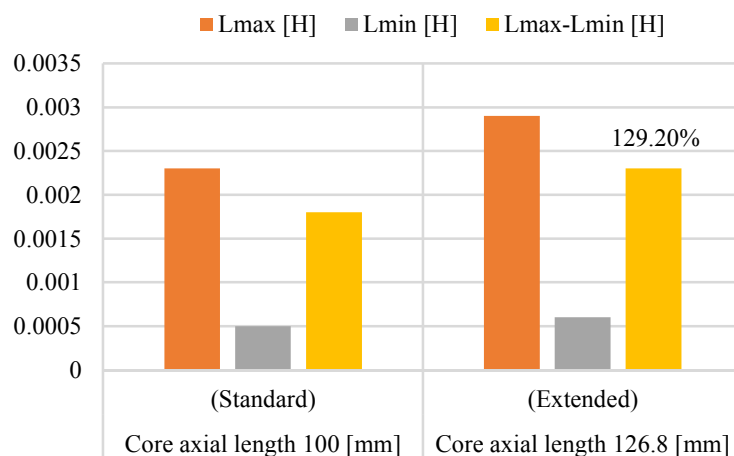


図 3.15 12/8SR モータのコア軸長延長に対するインダクタンス変化

Fig. 3.15. Inductance changes for core axial length extensions of 12/8 SRM.

3.4.2 ティース長

標準 SR モータと同じ固定子外径，ヨーク，ギャップを条件とし，固定子・回転子のティース長比を変え，インダクタンス落差に与える影響を検討する。回転子ティースを長くするとコイルスペースが小さくなるが，固定子凸部から回転子凹部までの距離が長くなるので L_{min} が小さくなるのが予想される。そこでコイルスペースが確保できる範囲において，最適な固定子・回転子のティース長比を検討する。図 3.16 で示すように，ティース長を変更

し、 $L_{max}-L_{min}$ を求めた。図 3.17 に 6/4SR モータの固定子・回転子ティース長の変更に対する解析結果を示し、図 3.18 に 12/8SR モータの固定子・回転子ティース長の変更に対する解析結果を示す。コア直径とギャップ長は変更しないので、固定子ティース長を延長する場合は、回転子ティース長を短縮する必要がある。 L_{max} は、ティース先端位置に影響されず、コイル電流値にも影響されない。しかし L_{min} は、固定子ティース長を短縮し、回転子ティース長を延長することで減少する。これらの傾向は、6/4 と 12/8 の両方に対して認められる。コイルスペースが確保できる範囲で、固定子ティース長を短くし、回転子ティース長を長くした方が、より大きなインダクタンス落差が得られる。

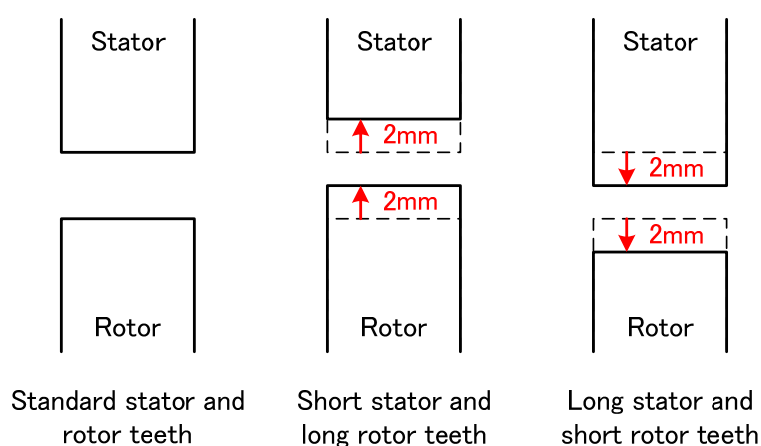


図 3.16 固定子と回転子ティース長の関係

Fig. 3.16. Relation between stator and rotor teeth lengths.

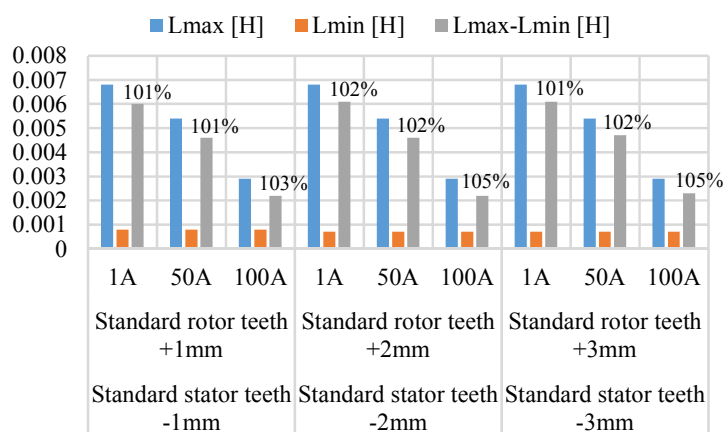


図 3.17 6/4SR モータ固定子と回転子ティース長の関係に対するインダクタンス変化 Fig. 3.17. Inductance changes for relation between stator and rotor teeth lengths of 6/4 SRMs.

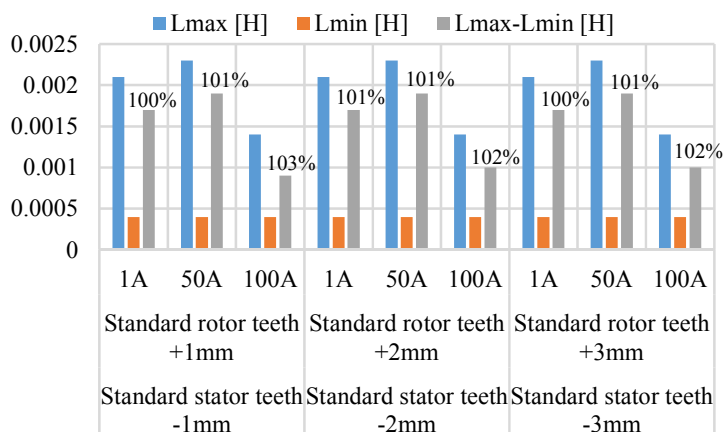


図 3.18 12/8SR モータの固定子と回転子ティース長の関係に対するインダクタンス変化

Fig. 3.18. Inductance changes for relation between stator and rotor teeth lengths of 12/8 SRMs

3.4.3 固定子ティース形状

固定子ティースをテーパ形状にすると、ティースとヨークの接続部におけるコア断面積が増え、磁路が短くなるため、磁気抵抗が小さくなり、 L_{max} が大きくなることが予想される。そこで、図 3.19 で示すティース幅を広げた形状とテーパ形状のどちらがインダクタンス落差の増加に有効か検討した。使用鉄量を等しくするため、両形状の断面積を等しくしている。図 3.20 に 6/4SR モータの固定子ティース形状がインダクタンスに与える影響を示し、図 3.21 に 12/8SR モータの固定子ティース形状がインダクタンスに与える影響を示す。低負荷（コイル電流 1A）のとき、ティース幅を広げた形状は L_{max} が増加し、テーパ角を設けた形状は標準と近い。高負荷（コイル電流 100A）のとき、ティース幅を広げた形状は非対向位置のインダクタンスは増加し、テーパ角を設けた形状は L_{min} は増加せず、 L_{max} が増加する。

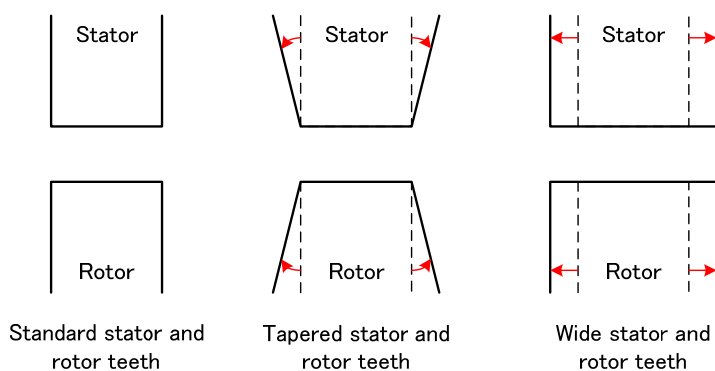


図 3.19 固定子と回転子ティース長の関係

Fig. 3.19. Relation between stator and rotor teeth lengths.

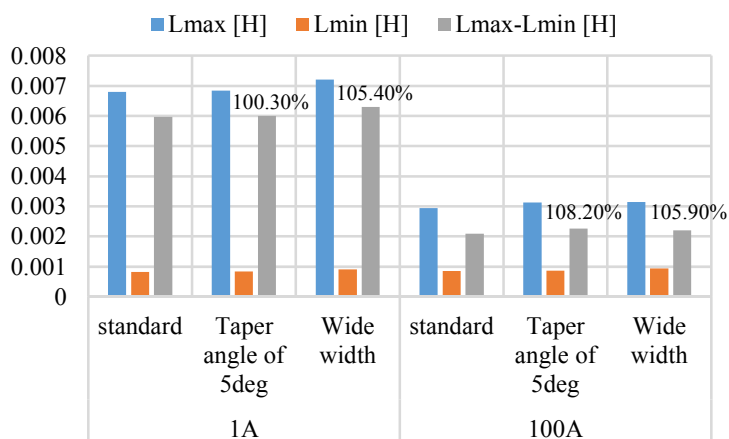


図 3.20 6/4SR モータのティース形状に対するインダクタンス変化

Fig. 3.20. Inductance changes for teeth shapes of 6/4 SRMs.

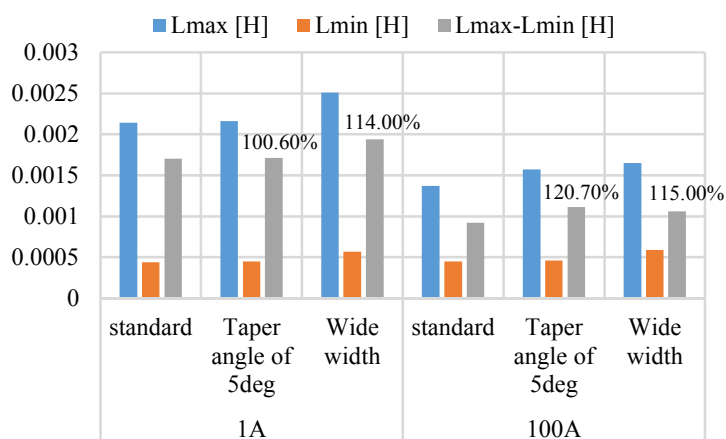


図 3.21 12/8SR モータのティース形状に対するインダクタンス変化

Fig. 3.21. Inductance changes for teeth shapes of 12/8 SRMs.

3.4.4 極数

表 3.3 に 3.4.1 から 3.4.3 までの L_{max} - L_{min} に対する改善効果をまとめた。ティース長とティース形状による改善効果は、6/4 と 12/8 において差が認められないが、コア延長の改善効果は 12/8 の方が大きい。そこで次節以降は 12/8 に絞り、検討を進める。

表 3.3 インダクタンスに対する各改善効果の要約

Table 3.3. Summary of each improvement effect for inductance.

Stator poles / rotor poles	6/4		
I [A]	1A	50A	100A
For core axial length extensions		114.1%	
For relation between stator and rotor teeth lengths	101.0 ~ 102.1%	101.3 ~ 103.5%	102.6 ~ 107.4%
For teeth shapes	100.3%		108.2%

Stator poles / rotor poles	12/8		
I [A]	1A	50A	100A
For core axial length extensions		129.2%	
For relation between stator and rotor teeth lengths	100.3 ~ 101.4%	100.9 ~ 102.8%	102.5 ~ 107.3%
For teeth shapes	100.6%		120.7%

3.4.5 分割コア

分割コアでは、集中巻コイルをコアと独立して製作できるので、コイル占積率が改善され、銅損が低減する。しかし図 3.22 に示すように分割コア接合部の幅が狭くなるため、その周辺で磁気飽和する可能性がある。磁気飽和しない範囲でコイルスペースを広くとるために、コイル電流 100A の条件下で、分割コア接合部の高さを少しずつ狭くしていき、最適な高さを求める。表 3.4 に分割コア接合部の高さの L_{max} - L_{min} への影響を示す。標準コアの幅より -6mm 狭くするとインダクタンス落差が急激に減少している。そこで分割コア接合部の高さは標準で設定しているコア接合部の高さより -5mm 狭くした形状とする。分割コア接合部の高さを低くすることでコイルスペースが増加する。コイルスペースを有効利用してテー

パ角を増加させることで、更に磁束の流れを改善して $L_{max}-L_{min}$ を増加させる。表 3.5 で示すようにテーパ角を増加させるとインダクタンス落差は増加するが、コイルスペースが狭くなりコイルが巻けなくなるので、テーパ角は6度を選定する。

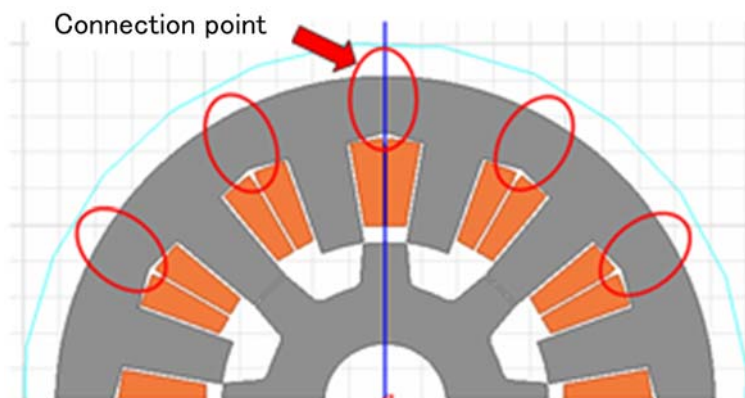


図 3.22 固定子と回転子ティース長の関係

Fig. 3.22. Relation between stator and rotor teeth lengths.

表 3.4 分割コアヨークの高さに対するインダクタンス変化

Table 3.4. Inductance change for height of separated core yoke.

Core shapes	Standard core		Divided core, Height of connection points is initial value.		Divided core, Height of connection points is initial value - 1mm		Divided core, Height of connection points is initial value - 2mm	
	50A	100A	50A	100A	50A	100A	50A	100A
I [A]	50A	100A	50A	100A	50A	100A	50A	100A
L_{max} [H]	0.00249	0.00157	0.00250	0.00157	0.00249	0.00157	0.00249	0.00157
L_{min} [H]	0.00046	0.00046	0.00046	0.00046	0.00046	0.00046	0.00046	0.00046
$L_{max}-L_{min}$ [H]	0.00203	0.00111	0.00204	0.00111	0.00204	0.00111	0.00203	0.00111
Comparison of $L_{max}-L_{min}$			100.1%	100.1%	100.0%	100.0%	99.8%	100.0%

Core shapes	Divided core, Height of connection points is initial value - 3mm		Divided core, Height of connection points is initial value - 4mm		Divided core, Height of connection points is initial value - 5mm		Divided core, Height of connection points is initial value - 6mm	
	50A	100A	50A	100A	50A	100A	50A	100A
I [A]	50A	100A	50A	100A	50A	100A	50A	100A
L_{max} [H]	0.00249	0.00157	0.0025	0.0016	0.0025	0.0016	0.0025	0.0016
L_{min} [H]	0.00046	0.00046	0.0005	0.0005	0.0005	0.0005	0.0005	0.0005
$L_{max}-L_{min}$ [H]	0.00203	0.00111	0.0020	0.0011	0.0020	0.0011	0.0020	0.0011
Comparison of $L_{max}-L_{min}$	99.9%	99.9%	99.8%	99.8%	99.7%	99.6%	99.3%	99.1%

表 3.5 コアヨーク高さと固定子ティーステーパーに対するインダクタンス変化

Table 3.5. Inductance change for core yoke height and teeth taper of stator.

Core shapes	Divided core, Height of connection points is initial value - 5mm Teeth taper of 5deg		Divided core, Height of connection points is initial value - 5mm Teeth taper of 6deg		Divided core, Height of connection points is initial value - 5mm Teeth taper of 7deg	
	50A	100A	50A	100A	50A	100A
I [A]	50A	100A	50A	100A	50A	100A
L_{max} [H]	0.00249	0.00157	0.00251	0.00160	0.00254	0.00165
L_{min} [H]	0.00046	0.00046	0.00046	0.00046	0.00049	0.00049
$L_{max}-L_{min}$ [H]	0.00203	0.00111	0.00205	0.00114	0.00206	0.00116
Comparison of $L_{max}-L_{min}$			101.0%	102.8%	101.3%	104.5%

3.4.6 回転子ティース形状

回転子はコイルスペースを考慮せず、テーパ角を自由に設けることが可能なので、テーパ角を0度から18度まで2度毎に変更しながら $L_{max}-L_{min}$ を求める。図 3.23 に回転子ティースのテーパ角のインダクタンス落差への影響を示す。テーパ角6度まではインダクタンス落差が増加しているが、8度付近で飽和している。そこで回転子ティースのテーパ角は8度を選定する。

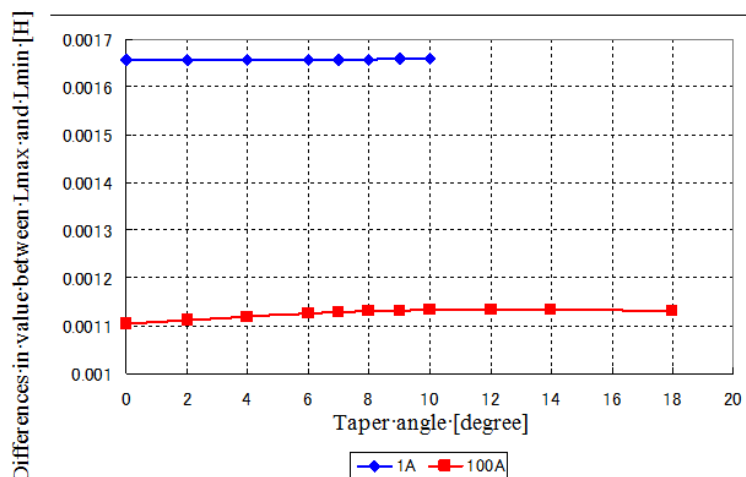


図 3.23 固定子テーパ角に対するインダクタンス変化
Fig. 3.23. Inductance changes for taper angles of rotor.

3.4.7 コアバック

図 3.24 に示すようにコアバックを設けることにより固定子ヨークの断面積が増加するので $L_{max}-L_{min}$ が増加する。図 3.25 にコアバック延長と $L_{max}-L_{min}$ の関係を示す。コアバックを延長することで $L_{max}-L_{min}$ が増加している。標準モータと同サイズにするため、コアバック延長はコイル端上部の軸長に相当する 10mm が上限となる。従って、コアバック延長は 10mm とし、両端面で合わせて 20mm とする。この段階で固定子コアの軸長は、3.4.1 で取り扱ったコア延長 26.8mm にコアバック延長 20mm が加わり、46.8mm 増加する。

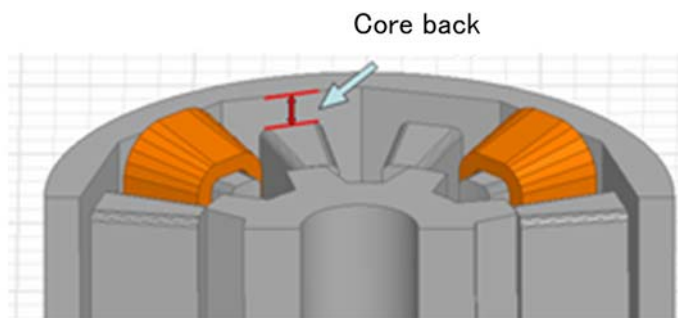


図 3.24 コアバック
Fig. 3.24. Core back.

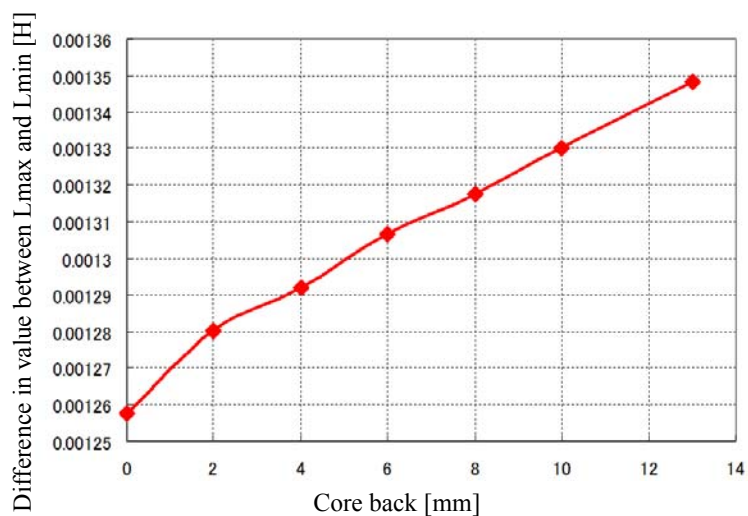


図 3.25 コアバックの長さに対するインダクタンス変化

Fig. 3.25. Inductance changes for length of core back.

3.5 高効率 SR モータ

第3章で述べたコア設計に基づき高効率 SR モータを試作した。図 3.26 に試作した回転子コアを示す。図 3.27 に固定子コアを示す。表 3.6 に固定子と回転子の諸元を示す。固定子コアの製作には固定子分割コアが 12 個必要である。実機試験により静止トルクの測定し、有限要素法磁場解析により求めた静止トルクの検証を行う。図 3.28 に高効率 SR モータの静止トルクを示す。3 種類のコア材料で静止トルクを解析で求めたが、実測値と近似した値となった。各コア材料の飽和磁束密度がほぼ同じなので、静止トルクに違いは見られない。各コア材料の磁化特性は異なり、それらの性能で鉄損が変化するので、モータ効率には影響する。



図 3.26 回転子コア

Fig. 3.26. Rotor core.

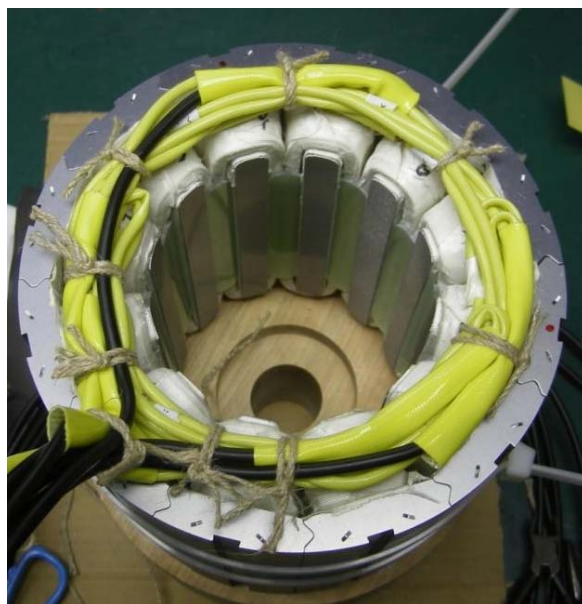


図 3.27 固定子コア

Fig. 3.27. Stator core.

表 3.6 固定子と回転子コアの諸元表

Table 3.6. Specifications of stator and rotor cores.

External diameter of stator	182 [mm]
External diameter of rotor	96.33 [mm]
Rated output power	3.5 [kW]
Air gap length	0.3 [mm]
Core length	146 [mm]
coil turns number	44 [turns/pole]
Stator / rotor pole numbers	12/8 [pole]
Stator pole pitch	30 [deg]
Rotor pole pitch	45 [deg]

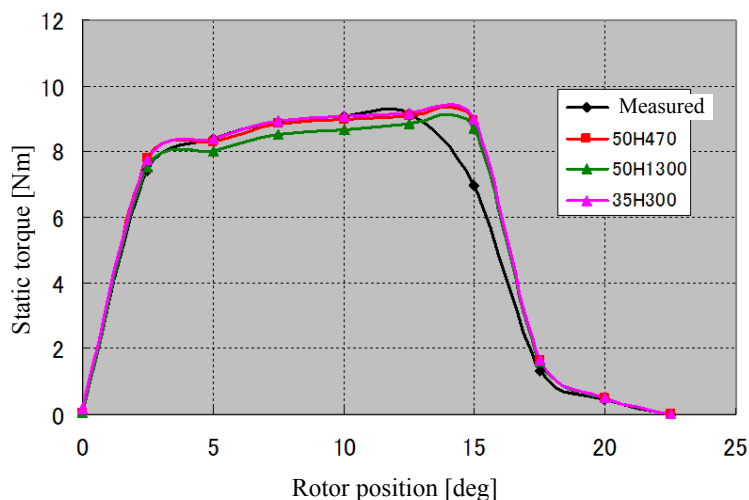


図 3.28 12/8SR モータの静止トルク

Fig. 3.28. Static torque of 12/8 SR motor.

図 3.29 に高効率 SR モータと標準 SR モータのモータ効率とモータ出力の比較を示す。開発目標は、150%定格出力 5kW においてモータ効率 85%以上であった。3.5kW を超える運転領域において、高効率 12/8SR モータのモータ効率は常に 85%を超えていることから、標準 6/4SR モータと比較してモータ効率が改善していることが分かる。また 150%定格出力 5kW においてもモータ効率は 85%を超えていることから、高出力化が達成されている。

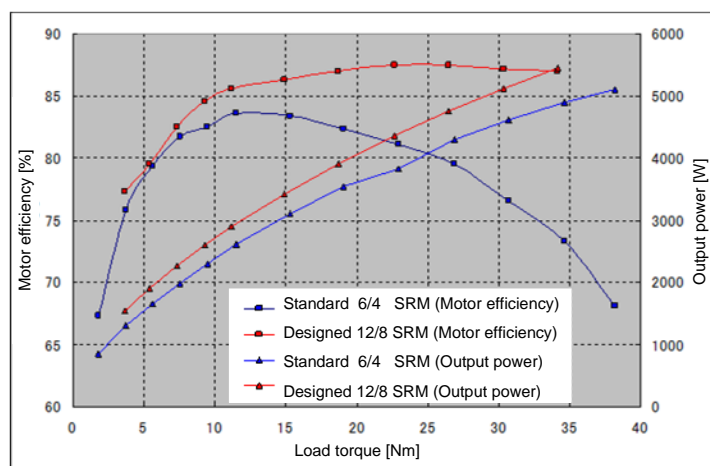


Fig. 29. Motor efficiency and output power.

図 3.30 に高効率 12/8SR モータのモータ効率マップを示す。SR モータ試験システムにおいて、励磁区間固定制御で運転し、電源電圧を測定条件として設定し、負荷機側で負荷トルクを変化させながらモータ効率を測定した。電源電圧を変化させることは PWM 制御を行

い、コイルへの印加電圧を調整すること等価であるが、スイッチングを行わないため鉄損の影響が小さくなり、最も良い条件下でモータ効率を測定できる。SR モータ試験システムにおける電源容量を考慮して、電源電圧は 120V までを印加した。殆どの動作点において、モータ効率は 80%を超えている。最も良い動作点でモータ効率は 88.7%となっている。電源電圧を更に上げると、運転領域が広がり、中速域で高負荷に高効率な範囲が広がることが予想される。

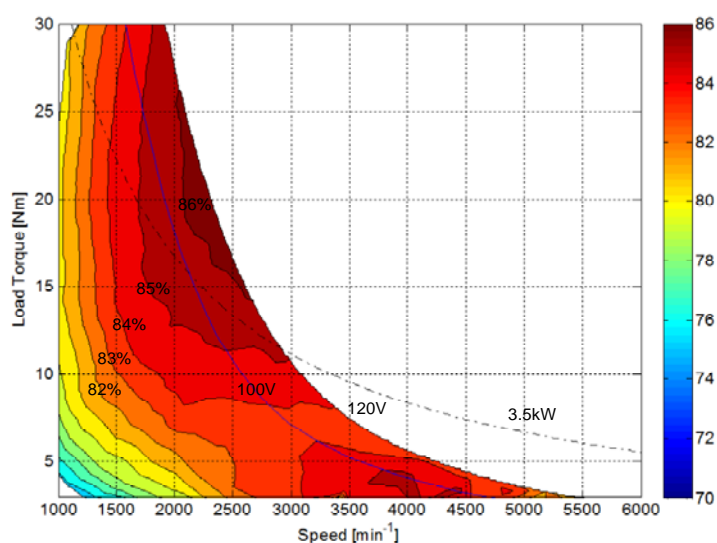


図 3.30 12/8 SR モータのモータ効率

Fig. 3.30. Motor efficiency of 12/8 SR motor.

図 3.31 に機械損を考慮した高効率 SR モータのモータ効率マップを示す。機械損は中速域以上で、モータ効率への影響が顕著になる。機械損の考慮方法は文献の方法を用いた。機械損を考慮したモータ効率は、低負荷域では 90%を超えている。一般に SR モータは高速域で高効率となると言われているが、その特徴が明確にモータ効率マップより読み取れる。機械損が支配的になる高速・低負荷域では、測定精度の問題はあるが、95%以上のモータ効率が得られており、開発目標としている電気自動車用のブラシレス DC モータと同等のモータ効率を達成している。

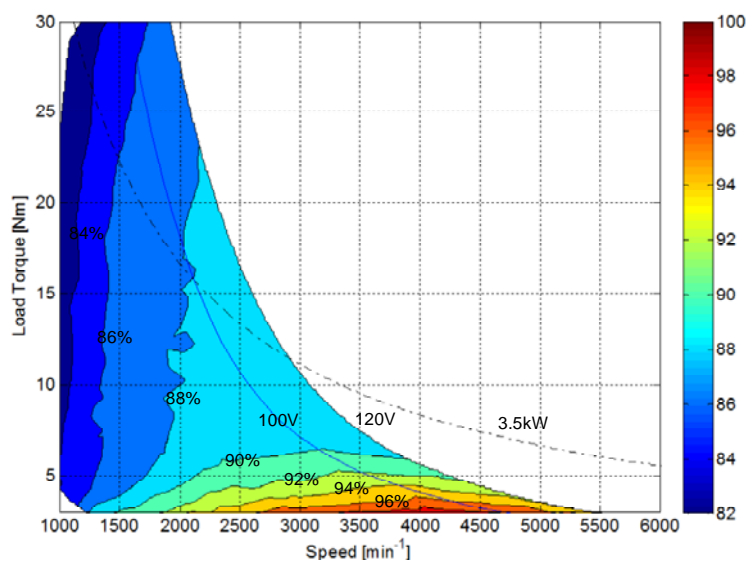
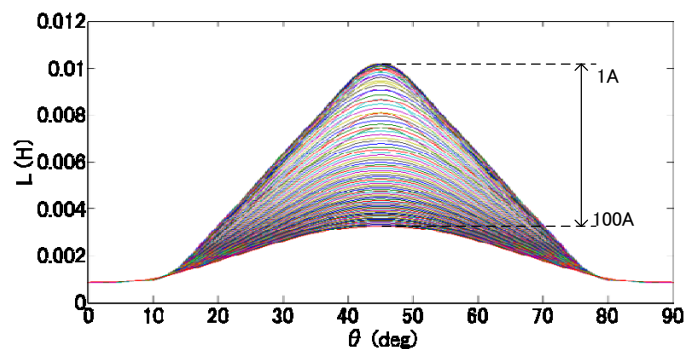


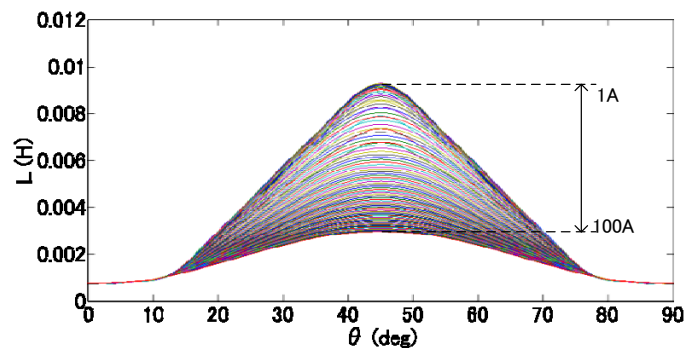
図 3.31 12/8 SR モータの機械損を考慮したモータ効率

Fig. 3.31. Motor efficiency considering mechanical loss of 12/8 SR motor.

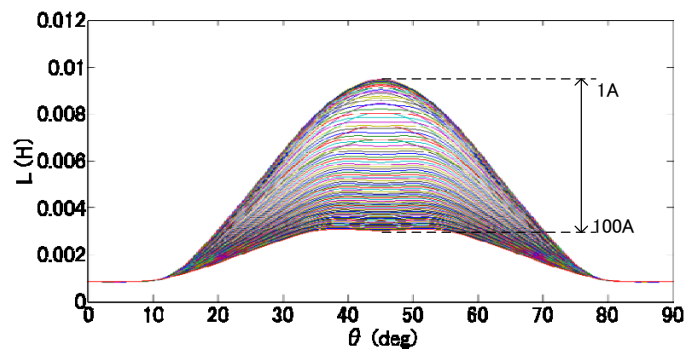
付録



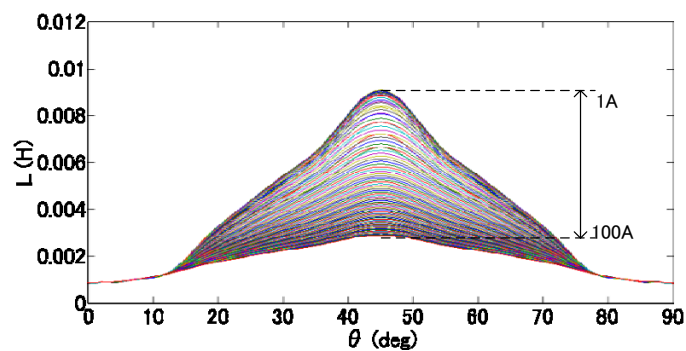
(a) inductance change I



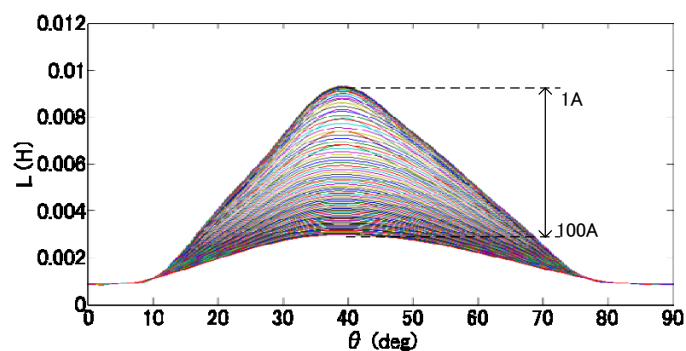
(b) inductance change II



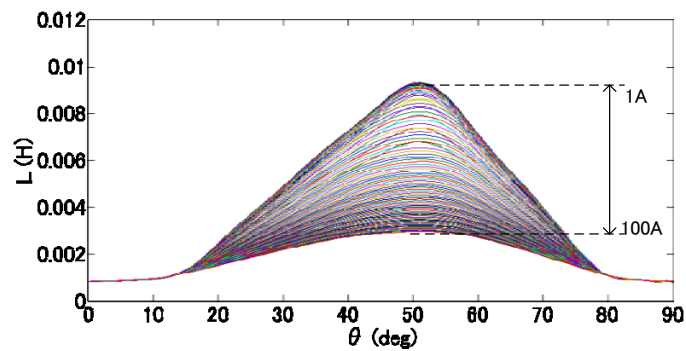
(c) inductance change III



(d) inductance change IV



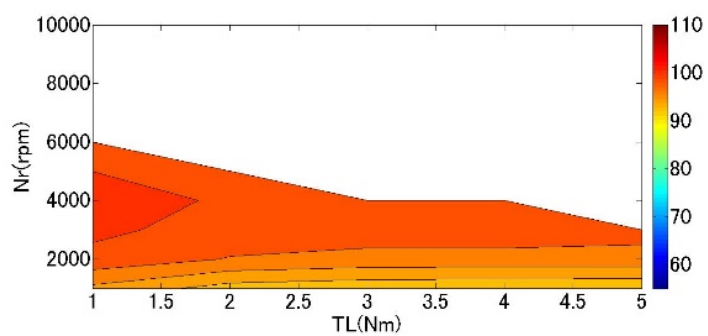
(e) inductance change V



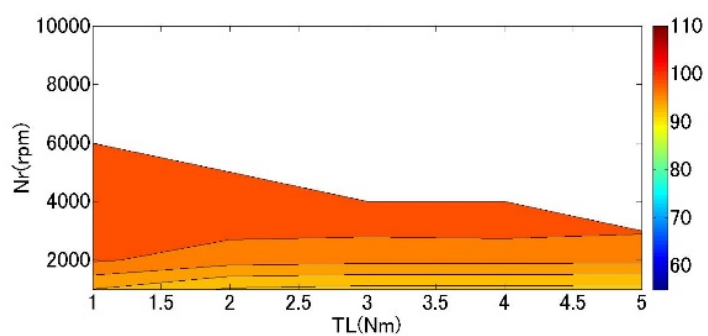
(f) inductance change VI

付図1 インダクタンス変化のための6/4 SRMの曲線

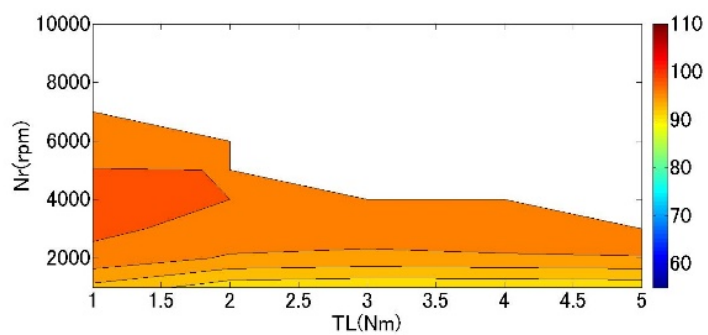
App. Fig. 1. Inductance curves of 6/4 SRM for inductance changes.



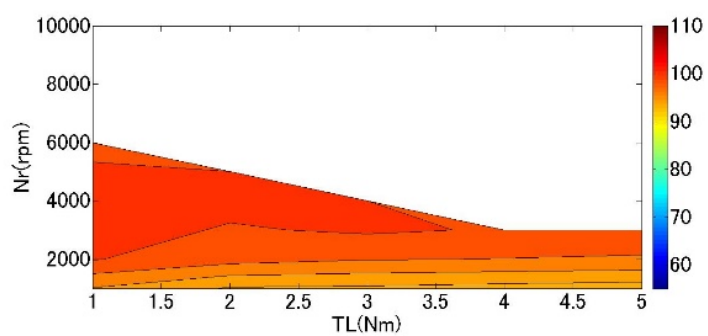
(a) inductance change I



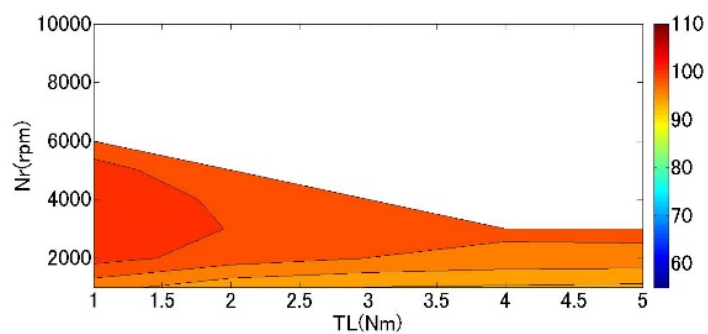
(b) inductance change II



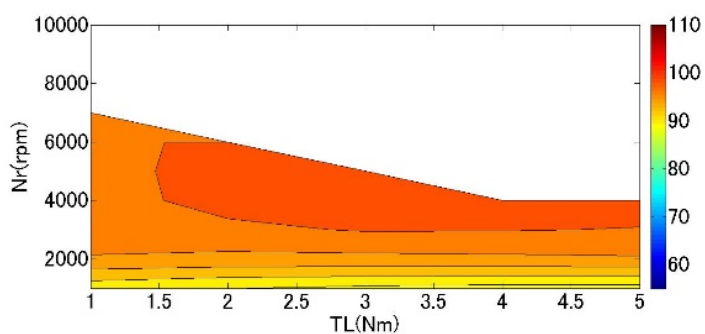
(c) inductance change III



(d) inductance change IV

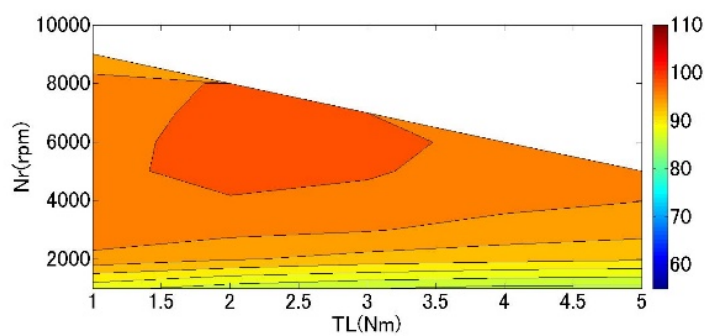


(e) inductance change V

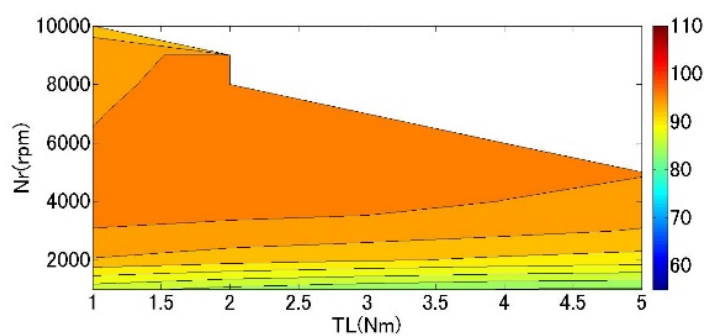


(f) inductance change VI

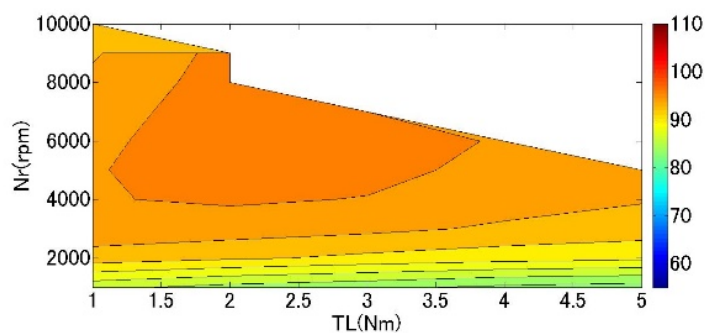
付図2 インダクタンス変化に対する6/4SRMのモータ効率
App. Fig. 2. Motor efficiencies of 6/4 SRM for inductance changes.



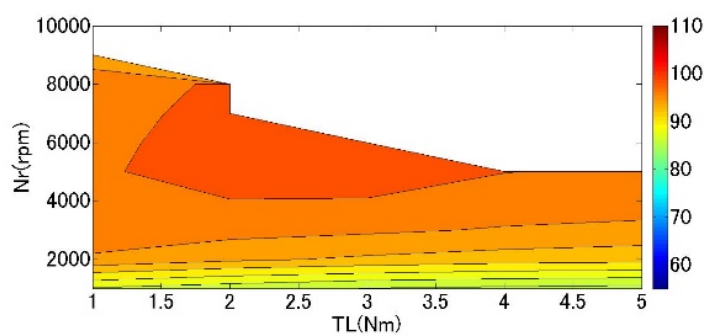
(a) inductance change I



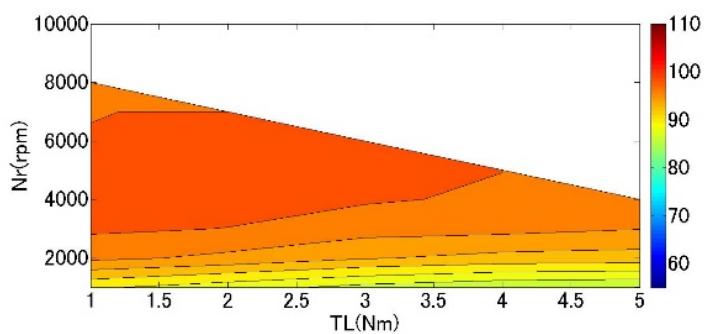
(b) inductance change II



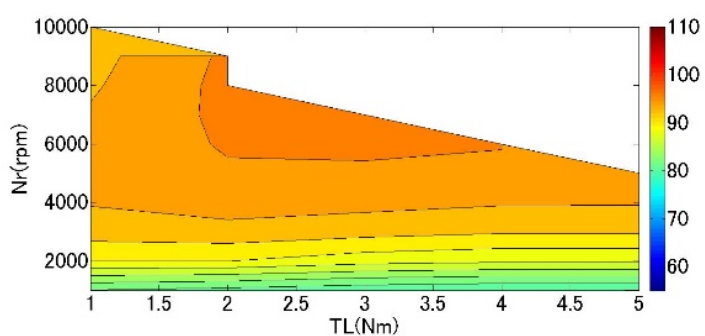
(c) inductance change III



(d) inductance change IV



(e) inductance change V



(f) inductance change VI

付図3 インダクタンス変化に対する12/8SRMのモータ効率
App. Fig. 3. Motor efficiencies of 12/8 SRM for inductance changes.

第4章 励磁区間可変シングルパルス制御によるスイッチトリラクタンスモータの効率向上に関する検討

4.1 供試 SRM の諸元

図 4.1 に供試 SRM の断面図を示す。また、表 4.1 にその緒元を示す。固定子 6 極，回転子 4 極の二重突極構造である。固定子極には，直径 0.75mm の導線を 3 並列にしたものが 20 ターン巻かれており，U 極と U 極の巻線は直列に接続されている。定格出力は 300W，定格電圧は 24V である。モータ原点に関しては，固定子極と回転子極が対向していない位置を $0^\circ(\text{mech.})$ とし，時計方向を正回転方向と定義する。

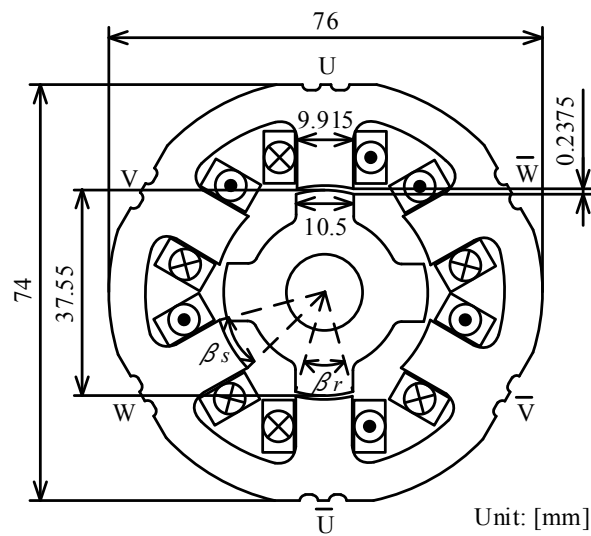


図 4.1 供試 SRM の横断面

Fig. 4.1. Cross section of test SRM.

表 4.1 供試 SRM の諸元

Table. 4.1. Specification of test SRM.

Parameters	Values
Rated power	180 [W]
Rated voltage	24 [V]
Number of coil turns	40 [turns/pole]
Winding resistance	0.088 [Ω] @20°C
Core length	50 [mm]
Stator pole arc	30.25 [$^\circ$]
Rotor pole arc	32.43 [$^\circ$]

4.2 励磁区間可変シングルパルス制御

4.2.1 トルク発生原理

図4.2にSRMの120°(elec.)通電時の典型的な電圧、電流、鎖交磁束波形を示す。鎖交磁束は磁極端における漏れ磁束(フリンジング効果)を無視し、一定電流を流した場合の回転子位置に対する鎖交磁束である。トルク T は次式で与えられる。

$$T(\theta, i) = \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial \theta} = \int \frac{\partial \Psi(\theta, i)}{\partial \theta} di \dots\dots\dots (4.1)$$

ここで、 W_c は磁気随伴エネルギー、 i は相電流、 θ は回転子位置、 Ψ は鎖交磁束である。(4.1)式よりトルクが鎖交磁束の空間変化率に比例することが分かる。

また、磁気特性が電流に対して線形であり、相互インダクタンスの影響を無視すると、発生トルク T は次式で与えられる。

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} \left(i_u^2 \frac{dL_u(\theta)}{d\theta} + i_v^2 \frac{dL_v(\theta)}{d\theta} + i_w^2 \frac{dL_w(\theta)}{d\theta} \right) \dots\dots\dots (4.2)$$

(4.2)式より図4.2のインダクタンスがほぼ一定の無効領域では、インダクタンスの傾きは非常に小さいため、この領域に流れる電流はトルクにほとんど寄与せずその多くは銅損のみとなる。また、インダクタンスの傾きが負のところではトルクが反転することがわかる。この逆トルク領域に電流が流れるとブレーキトルクが発生するため効率低下の要因となる。

したがって、同じ入力量で多くの出力を得るためには、図4.2の正トルク領域に電流波形を集中させることによって効率を改善できると予測される。

正トルク領域に電流波形を集中させればよいことはわかったが、正トルク領域のどの位置を中心として励磁すればさらに効率を改善できるかという疑問がある。図4.2のようにインダクタンスの空間微分係数が最大となる位置を中心として励磁を行い、励磁区間を負荷に比例して変化させればより効率よくトルクを引き出せると考えられる。

※インダクタンスの「傾き」と「空間微分係数」は数学的には同じ意味だが、ここでは説明の便宜上、離散的な区間におけるインダクタンスの変化率を「傾き」と呼び、ある回転子位置における微小区間におけるインダクタンスの変化率を「空間微分係数」と呼ぶことにする。

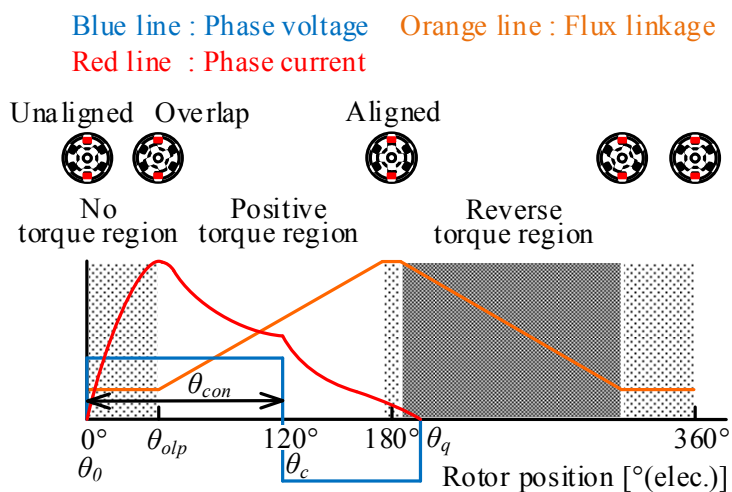


図 4.2 SRM の相電圧，相電流と鎖交磁束波形

Fig. 4.2. Phase voltage, phase current, and flux linkage of SRM.

4.3 静磁場解析

ここでは2次元性磁場解析により，供試SRMの鎖交磁束および自己インダクタンス特性について検討を行う。

4.3.1 解析条件

表 4.2 に供試SRモータの材料特性，表 4.3 にB-H特性，表 4.4 にANSYSの解析条件を示す。

表 4.2 材料特性

Table 4.2. Material characteristic

	Relative permeability	Electric resistivity [Ωm]	B-H characteristic
Coil area	1	—	—
Stator	—	14×10^{-8}	Table
Rotor	—	14×10^{-8}	Table
Air layer	1	—	—
Shaft	1000	—	—

表 4.3 B-H 特性

Table. 4.3. B-H characteristic

H [A/m]	0	30	40	60	80	100	200	300	400	500	600	700	800
B [T]	0	0.13	0.16	0.2	0.28	0.34	0.99	1.27	1.38	1.45	1.49	1.52	1.54

H [A/m]	900	1000	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000	9000	10000	20000	30000
B [T]	1.55	1.56	1.64	1.69	1.72	1.76	1.79	1.81	1.84	1.86	1.88	2.01	2.08

表 4.4 解析条件

Table. 4.4. Analysis condition

Number of node point	14993~15901
Number of component	7382~7836
Mesh size	0.0013
Mesh shapes	Triangle
Excitation coil	One phase
Current density	1.559×10^6 [A/m ²]
Coil area	51.3 [mm ²]
component	PLANE 53
Analysis range	0~45 [deg]

図 4.3 に ANSYS の静磁場解析により得られた 300W 供試 SR モータの磁化曲線を示す。解析範囲は非対向位置 0°(elec.)から対向位置 180°(elec.)、電流 1A から 100A までの計 4500 点である。電流が増加するにつれて、または回転子が対向位置に進むにつれて磁束鎖交数が飽和していくのが確認できる。飽和開始電流は約 15A であり、この電流以上では非対向位置を除き磁束鎖交数が飽和している。図右上の点線を境に磁化曲線の傾きが変化している。

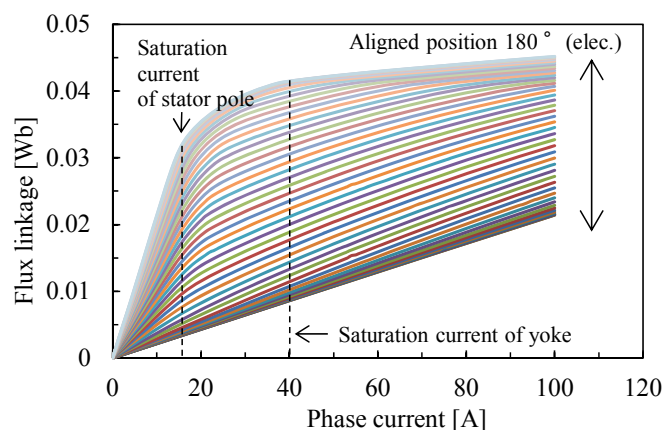


図 4.3 磁化曲線

Fig. 4.3. Magnetization curve

図 4.4 に静磁場解析により得られた増分インダクタンスを示す。電流 1A から 30A の一部の解析範囲のみを示す。エアギャップが均一な他のモータと異なり、SR モータのエアギャップは不均一であるためインダクタンスが大きく変化する。一般にインダクタンスの形状は、非対向位置を最小値とし対向位置で最大値をとる三角形となる。非対向位置からオーバーラップ角までは電流の値にかかわらず、インダクタンスの値は同じとなる。すなわち、フリンジング効果がない理想状態では対向位置からオーバーラップ角までのインダクタンスは非対向インダクタンスと同じ値となる。磁化曲線で示したように飽和電流 15A からは、ある回転子位置から対向位置までのインダクタンス勾配が負の値になり、歪な三角形となっている。線形領域ではインダクタンスの最大値は対向インダクタンスであるが、非線形領域では対向インダクタンスとはならない。

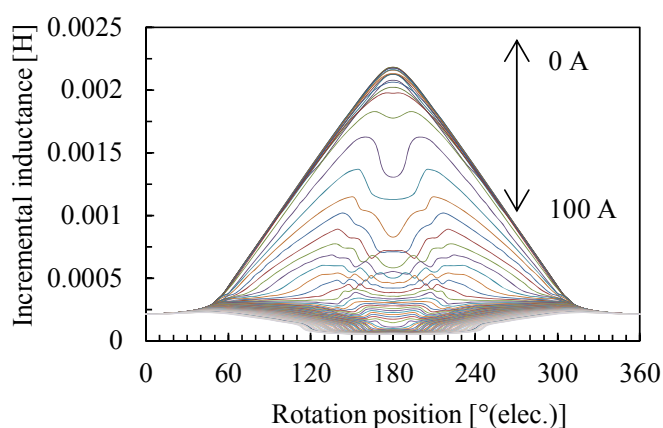


図 4.4 増分インダクタンス

Fig. 4.4. Incremental inductance

図4.5に図4.3の鎖交磁束波形をリマッピングした図を示す。供試SRMの固定子極が飽和し始める電流15Aの鎖交磁束曲線を青点線で示す。固定子極端と回転子極端が重なり始める位置である重なり角 θ_{olp} から対向位置 $45^\circ(\text{mech.})$ までの鎖交磁束は、回転子位置および電流に対して大きく変化している。重なり角 θ_{olp} は次式で与えられる。

$$\theta_{olp} = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{P_r} - (\beta_s + \beta_r) \right) \dots\dots\dots (4.3)$$

ここで、 P_r は回転子極数、 β_s は固定子極弧、 β_r は回転子極弧である。本研究で使用した供試SRMの重なり角は $13.66^\circ(\text{mech.})$ である。重なり角 θ_{olp} 近傍から鎖交磁束が増加するため、重なり角から対向位置までを中心に励磁することによって、少ない電流で有効にトルクを発生できると考えられる。

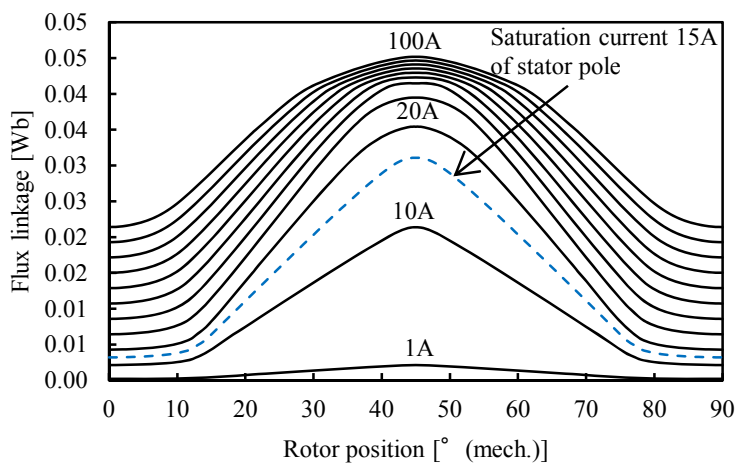


図4.5 FEMにより計算された鎖交磁束
Fig. 4.5. The flux linkage calculated by FEM.

4.4 インダクタンスの最大空間変化率

線形とした場合の自己インダクタンスおよび自己インダクタンスの空間変化率を次式により計算した。

$$L(\theta, i) = \frac{\psi(\theta, i)}{i} \dots\dots\dots (4.4)$$

$$L_{div}(\theta) = \left. \frac{dL(\theta)}{d\theta} \right|_{i=const} \dots\dots\dots (4.5)$$

ここで、 L は自己インダクタンス、 L_{div} は自己インダクタンスの空間変化率である。

図 4.6 に磁束鎖交数より算出した各回転子位置における線形とみなした場合のインダクタンスを示す。非対向位置では、どの電流値でもインダクタンスの値が同じになる。逆に対向位置では、電流が変化するとインダクタンスの最大値は減少する傾向にある。

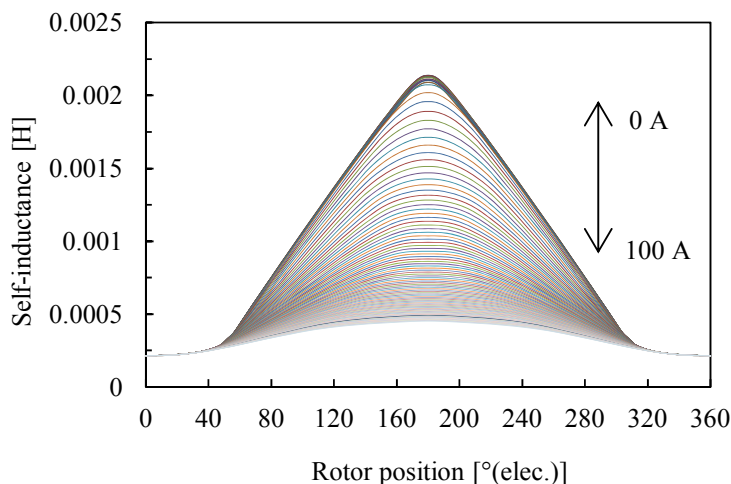


図 4.6 線形とみなした場合の自己インダクタンス

Fig. 4.6. Self inductance which assumes linearity

図 4.7 に自己インダクタンスの空間変化率を示す。図 4.7(b)は磁極が飽和しだす電流 15A のときの自己インダクタンスの空間変化率の波形である。つまり、この電流以下は線形領域となる。自己インダクタンスの空間変化率の波形は、波高値がほぼ平らな形状となっており、自己インダクタンスの空間変化率が最大となる位置は $54.64^{\circ}(\text{elec.})$ である。しかし、図 4.7(c) のようにヨークが飽和しだす電流 40A(磁極が十分に飽和)流では、自己インダクタンスの空間変化率が最大となる位置は $89.05^{\circ}(\text{elec.})$ となり、線形領域よりも遅れる。図 4.7(d)のヨークが飽和する電流では、 $61.43^{\circ}(\text{elec.})$ となり、全体的に線形領域よりも小さくなる。特に、対向位置近傍の自己インダクタンスの空間変化率は大きく減少する波形となる。これらの比較から、電流により自己インダクタンスの空間変化率が最大となる位置は変化するが、大きさはほとんど変化しないことから、 $54.64^{\circ}(\text{elec.})$ を中心に励磁を行うことにより、効率よくトルクを発生させることができると考えられる。

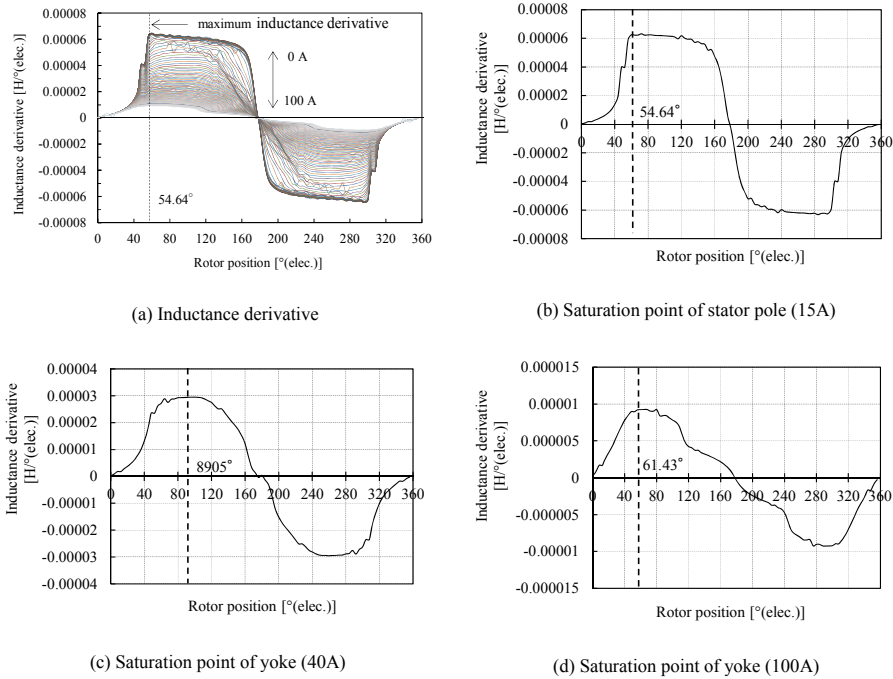


図 4.7 自己インダクタンスの空変化率

Fig. 4.7. Self inductance derivative

4.4.1 励磁モード

図 4.8 に励磁区間可変シングルパルス制御の各励磁モードを示す。低負荷トルク域では、図 4.2 に示した正トルク領域のみで励磁することとし、これを励磁モード 1 とする。中負荷トルク域では正トルク領域と無効トルク領域で励磁を行うこととし、これを励磁モード 2 とする。高負荷トルク域では正トルク、無効トルクおよび逆トルクのすべての領域で励磁を行うこととし、これを励磁モード 3 とする。

励磁モード 1 は正トルク領域のみに電流が流れるように、転流角 θ_c のみを制御するモードである。ターンオン角 θ_0 は重なり角 θ_{olp} で固定する。転流角 θ_c は、重なり角 θ_{olp} から最適転流角 θ_c^{opt} (消磁角 θ_q が対向位置 θ_a と一致するときの転流角) の間で、通電角指令値 θ_{con}^* に応じて可変させる。励磁モード 1 のターンオン角指令値 θ_0^* と転流角指令値 θ_c^* は次式で与えられる。

$$\theta_0^* = \theta_{olp} \dots \dots \dots (4.6)$$

$$\theta_c^* = \theta_0 + \theta_{con}^* \dots \dots \dots (4.7)$$

この制御モードでは、インダクタンスの傾きが最も大きい区間であり、他のモードに比べて一番効率がよい。なお θ_{copt} は動作点によって変化するものである。

励磁モード1において、消磁角 θ_q が対向位置 θ_a まで達した場合は、励磁モード2に移行する。励磁モード2では、転流角 θ_c は常に対向位置 θ_a で零電流となるように、最適転流角 θ_c^{opt} に固定される。ターンオン角 θ_0 は非対向位置 θ_u から重なり角 θ_{olp} の間で、通電角指令値 θ_{con}^* に応じて可変させる。励磁モード2のターンオン角指令値 θ_0^* と転流角指令値 θ_c^* は次式で与えられる。

$$\theta_0^* = \theta_c - \theta_{con}^* \quad \dots\dots\dots (4.8)$$

$$\theta_c^* = \theta_c^{opt} \quad \dots\dots\dots (4.9)$$

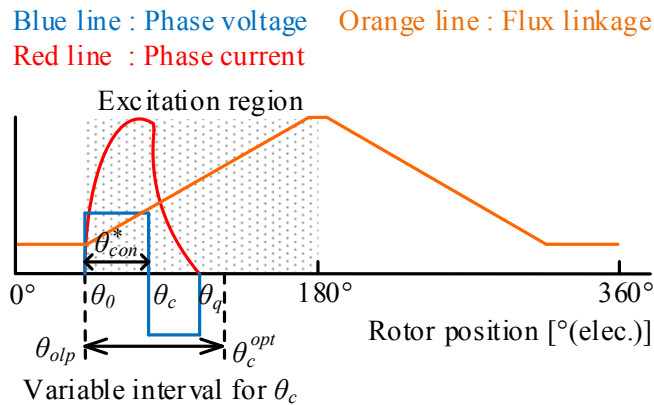
この制御モードではインダクタンスの傾きが小さい領域で電流が増加する。従って、制御モードIと比べて、トルクの増加はわずかである。しかし、逆トルクによる効率の低下はない。

励磁モード2において、ターンオン角 θ_0 が非対向位置 θ_u と一致した場合は、励磁モード3へ移行する。ターンオン角 θ_0 は非対向位置 θ_u で固定し、転流角 θ_c は最適転流角 θ_c^{opt} から対向位置 θ_a の間で可変させる。励磁モード3のターンオン角指令値 θ_0^* と転流角指令値 θ_c^* は次式で与えられる。

$$\theta_0^* = \theta_u \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

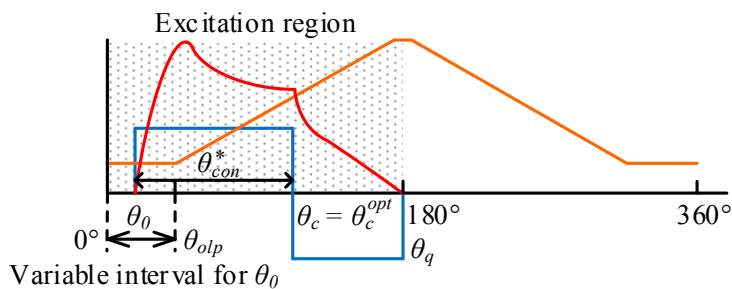
$$\theta_c^* = \theta_c^{con} \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

本モードではインダクタンスの傾きが負の区間に電流が流れるため、逆トルクが発生し効率が著しく低下する。本モードは、効率を犠牲にしても高負荷を駆動する必要があるときに用いられる。



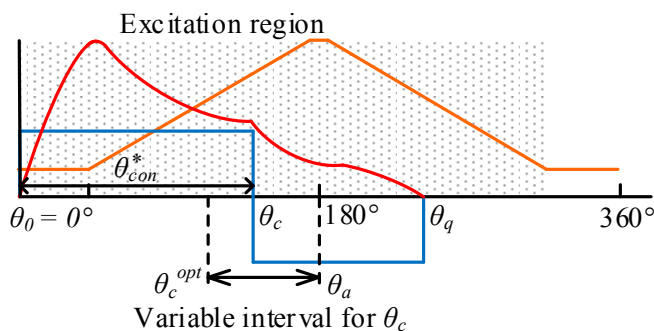
(a) 励磁モード1

(a) Excitation mode 1



(b) 励磁モード 2

(b) Excitation mode 2



(c) 励磁モード 3

(c) Excitation mode 3

図 4.8 励磁モード

Fig. 4.8. Excitation mode.

4.5 コントローラの構成

4.5.1 演算フローチャート

図 4.9 にターンオン角及び転流角制御器のフローチャートを示す。モータの始動時は角速度 ω が 0 であるので、励磁モード S_m は励磁モード 1、ターンオン角指令値 θ_0^* は重なり角 θ_{olp} 、転流角指令値 θ_c^* は $\theta_{olp} + \theta_{con}^*$ に設定され、1 励磁周期分だけ励磁される。このとき、大きな逆トルクの発生を防ぐために、転流角指令値 θ_c^* の最大値は対向位置 θ_a に制限している。励磁が開始されれば消磁角検出部において消磁角 θ_q の検出を行った後に、励磁モード選択部で次の励磁周期における励磁モード S_m およびターンオン角指令値 θ_0^* 、転流角指令値 θ_c^* を計算する。次の励磁周期における励磁モードの選択は、前の励磁周期における励磁モード、消磁角 θ_q とターンオン角 θ_0 の値により行われる。励磁モード 1, 3 では、消磁角と対向位置の比較により、励磁モード 2 ではターンオン角 θ_0 が非対向位置 θ_u もしくは重なり角 θ_{olp} と一致するかでモードの切り替えを行っている。励磁モード 2 では、転流角指令値 θ_c^* は最適

転流角計算部で消磁角 θ_q と対向位置 θ_a の比較を行い、前の励磁周期の転流角 θ_c を $\Delta\theta$ 増減させることにより算出している。ここで、 $\Delta\theta$ はロータリーエンコーダの分解能と同じ $0.18^\circ(\text{elec.})$ としている。

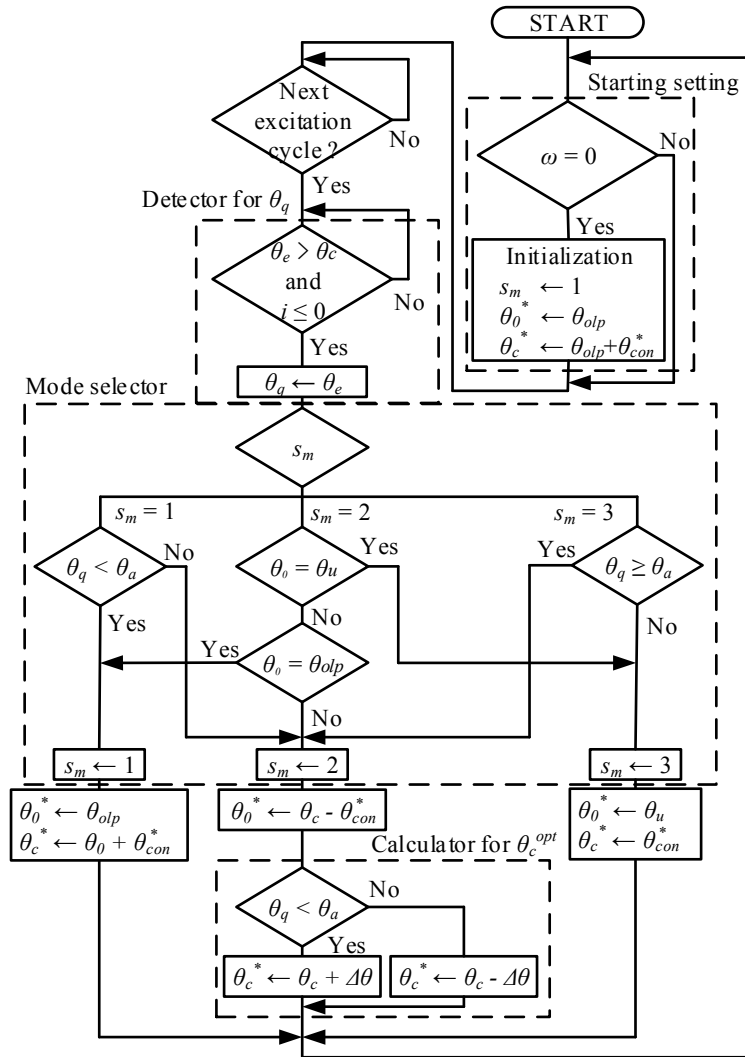


図 4.9 ターンオンと転流角コントローラのフローチャート
Fig. 4.9. Flowchart for turn on and commutation angle controller.

4.5.2 制御システム

図 4.10 に制御システムを示す。ターンオン角および転流角制御ブロックでは、各相電流 i_u, i_v, i_w と回転子位置 θ_e から図 4.5 のフローに従い、ターンオン角指令値 θ_0^* と転流角指令値 θ_c^* を計算する。

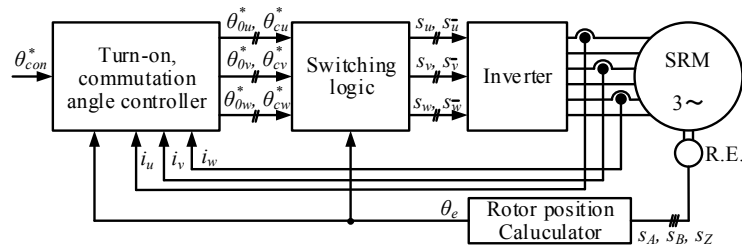


図 4.10 制御システム

Fig. 4.10. Control System.

4.6 実験システムおよび制御システム構成

図 4.11 に実験システムを示す。1/6 減速器が内蔵されている供試 SRM は、トルク検出器を介して負荷器であるブラシレス DC モータに接続されている。したがって、トルク検出器のトルクおよび回転数の表示は SR モータの回転数を 1/6 に、トルクを 6 倍した値が表示されることに注意する必要がある。例として SR モータのトルクが 0.1[Nm]、回転速度が 2000[rpm]のとき、トルク検出器のトルク表示は 0.6[Nm]、回転速度は 333[rpm]となる。コントローラはクロック周波数 50MHz の FPGA を使用し、相電流や回転子位置などの物理量は 32bit 浮動小数点型データとして扱っている。回転子位置は分解能 2000PPR のインクリメンタル形ロータリーエンコーダを用いて検出し、そのエンコーダの信号は FPGA 内で 4 通倍している。ロータリーエンコーダは、1 回転で 360 パルスの A もしくは B 信号と 1 パルスの Z 信号が出力する。A, B, Z 信号はラインレシーバにより、差動信号からシングルエンド信号に変換されて FPGA に出力される。この位置情報をもとに FPGA で励磁タイミングを決定し、計 6 本の励磁信号がゲート駆動回路に出力される。ゲート駆動回路はフォトカプラにより電力線と信号線を分離し、保護する役目がある。また、励磁信号をスイッチング素子の MOS-FET を駆動するために必要な電圧に昇圧する役目もある。インバータは SRM 駆動用として一般に用いられる非対称ハーフブリッジインバータである。インバータの DC リンク電圧は 24V となるように電圧調整変圧器により調整している。相電流は電流出力形のホール CT を用い、電流センサの出力信号はサンプリング・レート 600ksps の 12bit A/D コンバータによりデジタル値に変換して FPGA へ出力される。

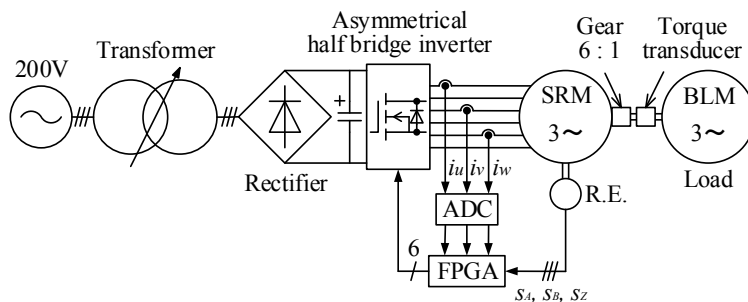


図 4.11 実験システム

Fig. 4.11. Experimental system.

4.6.1 FPGA への実装方法

VHDL(VHSIC Hardware Description Language)は、ハードウェア記述言語(HDL)の一種で、1980年に米国国防総省によって制定された言語である。本言語は民間用ではなく、軍事用のLSIを設計することを目的としている。したがって、類似の言語であるVerilog HDLよりも厳密な文法となっている。ハードウェア記述言語は具体的な回路考える必要はなく、その動作のみを記述すればよいため、設計者以外の者が理解しやすく、保守性、再利用性に優れている。VHDLはプログラミング言語のALGOLやPascalを、Verilog HDLはC言語やPascalをもとに考案されている。どちらの言語が優位であるかは言えないが、産業界においてC言語が多用されることから、日本国内においてはVerilog HDLを採用する企業が多い傾向にある。しかし、VHDLほど厳密な定義が不要なため、設計者が意図しない回路を設計ツールが論理合成しやすい。

HDLの設計手順はプログラミング言語のそれとは大きく異なる。その原因として記述量の多さにある。そのため、デバッグ作業に費やす時間がC言語などのプログラミング言語と比較して非常に長くなる。特に文法が厳密であるVHDLはVerilog HDLよりも顕著である。したがって、早く、信頼性が高いLSIを設計するにあたり、HDLの設計手順を理解することが非常に重要となる。

4.6.1.1 FPGA 設計手順

図 4.12 に HDL の設計手順の流れを示す。プログラム言語と同様に HDL でも始めに、仕様設計を行う。仕様設計はデータをどのような手順で処理するかを決める。具体的にはデータのビット数や固定小数点型か浮動小数点型かを検討する。仕様設計には UML(Unified Modeling Language)、アルゴリズム設計には ANSI-C や C++ などのプログラム言語や Matlab といった数値計算用の設計ツールを用いる。本研究では実機検証の前に Matlab シミュレーションで提案法の有効性を確認するため、アルゴリズム設計には Matlab を使用することになる。

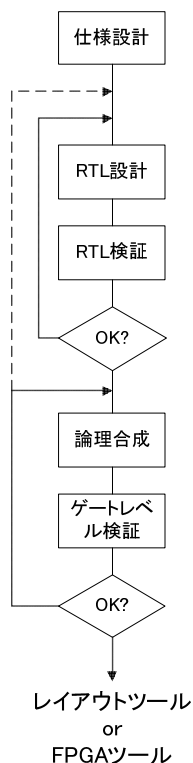


図 4.12 VHDL 設計フローチャート
Fig. 4.12. Flow chart of VHDL design

RTL(Register Transfer Level)設計では仕様設計に基づき実際に VHDL や Verilog HDL を用いて論理回路を記述する。順序回路のレジスタやレジスタ間のマルチプレクサや演算器などの組み合わせ回路を記述するレベルである。動作記述である C 言語などのプログラム言語と大きく異なる点は、処理がクロックに同期して進むことである。よって、クロックごとに信号線の値を意識して記述する必要があるため、コーディングおよびシミュレーションに多くの時間を要する。また、次の段階である RTL 検証のためにテストベンチも記述する。テストベンチについては次節で詳細に説明する。

RTL 検証では HDL で記述した論理を機能シミュレーションにより検証する。すなわち、ここでは配線遅延などは考えない。機能シミュレーションで論理のミスが見つかった場合は RTL 設計段階に戻りコードを修正する。場合によっては仕様から見直すこともある。

RTL 検証が済んだら論理合成を行う。設計ツールはコーダー（コードを記述する人）がコーディングしたコードを翻訳し、目的にあった論理回路を自動で合成する。ここでいう目的とは、消費電力や面積、クロック周期などの設計条件のことをいう。

ゲートレベル検証では論理回路の動作確認をシミュレーション(タイミングシミュレーション)により行う。論理ゲートの遅延値はデバイスにより異なるため、論理合成時に制約条

件を正しく与えないと不安定な回路となってしまう。研究のために使用することを考えればクロック周期さえ正しく与えれば安定に動作する論理回路が合成される。この段階で問題があれば論理合成段階に戻り、正しい制約条件を与える必要がある。場合によってはRTL設計段階に戻りコードを修正する必要もある。レジスタ間の組み合わせ回路による遅延値が大きい場合などは制約条件を新たに設定するよりもコードを見直した方が他のデバイスへの再利用性が高まる。

4.6.1.2 テストベンチ

RTL 検証やゲートレベル検証における機能シミュレーションやタイミングシミュレーションを行うためにテストベンチを記述する必要がある。テストベンチを簡潔にいうと検証回路に与える入力パターンを記述したコードのことである。テストベンチは図に示すように検証回路の最上位層にある。図に示すようにクロックやリセット信号、ロータリーエンコーダの A,B,Z 信号などの周期的に変化する入力信号はコードで与える。A/D コンバータなどから入力される非周期的な信号の場合、コードで記述するのが大変であるため、text 形式の入力ファイルとしてテスト信号を検証対象に与える。期待する出力が得られなかったら、検証回路の修正もしくは入力パターンのタイミングなどを検証しなおすことにより、デバッグを行う。

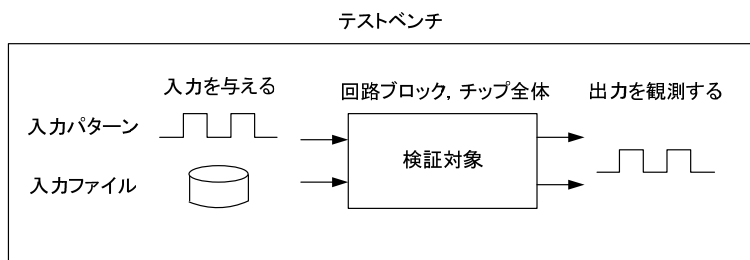


図 4.13 テストベンチ

Fig. 4.13. Test bench

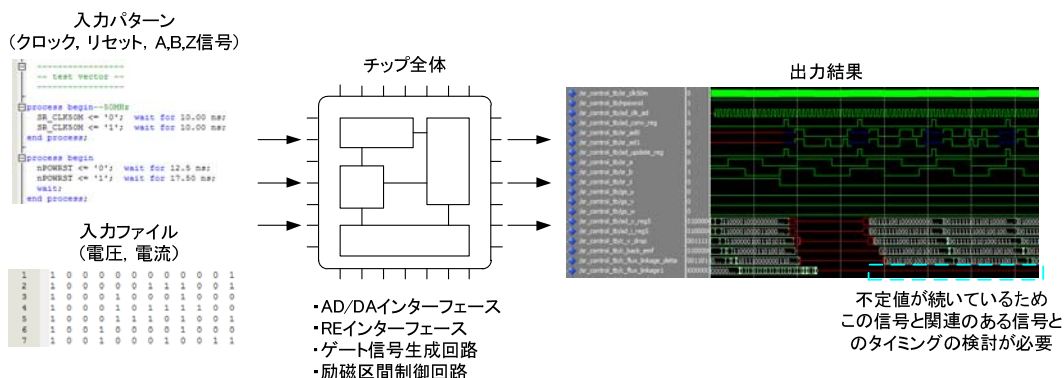


図 4.14 RTL およびゲートレベル検証

Fig. 4.14. Verification of RTL and gate

4.6.1.3 三角波比較 PWM 制御器モジュール

(1) クロック周波数 CLK_FREQUENCY

FPGA ボード上にあるクロック発振器のクロック周波数を固定小数点型で入力する。本研究に用いている FPGA ボードには 30MHz と 50MHz のクロック発振器があるが、50MHz を使用している。

(2) クロック周期 CLK_CYCLE

クロック周期を不動小数点型で入力する。クロック周波数 50MHz を採用しているので、クロック周波数 $T[s]$ は次式で与えられる。

CLK_FREQUENCY および CLK_CYCLE は一度設定すればクロック周波数を変更しない限り問題ないが、特にデバイスを変更する場合は変更忘れに注意すること。

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \cdot 10^6} = 20 \text{ [ns]} \dots\dots\dots (4.12)$$

(3) PWM 周波数

PWM 周波数を固定小数点型で入力する。入力可能範囲は 1~131.071kHz である。

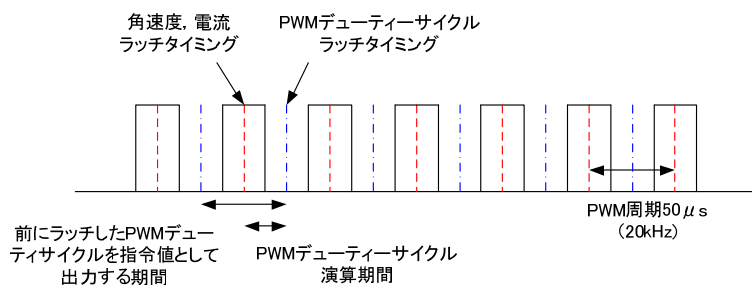


図 4.15 三角波比較 PWM 制御器モジュールの信号ラッチタイミング

Fig. 4.15. Signal latch timing of triangle wave comparison PWM controller module

4.7 モータ効率および各種損失測定結果

提案法によるモータ効率改善効果を確認するため、従来法である 120° 通電方式の電圧 PWM 制御法との比較を行った。従来法の PWM 周波数は 10kHz であり、チョッピング方式はハイサイドソフトチョッピングである。ターンオン角は 0°、転流角は 120° の通電角 120° で固定される。測定方法は、従来法のデューティ比および提案法の通電比を固定し、負荷トルクを 0.1Nm から 1.0Nm まで 0.1Nm ごとに増加させて測定を行った。ここで、通電比とは通電角 120° を 100% として規格化したもので、例えば通電比 20% では通電角が 24° となる。

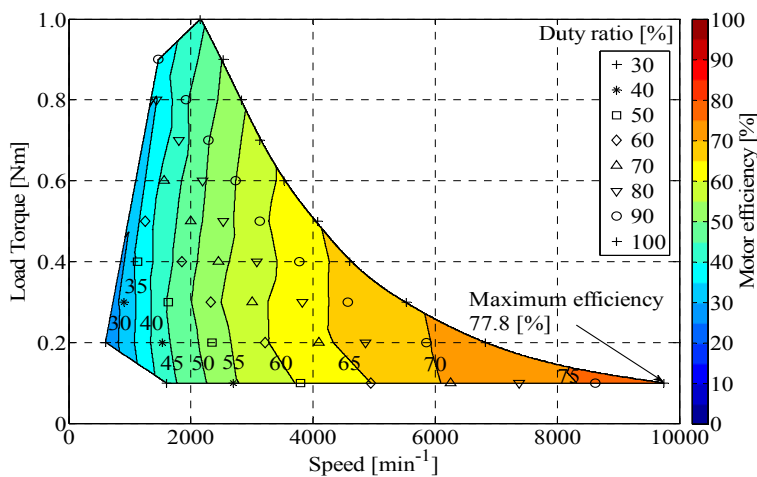
4.7.1 効率分析

モータ効率は、減速器およびモータの機械損 P_m をモータ出力電力 P_{out} に加えることにより、正味のモータ効率 η として次式により計算した。

$$\eta = \frac{P_{out} + P_m}{P_{in}} \times 100 = \frac{\omega T + P_m}{\frac{1}{T_s} \sum (v_u i_u + v_v i_v + v_w i_w) \Delta t} \times 100 \dots\dots\dots (4.13)$$

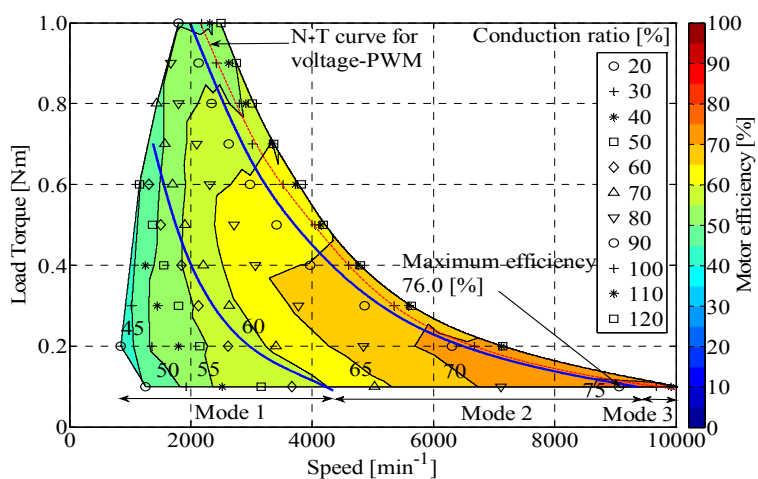
ここで、 P_{in} はモータ入力電力、 i_u , i_v , i_w は相電流、 ω はモータの回転角速度、 T はモータの軸トルク、 P_m は減速器およびモータの機械損である。 P_{in} は時間平均値である。 T_s は時間平均値を計算するための周期であり、 Δt はサンプリング周期であり、それぞれ 100ms と 2 μ s である。

図 4.16(a), (b) に従来法と提案法によるモータ効率マップを、図 4.16(c) に提案法から従来法のモータ効率を引いた差分値マップを示す。提案法のモータ効率を示す図 4.16(b) において、通電比は 150% (通電角 180°) まで試験を行ったが、130% 以上は動作範囲が 120% よりも拡大したため、120% までを示している。図 4.16(c) より提案法は、回転速度が低いほどモータ効率が向上しており、特に高負荷ほど効率改善効果が高く、通電比 70%、0.8Nm の動作点で最大 13.2% 効率が向上している。この動作点における各制御方式の u 相と v 相の相電圧、相電流波形を図 4.17 に示す。提案法では無効トルク区間 (非対向位置から重なり角の区間) において電流が流れていないため、確認できるように銅損を大きく削減できたと考えられる。



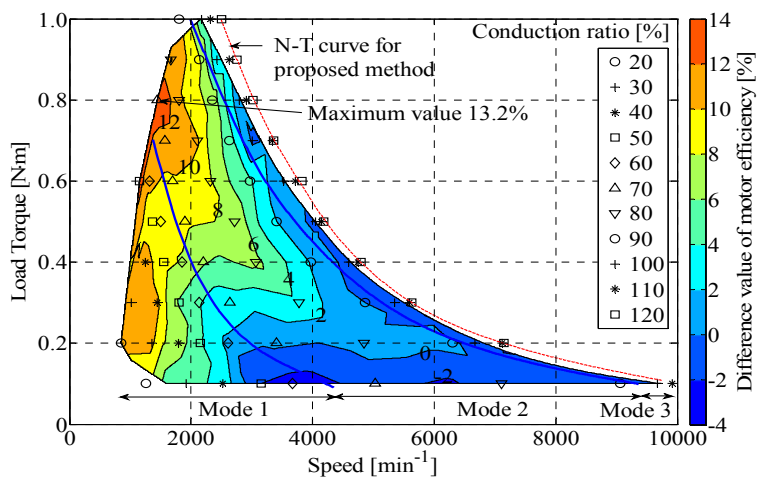
(a) 120°励磁区間電圧 PWM 制御

(a) Voltage-PWM control with 120deg Excitation Period



(b) 励磁区間可変シングルパルス制御

(b) Single-Pulse Control with Variable Excitation Period



(c) モータ効率の差分値

(c) Difference value of motor efficiency

図 4.16 モータ効率マップ

Fig. 4.16. Motor efficiency map.

Blue line : Phase U voltage Purple line : Phase V voltage
 Red line : Phase U current Orange line : Phase V current

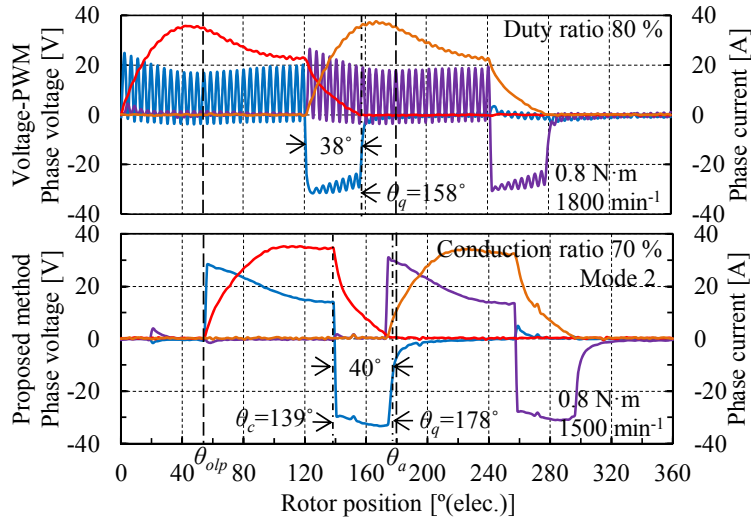


図 4.17 モータ効率の差分値が最大となる動作点における比較

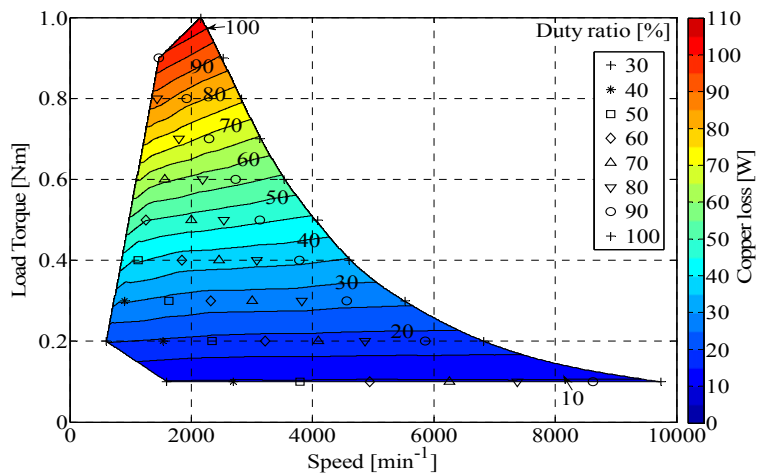
Fig. 4.17. The waveforms of the operating point at which difference value of motor efficiency is maximum.

4.7.2 銅損分析

図 4.18(a), (b)に従来法と提案法による銅損マップを, 図 4.18(c)に提案法から従来法の銅損を引いた差分値マップを示す。銅損 P_c は三相の電流の実行値 I_u, I_v, I_w を用いて次式により算出した。

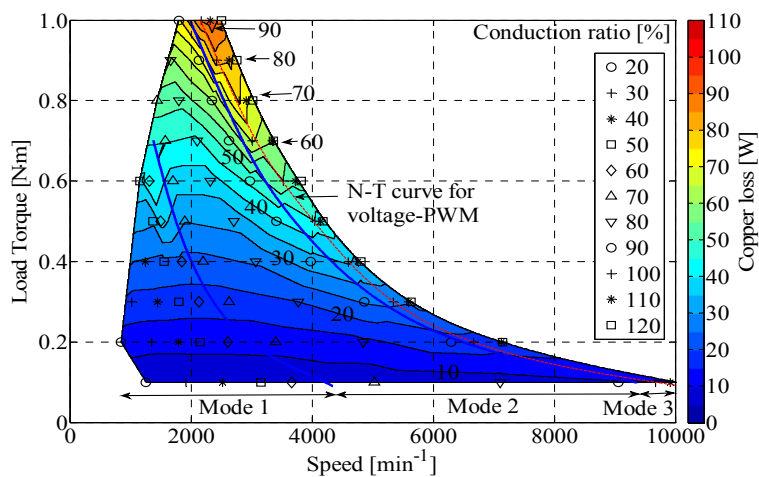
$$P_c = RI_u^2 + RI_v^2 + RI_w^2 \dots\dots\dots (4.14)$$

ここで, R は巻線の直流抵抗で各相の直流抵抗の平均値を用いた。図 4.18(c)の銅損差分値マップより, すべての動作点において提案法の銅損が, 従来法の銅損よりも小さく, 低中速領域では負荷トルクが増加するとともに銅損低減効果が大きい。



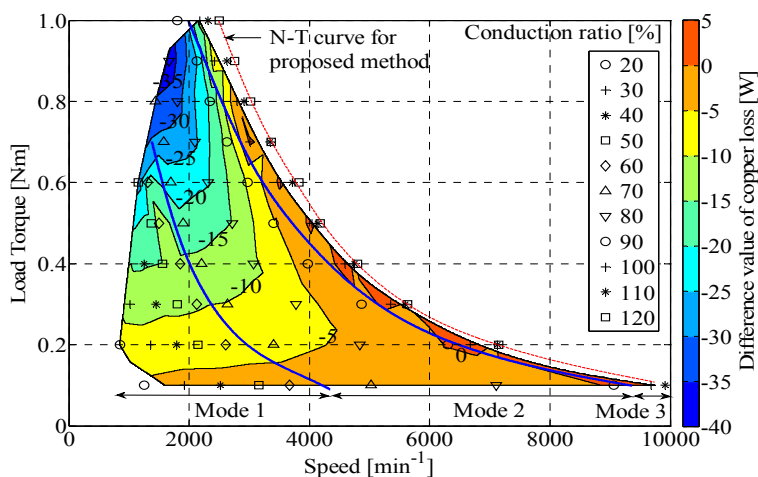
(a) 120°励磁区間電圧 PWM 制御

(a) Voltage-PWM control with 120deg Excitation Period



(b) 励磁区間可変シングルパルス制御

(b) Single-Pulse Control with Variable Excitation Period



(c) 銅損の差分値

図 4.18 銅損マップ

Fig. 4.18. Copper loss map.

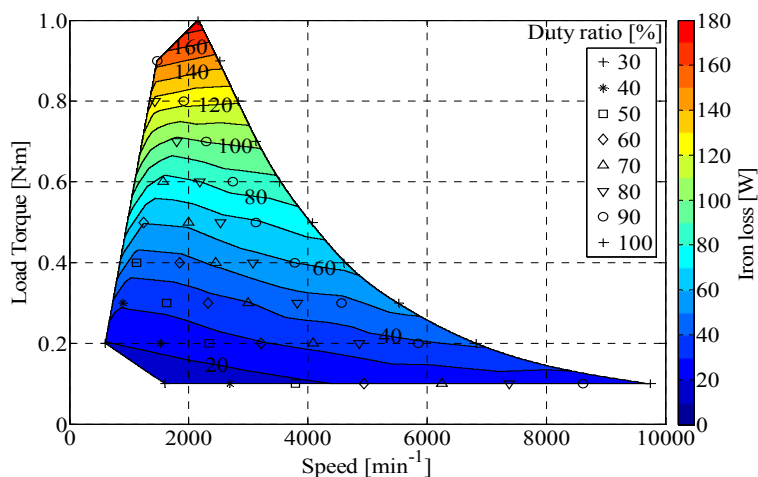
4.7.3 鉄損分析

図 4.19(a), (b)に従来法と提案法による鉄損マップを, 図 4.19(c)に提案法から従来法の鉄損を引いた差分値マップを示す。

鉄損 P_i はモータの出力電力 P_{out} からモータ入力電力 P_{in} , 機械損 P_m および銅損 P_c を引いた値をとって計算し, 漂遊負荷損は無視している。

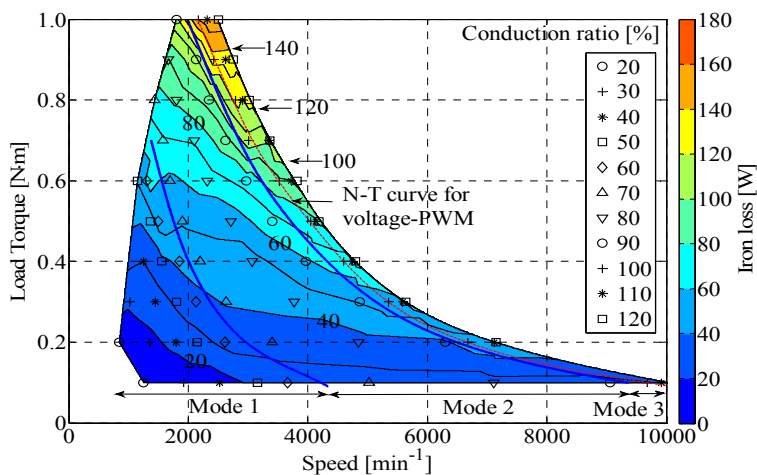
$$P_i = P_{in} - P_{out} - P_m - P_c \dots\dots\dots (4.15)$$

図 4.19(c)の鉄損の差分値マップにおいて, 約 0.3Nm 以下で提案法の鉄損が従来法よりも大きくなった。また, 励磁モード 1 と 2 の境界線上において, 鉄損が他の動作領域と比較すると大きくなっている。



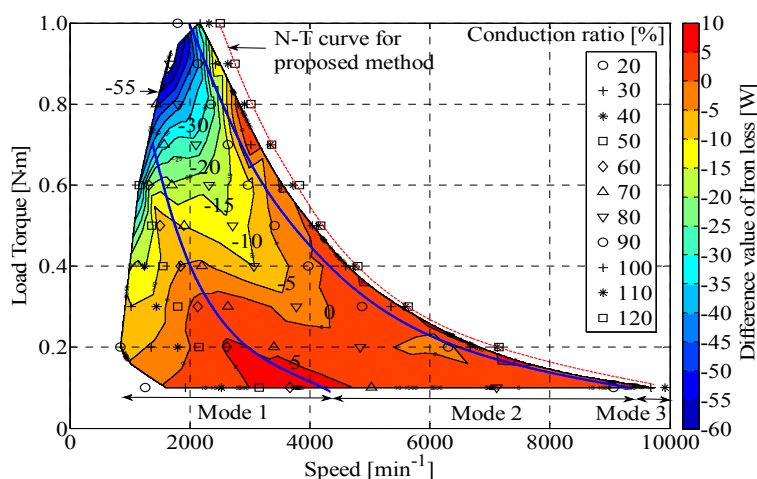
(a) 120°励磁区間電圧 PWM 制御

(a) Voltage-PWM control with 120deg Excitation Period



(b) 励磁区間可変シングルパルス制御

(b) Single-Pulse Control with Variable Excitation Period



(c) 鉄損の差分値

(c) Difference value of iron loss

図 4.19 鉄損マップ

Fig. 4.19. Iron loss map.

図 4.20 に鉄損の差分値が約 5W である動作点 0.2Nm の各制御方式による u 相と v 相の相電圧、相電流波形を示す。図 4.17 と同様に、提案法では無効トルク区間において電流が流れていないため、図 4.18(c)からも確認できるように銅損を大きく削減できたと考えられる。しかし提案法の消磁区間が 44° と従来法の 28° と比較して大きいことから、最大鎖交磁束が従来法より大きいので、鉄損が大きくなったと考えられる。

Blue line : Phase U voltage Purple line : Phase V voltage
 Red line : Phase U current Orange line : Phase V current

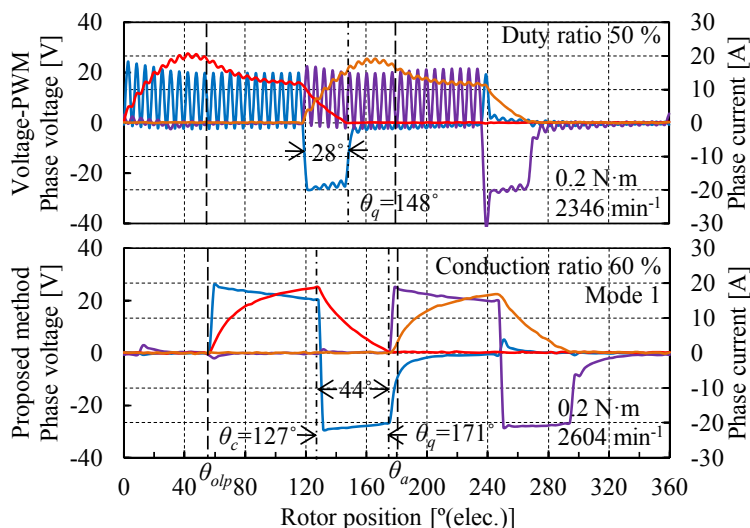


図 4.20 鉄損の差分値が 5W の動作点における各波形

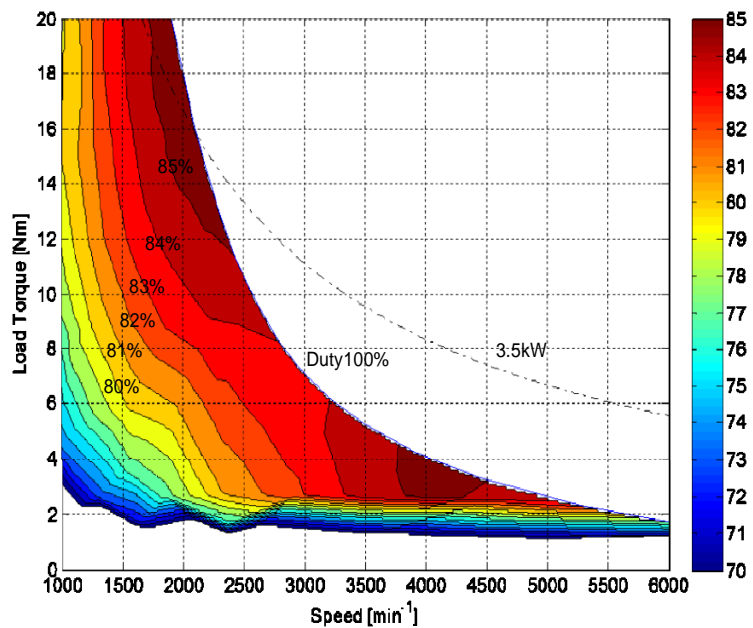
Fig. 4.20. The waveforms of operating point in which the difference value of iron loss is 5W.

一般に SRM は磁気特性の非線形領域を積極的に利用するが、図 4.5 で示したように供試 SRM においても、相電流 15A 以上は非線形領域となっている。負荷トルク 0.1Nm において、既にピーク電流が 15A 程度であるため、図 4.16, 4.18, 4.19 のマップ上のほぼ全領域において、供試 SRM は線形および非線形領域で動作していることになる。従って、非線形性を考慮した場合は、全ての動作点において、更なるモータ効率の向上が期待できるため、今後は非線形性まで考慮した励磁タイミングについて検討を行う予定である。

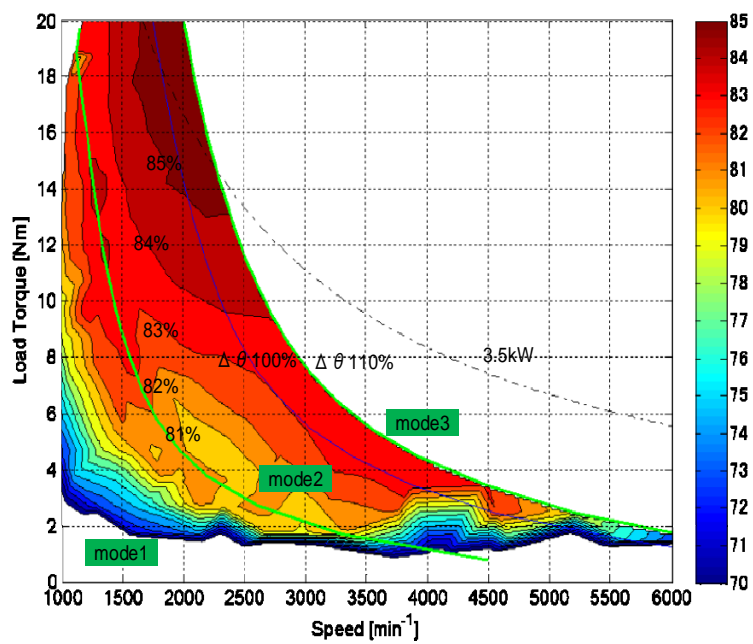
4.8 3.5kW 供試 SR モータの効率測定結果

図 4.21(a), (b)に電圧 PWM 制御および提案法によるモータ効率を示す。電圧 PWM 制御の PWM 周波数は 10kHz であり、PI 制御を行っている。ターンオン角は 0°(elec.)、転流角は 120°(elec.)である。提案法、電圧 PWM 制御ともに電源電圧は 100V で試験を行った。図 4.21(c)に効率差マップ(提案法-電圧 PWM 制御)を示す。提案法では基底速度以下で高負荷域ほど効率が良いことがわかる。

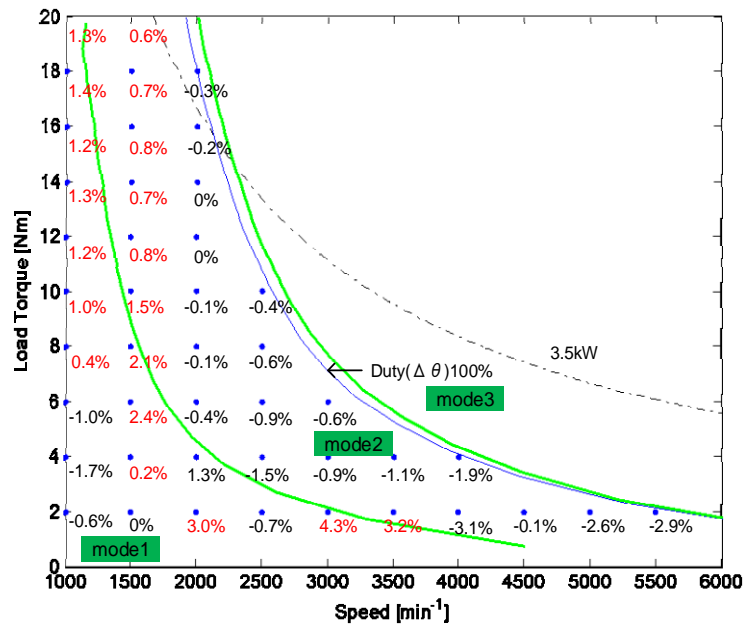
図 4.22 に効率改善効果が大きい動作点 1000rpm, 20Nm の各制御法による波形を示す。提案法では無効領域に電流がほとんど流れておらず、電流波高値も低くなっている。



(a) Voltage-PWM control



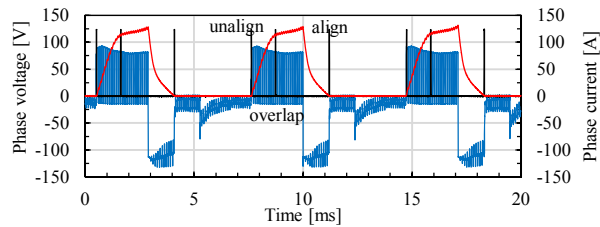
(b) Proposed method



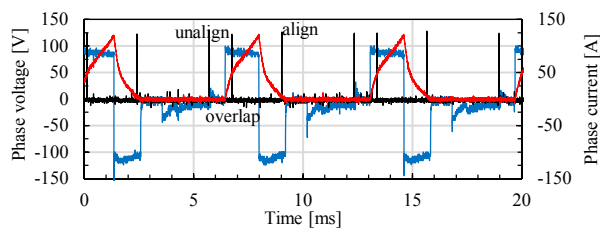
(c) Difference of motor efficiency map

図 4.21 3.5kW 12/8 SRM の効率マップ

Fig. 4.21. Efficiency map for 3.5kW 12/8 SRM



(a) Voltage-PWM control (PWM frequency 10kHz)



(b) Proposed method (mode2)

図 4.22 動作点 1000rpm, 20Nm における各波形

Fig. 4.22. Each control waveform in operating point 1000rpm 20Nm

4.9 相電圧推定

SRMの相電圧はパルス電圧であるため、相電圧の検出器には非常に周波数特性のよい検出器が必要になるが、そのような検出器は大変高価である。三相SRMであれば3つの相電圧検出器が必要となる。そこで、DCリンク電圧とスイッチング素子、ダイオードの電圧降下から相電圧を推定する方法について説明する。本方法を用いれば、DCリンク電圧分の検出器と相電流検出器があればよく、3つの相電圧検出器を省略できる。なお電源に直流安定化電源などを用いればDCリンク電圧は一定であるため、DCリンク電圧検出器も不要となる。

4.9.1 各励磁モードにおける相電圧とDCリンク電圧との関係

図と表を用いて各励磁モードにおける相電圧とDCリンク電圧の関係について説明する。

① 励磁モードにおける相電圧 v_0

2つのスイッチング素子をターンオンさせると図4.23のようにコイル巻線に電源が接続され、電流が流れモータが励磁される。ターンオン時の相電圧 v_0 は次式によって表される。

$$v_0 = V_{DC} - 2 \cdot V_T \quad \dots\dots\dots (4.16)$$

ここで、 V_{DC} はDCリンク電圧、 V_T はスイッチング素子の電圧降下である。

② 転流（消磁）モードにおける相電圧 v_c

転流開始と同時に2つのスイッチング素子をターンオフさせると、図4.23のように誘導起電力の方向が逆転するため、ダイオードが導通し電源に電流が返される。この転流時の相電圧 v_c は次式によって表される。

$$v_c = -(V_{DC} + 2 \cdot V_D) \quad \dots\dots\dots (4.17)$$

ここで、 V_D はダイオードの電圧降下である。

③ フリーホーリングモードにおける相電圧 v_f

PWM制御はスイッチング方式によってソフトスイッチングおよびハードスイッチングがある。ハードスイッチングでは、ハイサイドおよびローサイドの両方のスイッチングをオン・オフさせるため、オフ時の相電圧は転流モードの相電圧 v_c と同じである。ソフトスイッチングはスイッチング素子のどちらか一方をオンのままで、他方をオン、オフをすることによりPWM動作を行う。一般には図4.23のようにハイサイドスイッチング素子をスイッチングさせる。フリーホイーリング時の相電圧 v_f は次式によって表される。

$$v_f = -(V_D + V_T) \quad \dots\dots\dots (4.18)$$

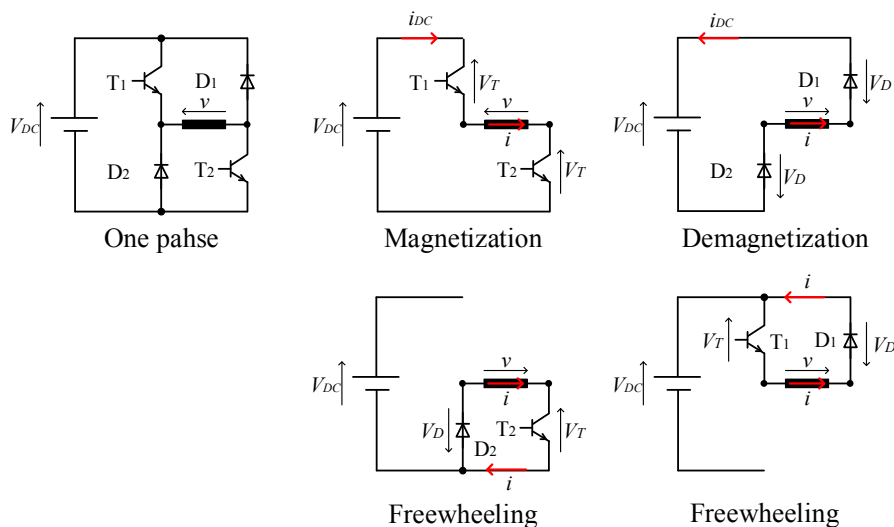


図 4.23 励磁・転流・フリーホイーリングモード時における相電圧値の変化

表 4.5 スイッチング状態

T_1	D_1	T_2	D_2	v
ON	OFF	ON	OFF	V_{DC}
ON	ON	OFF	OFF	0
OFF	OFF	ON	ON	0
OFF	ON	OFF	ON	$-V_{DC}$

図 4.24 に PWM 制御やヒステリシス制御などのマルチパルス制御時の相電圧と DC リンク電圧の関係を示す。ターンオン時の相電圧 v_0 は、ハイサイドとローサイドのスイッチング素子の電圧降下分、DC リンク電圧 V_{DC} より小さくなる。転流時の相電圧 v_c は、ハイサイドとローサイドのダイオードの電圧降下分、負の DC リンク電圧 $-V_{DC}$ より小さくなる。絶対値で考えれば DC リンク電圧よりダイオードの電圧降下分大きくなるのである。また、PWM 制御時のフリーホイーリング状態の相電圧 v_f は、スイッチング素子とダイオードの電圧降下分があるため、0V ではなく微小な負の値となる。なお、上記の議論はシングルパルス制御時においても同様で、フリーホイーリング時の相電圧 v_f がないだけである。

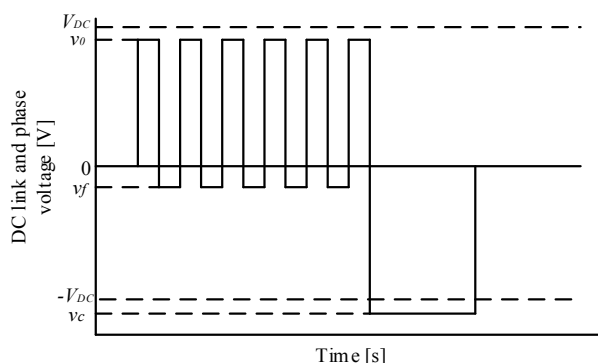


図 4.24 マルチパルス制御時の相電圧と DC リンク電圧との関係

4.9.2 パワーMOS-FET およびダイオードの温度試験

パワーMOS-FET およびダイオードの電圧降下は温度に依存している。したがって、これら素子の温度測定を行い、より正確な電圧降下量を見積もる。今回は時間の都合上、放熱板の温度試験を行ったが、パワーMOS-FET やダイオードのケース温度は、放熱板の温度よりもさらに高いと思われる。

図 4.25 に温度試験に用いた熱電対を示す。絶縁するためのカプトンテープにより放熱板に熱電対を取り付けている。表 4.6, 図 4.26 に通常の 120°通電シングルパルス制御の場合における温度試験結果を示す。次節のパワーMOS-FET およびダイオードの電圧降下を見積もる際にこの試験結果を用いることにする。

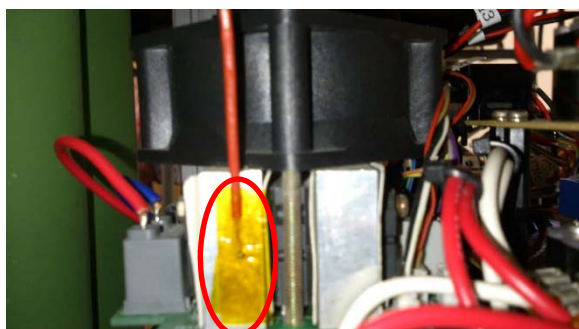


図 4.25 熱電対およびカプトンテープ

表 4.6 温度試験結果 (制御無し)

負荷トルク [Nm]	回転速度 [rpm]	DCリンク電圧 [V]	DCリンク電流 [A]	放熱板温度 [°C]
0.1	9708	24.2	7.8	25
0.2	6708	24.0	10.6	31
0.3	5400	24.0	13.0	33
0.4	4632	24.1	15.3	37
0.5	3960	24.0	17.4	41

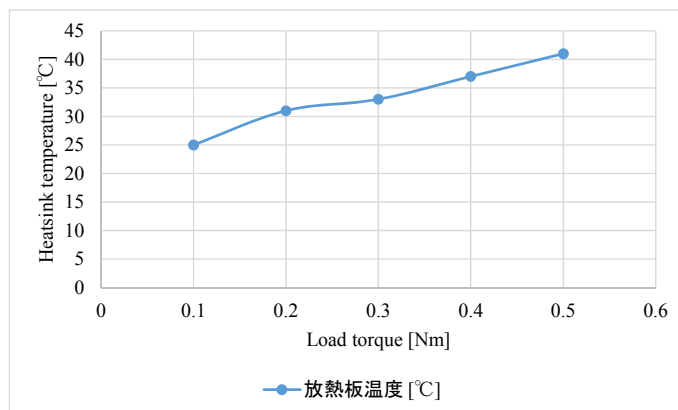


図 4.26 温度試験結果

4.9.3 パワーMOS-FET のドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS(ON)}$

表 4.7 に現在福岡工業大学 180W 試験システムに使用しているパワーMOS-FET（東芝製電界効果トランジスタ 2SK1382）の電気的特性表を示す。ドレイン・ソース間オン抵抗は $R_{DS(ON)}$ は、測定条件 $V_{GS}=10\text{ V}$ 、 $I_D=30\text{ A}$ のときに、標準で $15\text{ m}\Omega$ 、最大で $20\text{ m}\Omega$ である。簡易的に相電圧推定には、標準値 $15\text{ m}\Omega$ を採用する。

表 4.7 電気的特性

電気的特性 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
ゲート漏れ電流	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	—	—	± 100	nA
ドレインシャ断電流	I_{DSS}	$V_{DS} = 100\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	—	—	100	μA
ドレイン・ソース間降伏電圧	$V_{(BR)DSS}$	$I_D = 10\text{ mA}, V_{GS} = 0\text{ V}$	100	—	—	V
ゲートしきい値電圧	V_{th}	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 1\text{ mA}$	0.8	—	2.0	V
ドレイン・ソース間オン抵抗	$R_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 4\text{ V}, I_D = 30\text{ A}$	—	20	29	m Ω
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 30\text{ A}$	—	15	20	
順方向伝達アドミタンス	$ Y_{fs} $	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 30\text{ A}$	30	47	—	S
入力容量	C_{iss}	$V_{DS} = 10\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	—	7000	—	pF
帰還容量	C_{rss}		—	400	—	
出力容量	C_{oss}		—	2700	—	
スイッチング時間	上昇時間	t_r		—	16	ns
	ターンオン時間	t_{on}		—	55	
	下降時間	t_f		—	80	
	ターンオフ時間	t_{off}		—	280	
ゲート入力電荷量	Q_g	$V_{DD} \approx 80\text{ V}, V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 60\text{ A}$	—	176	—	nC
ゲート・ソース間電荷量	Q_{gs}		—	132	—	
ゲート・ドレイン間電荷量	Q_{gd}		—	44	—	

しかし、実際にはドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ は一定ではなく、図 4.27, 4.28 に示すように変化する。図 4.27 はパラメータ V_{GS} としたときのドレイン電流 I_D に対するドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ である。図 4.27 より、ドレイン電流 I_D が 10A までは、ドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ は一定である。ドレイン電流 I_D が 10A 以上でもドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ は大きく変化しない。

図 4.28 はパラメータ V_{GS} , I_D としたときのケース温度 T_C に対するドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ である。図 4.28 より、ケース温度 T_C によって、ドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ は大きく変化することがわかる。

したがって、高負荷における相電圧の推定誤差を小さくするためには、ケース温度 T_C によって、ドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ を変化させなければならない。

今回の温度試験により、0.1Nm で 25°C, 0.5Nm で 40°C であるので、より正確なドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$ は、13mΩ と 16mΩ となる。

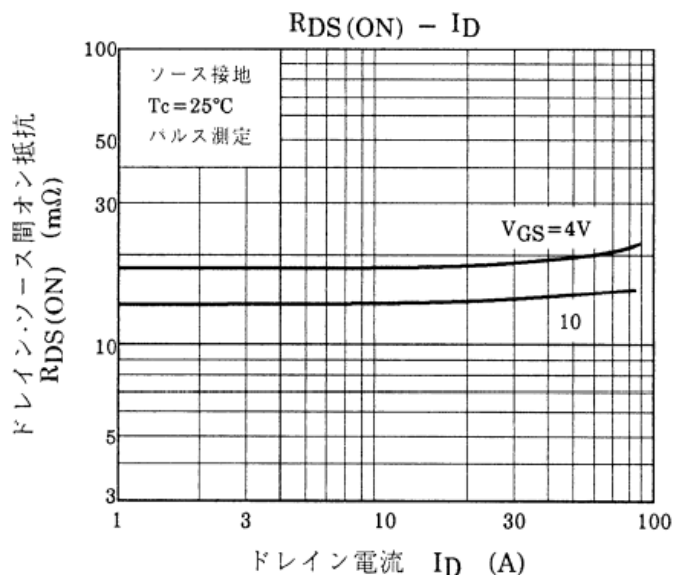


図 4.27 パラメータ V_{GS} としたときのドレイン電流 I_D に対するドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$

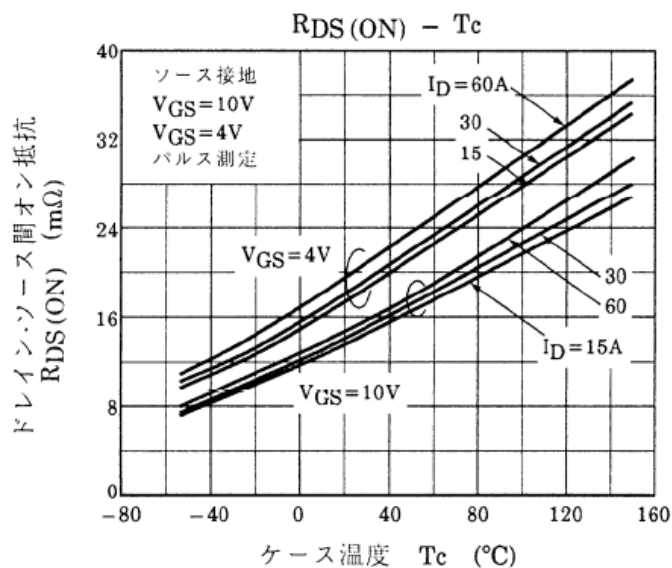


図 4.28 パラメータ V_{GS} , I_D としたときのケース温度 T_c に対するドレイン・ソース間オン抵抗 $R_{DS}(ON)$

4.9.4 ダイオードのピーク順電圧 v_F

表 4.8 に現在使用しているダイオード（東芝製 高効率高速整流スタック シリコンエピタキシャル接合形 20GL2C41A）の電気的特性を示す。表 4.8 よりピーク順電圧 V_{FM} は、測定条件 $I_{FM}=10A$ で、最大 1.8V である。

表 4.8 電気的特性

電気的特性 (Ta = 25°C)

項目	記号	測定条件	標準	最大	単位
ピーク順電圧	20DL2C41A	$I_{FM} = 10 A$	—	0.98	V
	20FL2C41A		—	1.3	
	20GL2C41A		—	1.8	
ピーク繰り返し逆電流	I_{RRM}	$V_{RRM} = \text{定格電圧}$	—	50	μA
逆回復時間	t_{rr}	$I_F = 2.0 A, di/dt = -50 A/\mu s$	—	35	ns
順回復時間	t_{fr}	$I_F = 1 A$	—	100	ns
熱抵抗 (接合-ケース間)	$R_{th(j-c)}$	DC Total	—	1.5	$^{\circ}C/W$

V_{FM} , I_{RRM} , t_{rr} , t_{fr} はスタック構成要素 1 個の値を示す。

しかし、図 4.29 に示すように順電圧 v_F は、順電流 i_F によって大きく変化する。したがって、順電流 i_F に応じて、順電圧 v_F を変化させる必要がある。

今回の温度試験により、0.1Nm で平均 7.8A, 0.5Nm で平均 17.4A であるので、より正確な順電圧 v_F は、1.75V と 1.85V となる。

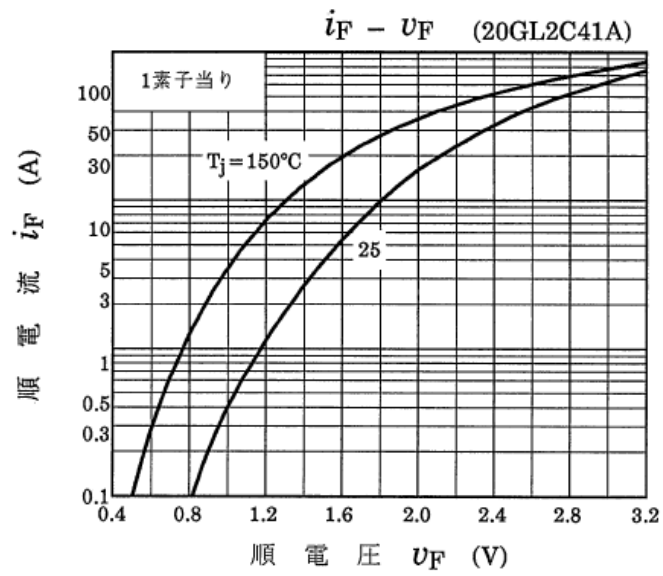


図 4.29 パラメータ T_j としたときの順電圧 v_F に対する順電流 i_F

4.9.6 各条件による相電圧推定結果の比較

図 4.30 は DC リンク電圧を FPGA 内で 12V 一定と設定した場合における相電圧推定結果である。無負荷ではオシロスコープで直接観測した相電圧波形とほとんど一致しているが、負荷トルク 0.4Nm では推定誤差が大きくなっている。実際にはスイッチング素子やダイオードの電圧降下だけでなく、巻線による電圧降下もある。図 4.30 の右図は巻線の電圧降下を考慮した場合であるが、より推定誤差が小さくなっている。

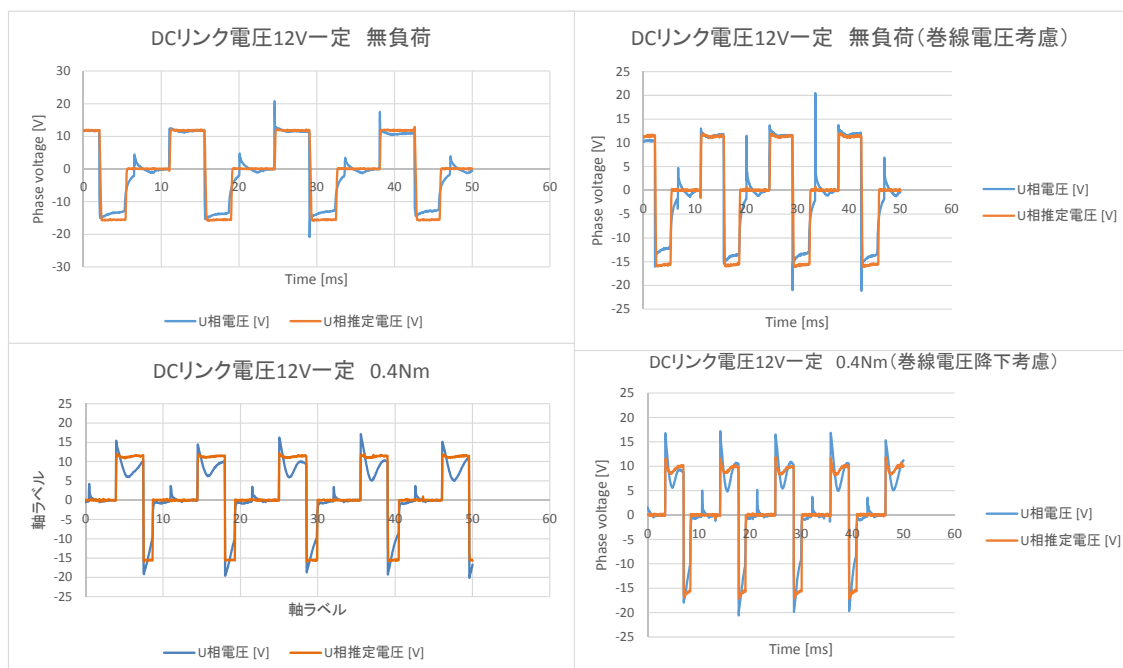


図 4.30 DC リンク電圧を FPGA 内で 12V 一定としたときの U 相推定電圧

図 4.31 は DC リンク電圧検出器の値を用いた相電圧推定結果である。巻線の電圧降下を考慮した負荷トルク 0.4Nm の実験結果では、推定誤差はほぼ無いといえる。しかし、無負荷における転流期間の推定誤差の改善は見られなかった。転流時はダイオードが導通している。したがって、ダイオードの電圧降下は温度によって大きく変化すると考えられる。

更に推定精度を高めるためには、パワー-MOS-FET やダイオードの抵抗値を温度（相電流値）によって変化させる、もしくは簡易的に抵抗値の最小値と最大値の中間値を代表抵抗値として、相電圧を推定する必要がある。

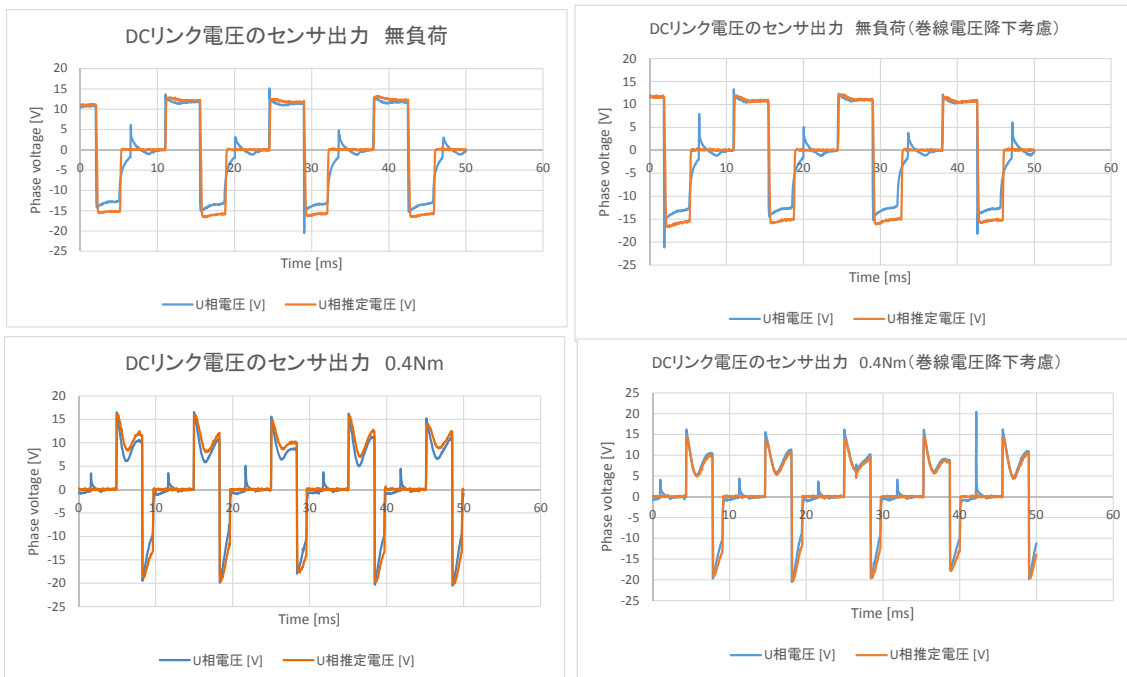


図 4.31 DC リンク電圧検出器による U 相推定電圧

4.10 鎖交磁束推定

最適転流角テーブルによる励磁区間可変シングルパルス制御には鎖交磁束情報が必要である。鎖交磁束値を得るには磁気センサを使用するが、別の方法として相電圧，相電流，回転子位置から鎖交磁束を推定および推測することが可能である。鎖交磁束推定には主に以下の2つの方法が知られている。

① 電圧方程式を用いた鎖交磁束推定

電圧方程式を $\Psi(\theta, i)$ の形に書き換えると，相電圧 v と相電流 i から鎖交磁束推定値 $\hat{\psi}$ を得ることができる。

$$v = R \cdot i + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \dots\dots\dots (4.19)$$

$$\hat{\psi}(\theta, i) = \int (v - R \cdot i) dt + \psi_0 \dots\dots\dots (4.20)$$

ここで， ψ_0 は初期鎖交磁束である。

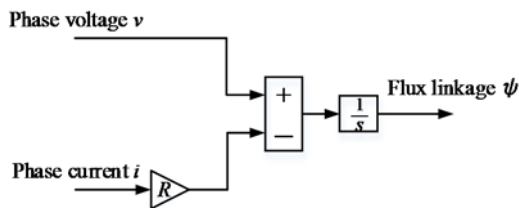


図 4.32 電圧方程式による鎖交磁束推定

図 4.33 に今回の演算結果を示す。試験条件は DC リンク電圧 5V, DC リンク電流 4.2A, 回転数 4200min^{-1} で無負荷における試験である。電流が 0A になってもノイズなどの影響があるため、磁束鎖交数は 0Wb とはならない。よって、励磁開始時に磁束鎖交数をリセットしている。

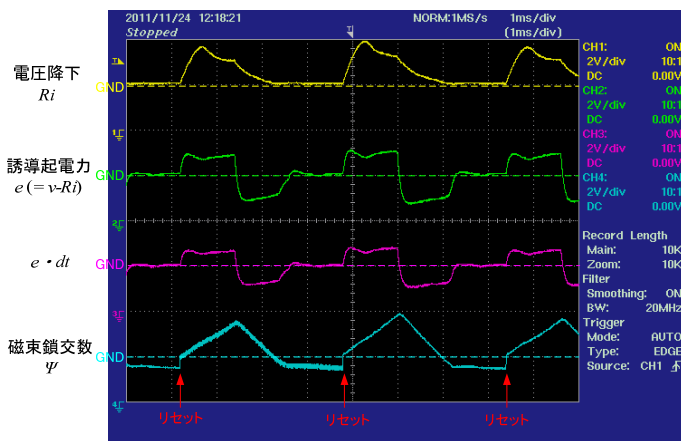


図 4.33 電圧方程式による鎖交磁束推定結果

② 機械特性を用いた鎖交磁束推定

鎖交磁束ルックアップテーブルにより、回転子位置と電流から推定する。

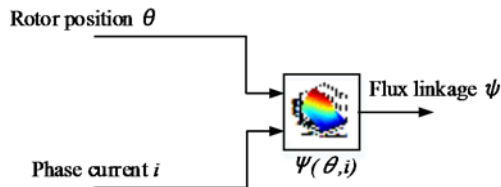


図 4.34 機械特性による鎖交磁束推定

4.10.1 シミュレーションによる検討

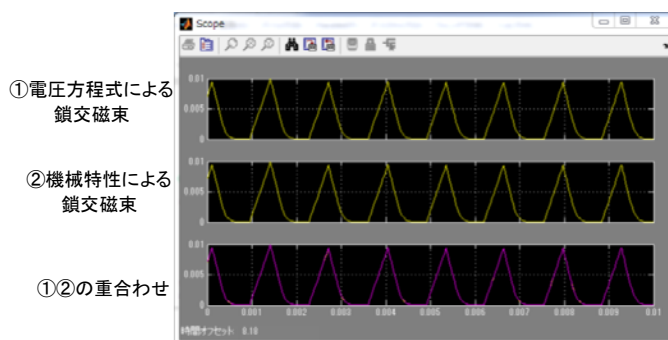


図 4.35 負荷トルク 0.1Nm

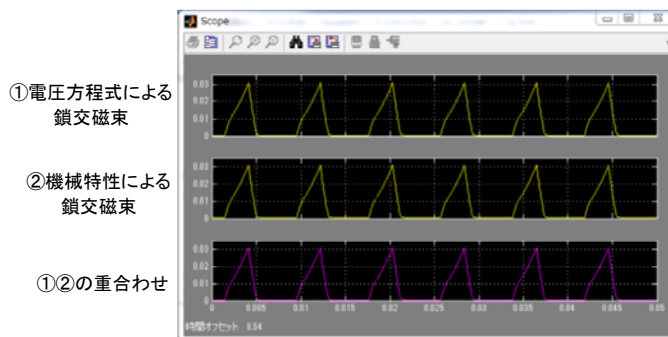


図 4.36 負荷トルク 2Nm

2つの代表的な鎖交磁束推定法について検討を行った。飽和が少ない負荷トルク 0.1Nm と十分に飽和している 2Nm でシミュレーションを行ったが、2つの方式による推定誤差は見られなかった。電圧方程式による方法では、積分を行うため誤差がある場合、その誤差も積分され蓄積される。シミュレーションでは誤差はないため、違いが現れなかったと考えられる。本研究では実装のしやすさから、電圧方程式による鎖交磁束推定法を採用する。

4.11 最適転流角予測法

前述したように、対向位置で零電流となる転流角を最適転流角と定義した。最適転流角の推定原理は図 4.37 に示すように、インダクタンスの傾きが電流によって変化することを利用する。ターンオン角をある値に固定し、負荷トルクを増加させていくとインダクタンスの傾きは減少し、最適転流角は増加する。したがって、各負荷トルクについてインダクタンスの傾きと、そのときの最適転流角をテーブル化しておけば、ターンオン角とインダクタンスの傾きから対向位置で零電流となるような最適転流角を推定することができる。

図 4.38 に最適転流角ルックアップテーブルを示す。最適転流角テーブルは、 0° から 56° のターンオン角 θ_0 に対して、負荷トルク T_L を変更しながら、の鎖交磁束の傾き Ψ_{slope} と最適

転流角を測定することにより作成された。負荷トルク T_L は、 $0.1\text{N}\cdot\text{m}$ から $1.0\text{N}\cdot\text{m}$ まで $0.1\text{N}\cdot\text{m}$ ごとに変化させた。鎖交磁束の傾き Ψ_{slope} は、転流時の鎖交磁束 Ψ_c を回転子位置の差分値 $\Delta\theta$ で割ることにより計算された。

$$\Psi_{slope} = \frac{\Delta\Psi}{\Delta\theta} = \frac{\Psi_c}{\theta_c^{opt} - \theta_0} \dots\dots\dots (4.21)$$

負荷トルクが大きいと回転速度が低くなり速度起電力が小さくなる。このとき鎖交磁束の傾きは大きくなり、転流にかかる時間が短くなる。逆に、鎖交磁束の傾きが大きくなると、転流にかかる時間は長くなる。これらの特性は各ターンオン角を条件として、曲線で表すことができる。

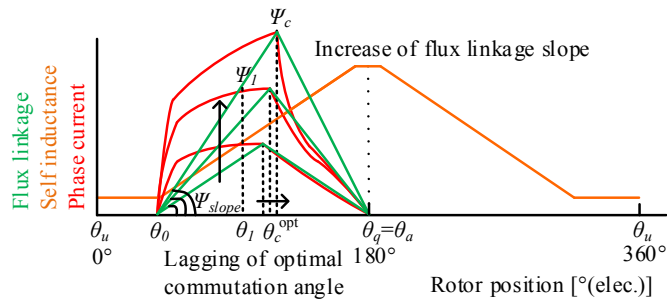


図 4.37 最適転流角予測原理

Fig. 4.37. Principle of prediction of optimum commutation angles.

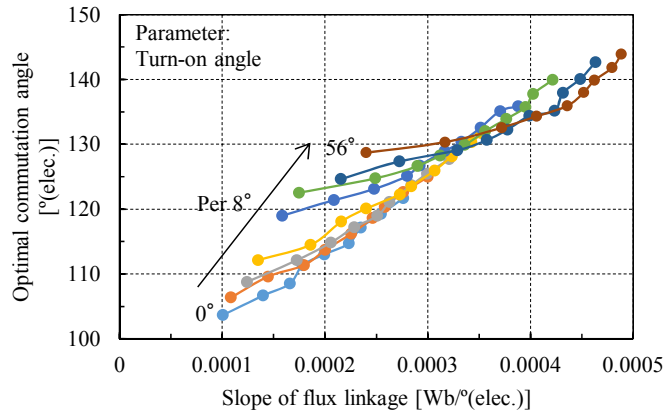


図 4.38 最適転流角ルックアップテーブル θ_c^{opt}

Fig. 4.38. Look-up table of optimum commutation angle θ_c^{opt} .

4.12 最適転流角予測テーブルによる励磁区間可変シングルパルス制御の制御システム

4.12.1 制御システム

図 4.39 に提案法によるスイッチング角制御系を示す。ターンオン・転流角制御器は、基準通電角 θ_{con}^* 、回転子位置 θ_e 、最適転流角 θ_c^{opt} 、各相電流 i_u, i_v, i_w から、基準ターンオン角 θ_0^* と基準転流角 θ_c^* を決定する。

スイッチングロジックブロックは、基準ターンオン角 θ_0^* と基準転流角 θ_c^* 、回転子位置 θ_e に基づいて、インバータのスイッチング信号 $s_u, s_v, s_w, s_u^*, s_v^*, s_w^*$ を出力する。

最適転流角予測器では、各相電圧 v_u, v_v, v_w と相電流 i_u, i_v, i_w および巻線抵抗 R から鎖交磁束 Ψ を計算する。鎖交磁束の傾き Ψ_{slope} は、上述したように式(5.6)より計算できるが、最適転流角テーブルに使用する鎖交磁束の傾きは、転流前に計算される必要がある。励磁モード2における最適転流角 θ_c^{opt} の最小値は、図 5.16 の最適転流角ルックアップテーブルより、ターンオン角 0° 、鎖交磁束の傾き $0.000101\text{Wb}/^\circ(\text{elec.})$ において約 104° である。したがって、鎖交磁束の傾きは、回転子位置 104° より前に計算されなければならない。最適転流角予測に用いる鎖交磁束の傾きは、次式によって計算された。

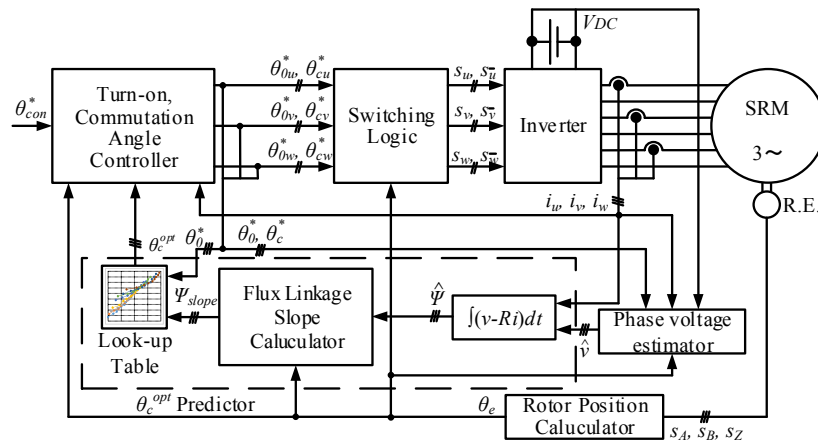


図 4.39 制御システム

Fig. 4.39. Control System.

$$\Psi_{slope} = \frac{\Delta\Psi}{\Delta\theta} = \frac{\Psi_1}{\theta_1 - \theta_0} \dots\dots\dots (4.22)$$

ここで、 θ_1 は回転子位置 100° 、 Ψ_1 は回転子位置 θ_1 における鎖交磁束である。位置最適転流角は、基準ターンオン角と鎖交磁束の傾き Ψ_{slope} から、図 5.16 の最適転流角ルックアップテーブルにより決定される。

4.12.2 ターンオンと転流角コントローラのフローチャート

図4.40に、図4.39で示したターンオン・転流角コントローラの演算アルゴリズムのフローチャートを示す。コントローラ起動時では、励磁モード状態 s_m は励磁モード3、基準ターンオン角 θ_0^* は非整列位置 θ_u 、基準転流角 θ_c^* は非整列位置 θ_u+120° に設定され、1 励磁周期分だけ 120° 通電方式で固定子が励磁される。停止位置が不安定平衡点である非整列位置 θ_u である場合、ステータを励磁すると、逆回転する可能性がある。したがって、確実に正回転させるために、始動時のみ2相を同時に励磁するML励磁により始動させる。2 励磁周期目から提案法の励磁モードに移行する。

コントローラに与えられた基準通電角 θ_{con}^* は、固定子が消磁されたときに読み込まれる。消磁の判断は、消磁角検出部において、回転子位置 θ_e 、転流角 θ_c と相電流 i から行っている。モードセクタおよびターンオン・転流角コントローラでは、前の励磁周期の励磁モード状態 s_m 、一時ターンオン角 θ_0^{tmp} と一時転流角 θ_c^{tmp} により、次の励磁周期における励磁モード状態 s_m 、基準ターンオン角 θ_0^* と基準転流角 θ_c^* を決定する。

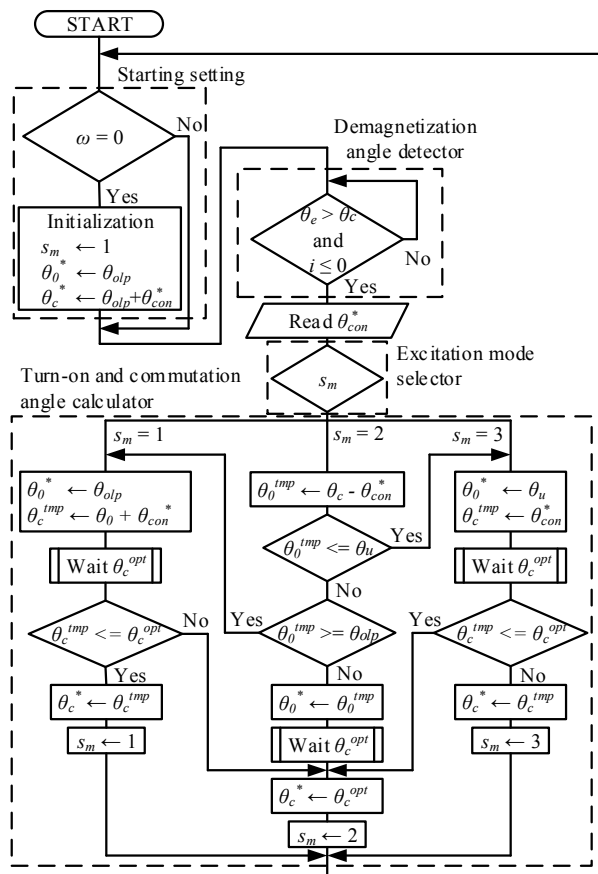


図 4.40 ターンオン、転流角コントローラのフローチャート
Fig. 4.40. Flowchart for turn-on and commutation angle controller.

4.13 実験システムと供試SRMの諸元

図4.41に実験システムを示す。基本構成は図の実験システムと同じであるが、相電圧検出器が無い代わりにDCリンク電圧検出器がある。供試SRMの諸元は図と表と同様である。

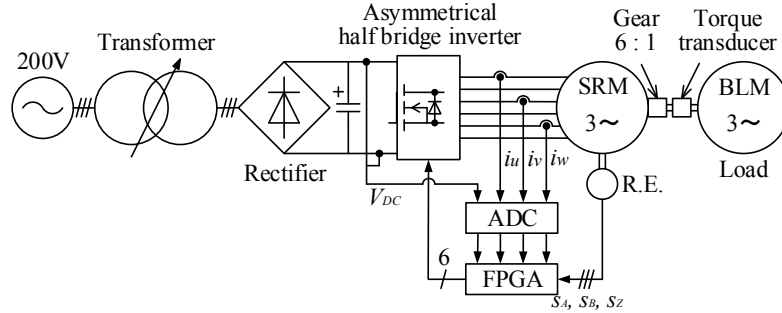


図4.41 実験システム

Fig. 4.41. Experimental system.

4.14 スイッチング角の過渡応答

図4.42は、負荷トルクを0.1Nmで固定し、基準通電角を36°から94.5°にステップ上に変化させた時のターンオン角 θ_0 、転流角 θ_c 、そして消磁角 θ_q の過渡応答である。このとき回転速度は 2130min^{-1} から 7542min^{-1} に上昇する。消磁角 θ_q は、基準通電角を変化させた直後から対向位置 θ_a と一致し、最適転流角ルックアップテーブルにより、精度良く最適転流角を予測できている。これより、基準通電角 θ_{con}^* が急に变化した場合においても、逆トルク領域に電流が流れ、逆トルク発生によるモータ効率低下を防ぐことができる。

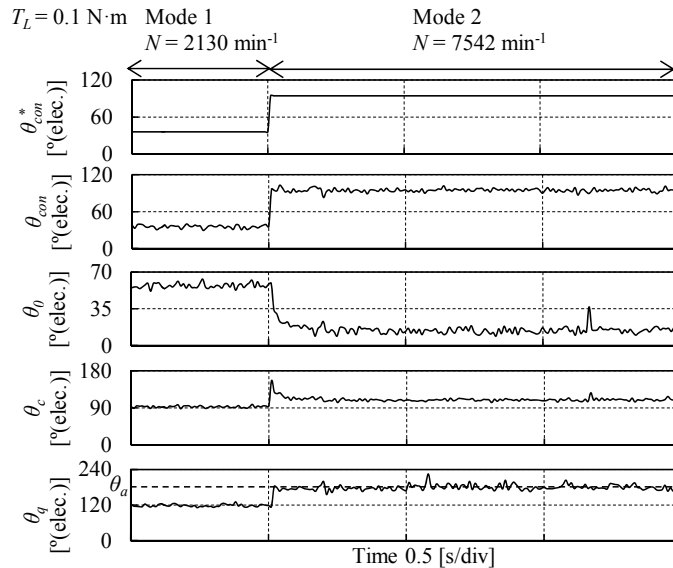
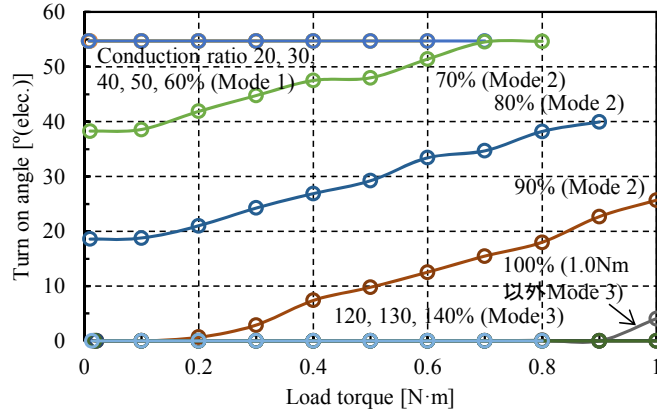


図4.42 スイッチング角の過渡応答

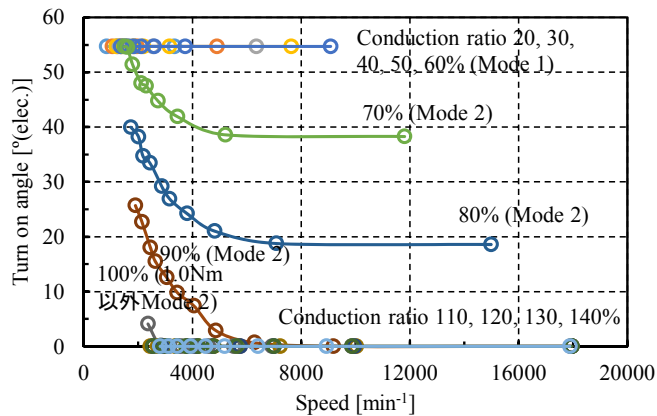
Fig. 4.42. Transient response of switching angles.

付録

負荷トルク，回転速度に対するターンオン角の変化。電圧 PWM は $0^\circ(\text{elec.})$ 一定。



(a) 負荷トルクに対するターンオン角の変化

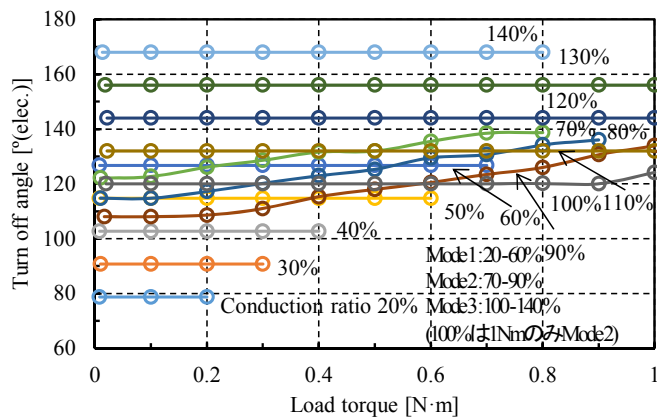


(b) 回転速度に対するターンオン角の変化

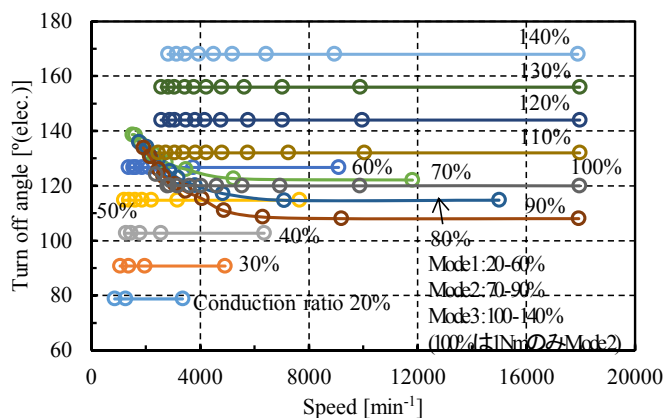
付図1 提案法のターンオン角の変化

App. Fig. 1. Variation of the turn-on angle of the proposed method.

負荷トルク，回転速度に対する転流角の変化。電圧 PWM は $120^\circ(\text{elec.})$ 一定。



(a) 負荷トルクに対する転流角の変化

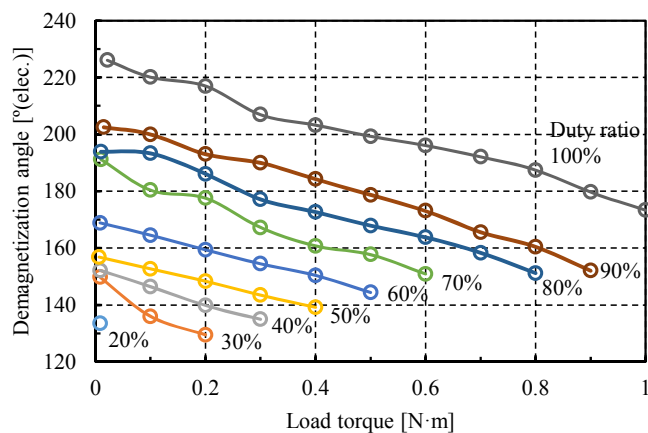


(b) 回転速度に対する転流角の変化

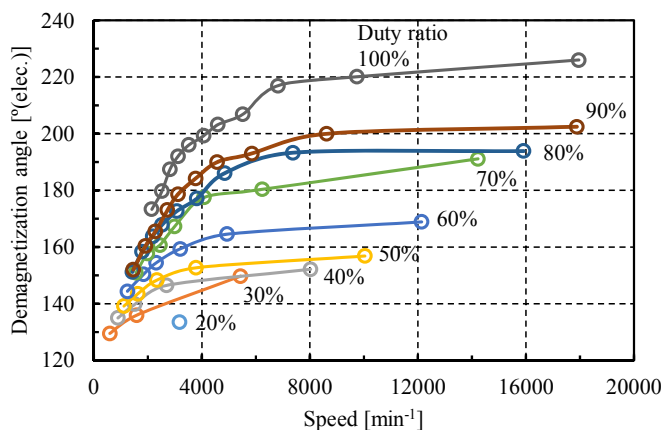
付図2 提案法の転流角の変化

App. Fig. 2. Variation of the commutation angle of the proposed method.

負荷トルク，回転速度に対する消磁角の変化。



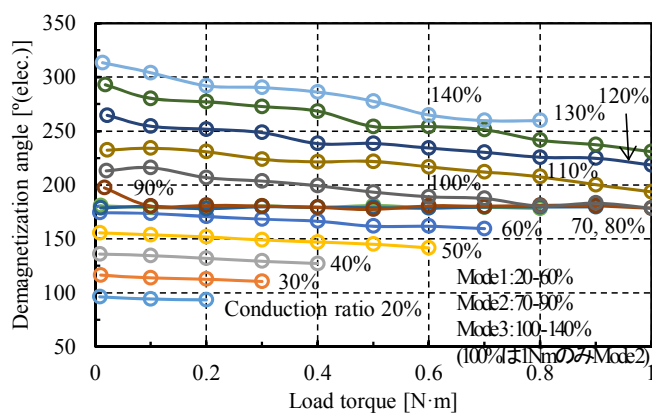
(a) 負荷トルクに対する消磁角の変化



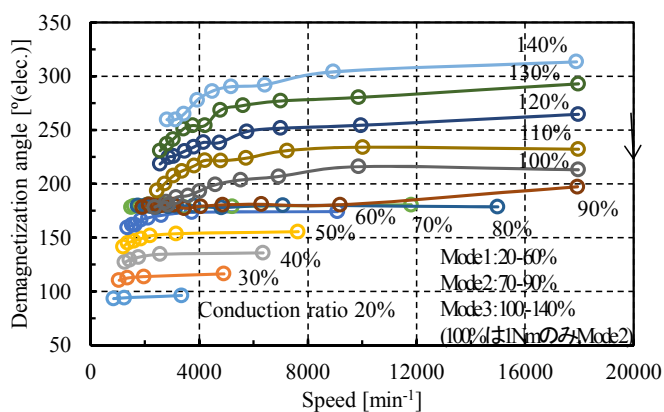
(b) 回転速度に対する消磁角の変化

付図3 電圧PWM制御の消磁角の変化

App. Fig. 3. Variation of the demagnetisation angle of the voltage-PWM control.



(a) 負荷トルクに対する消磁角の変化

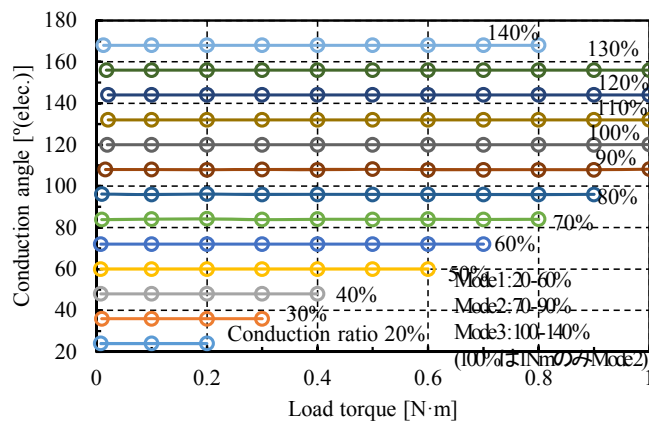


(b) 回転速度に対する消磁角の変化

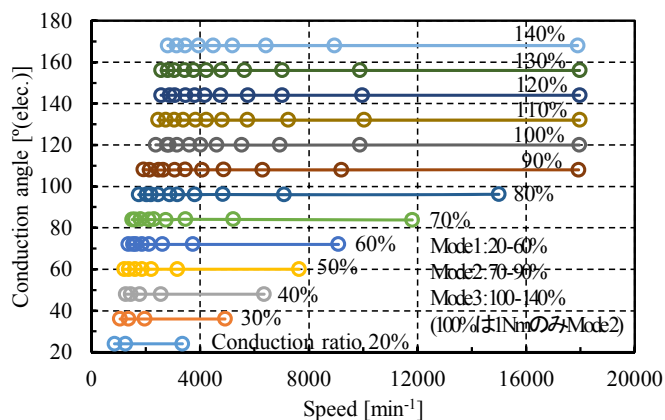
付図4 提案法の消磁角の変化

App. Fig. 4. Variation of the demagnetisation angle of the proposed method.

通電角の比較。電圧 PWM は $120^\circ(\text{elec.})$ 一定。



(a) 負荷トルクに対する通電角の変化

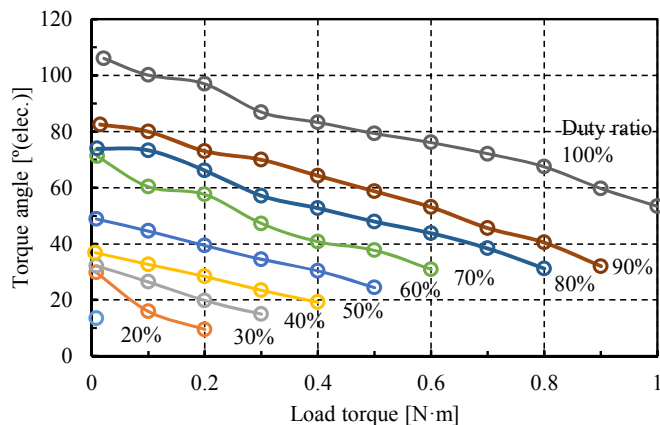


(b) 回転速度に対する通電角変化

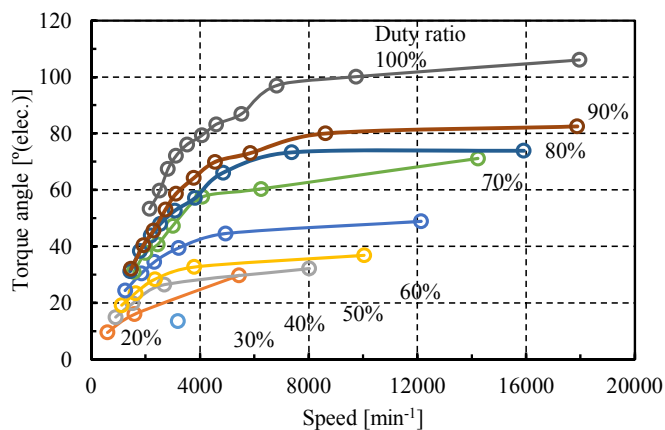
付図5 提案法の通電角の変化

App. Fig. 5. Variation of the conduction angle of the proposed method.

トルク角の変化。



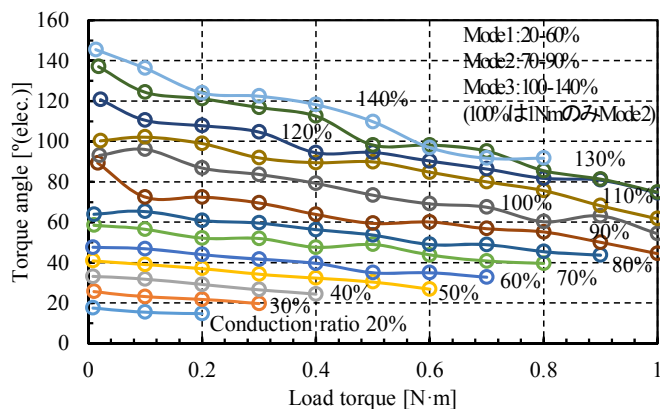
(a) 負荷トルクに対するトルク角の変化



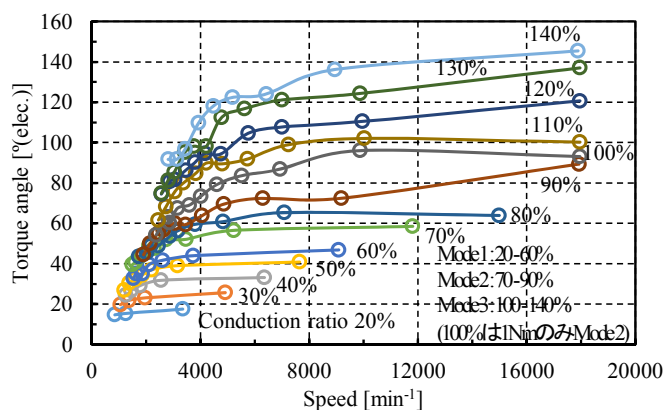
(b) 回転速度に対するトルク角の変化

付図6 電圧PWM制御のトルク角の比較

App. Fig. 6. Comparison of the torque angle of voltage-PWM control.



(a) 負荷トルクに対するトルク角の変化



(b) 回転速度に対するトルク角の変化

付図7 提案法のトルク角の変化

App. Fig. 7. Variation of the torque angle of proposed method.

第5章 まとめ

第3章スイッチトリラクタンスモータのモータ効率を向上させる設計法では、SRモータのコア形状の基本設計を行い、モータ効率を向上させるための設計指針をまとめた。その設計指針に従い、磁界解析によるコア極数・形状の具体的な設計を実施し、高効率12/8SRモータのコア形状を決定した。決定したコア形状のコア金型を製作することで高効率12/8SRモータを試作し、実機試験において定格3.5kWのモータ効率が82%から87%に5%向上することを確認した。

第4章励磁区間可変シングルパルス制御によるスイッチトリラクタンスモータの効率向上に関する検討では、通電角指令値により励磁領域を変化させる3つの励磁モードを提案し、従来法である励磁区間固定の120°通電電圧PWM制御法とのモータ効率の比較試験を実機により行った。提案法の効率は、低中速域で高負荷トルクほど高い値を示し、動作点0.8Nm, 1500min⁻¹において、最大13.2%の効率向上を確認した。また対向位置で零電流となるように転流角を調整し、ターンオン角のみを可変させる励磁モード2以外では、高速域において提案法の鉄損が従来法よりも大きくなることを明らかにした。効率を改善するには、インダクタンスの空間変化率が大きい正トルク領域を中心に励磁することが有効である。

また、提案法の有効性を3.5kW12/8極の供試SRMを用いて検証を行った。提案法では基底速度以下で高負荷域ほど良い効率が得られ、最大1.3%の効率改善効果が確認できた。これらの結果から提案法によるモータ効率改善効果は、極数に関係なく低中速で高負荷領域ほど高いことが明らかになった。

また、ターンオン角と鎖交磁束の傾きから対向位置で零電流となる転流角を予測する最適転流角予測法を提案した。さらに本予測法に必要な相電圧値を電圧検出器を用いずに、DCリンク電圧と相電流から間接的に相電圧を推定する相電圧推定法を提案した。最適転流角予測制御に相電圧推定法を組み込み、ステップ状の通電角指令を与えた場合において検証を行った。本提案法では通電角指令の変化とともに瞬時に対向位置で零電流となる転流角を出力することが確認された。

参考文献

- (1) A. Chiba: “Design of a Switched Reluctance Drive and Its Application”, Trans. Of the Magnetics Society of Japan, Vol. 26, No. 8, pp. 909-914 (2002-4) (in Japanese)
千葉明 : 「スイッチドリラクタンスドライブの設計手法と実用化の例」, 日本応用磁気学会解説, Vol26, pp.909-914 (2002-4)
- (2) T.J.E. Miller: “Electronic Control of Switched Reluctance Machines”, Newnes, pp.1-5 (2001)
- (3) H. Yamai, Y. Sawada, and K. Ohyma: “Applying Switched Reluctance Motor to Oil Hydraulic Pump Use”, IEEJ Trnas. IA, Vol. 123, No. 2, pp.96-103 (2003-2) (in Japanese)
山井広之・沢田祐造・大山和伸 : 「油圧ポンプ駆動用途へのスイッチドリラクタンスモータ実用化」, 電学論 D, 123, 2, pp.96-103 (2003-2)
- (4) T. Suzuki, S. Ito, N. Tanaka, A. Chiba, T. Fukao, and H. Ninomiya: “Development of High Efficiency Switched Reluctance Motor”, T .IEE Japan, Vol.126-D, No.4, pp.511-518 (2006) (in Japanese)
鈴木貴紀・伊藤慎也・田中直輝・千葉明・深尾正・二宮弘憲 : 「高効率スイッチドリラクタンスモータの開発」, 電学論 D, 126, 4, pp.511-518 (2006)
- (5) A. Chiba, H. Hayashi, K. Nakamura, S. Ito, K. Tungpimolrut, T. Fukao, M. A. Rahman, and M. Yoshida: “Test Results of an SRM Made From a Layered Block of Heart-Treated Amorphous Alloys”, T. IEEE on Industry Applications, Vol.44, No.3, pp.699-706 (2008)
- (6) H. Hayashi, K. Nakamura, A. Chiba, T. Fukao, K. Tungpimolrut, and D. G. Dorrel: “Efficiency Improvements of Switched Reluctance Motors With High-Quality Iron Steel and Enhanced Conductor Slot Fill”, T. IEEE on Energy Conversion, Vol.24, No.4, pp.819-825 (2009)
- (7) M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, M. Takemoto, and S. Ogasawara: “A Comparison between Two Types of High Torque and High Efficiency 50-kW SRMs Designed for HEVs”, T .IEE Japan, Vol.132-D, No.8, pp.842-848 (2012) (in Japanese)
竹野元貴・千葉明・星伸一・竹本真紹・小笠原悟司 : 「HEV 用 50kW SRM の高トルク型と高効率型の実験的特性比較」, 電学論 D, 132, 8, pp.842-848 (2012)
- (8) I. Kloskeridis, C. Mademils: “Maximum efficiency in single-pulse controlled switched reluctance motor drives”, T. IEEE, Vol.20, No.4, pp.809-817 (Dec 2005)
- (9) P. C. Kjaer, P. Nielsen, L. Andersen: “A new energy optimizing control strategy for switched reluctance motors”, T. IEEE, Vol.30, No.5, pp.1088-1095 (sep/Oct 1995)

- (10) Jaehyuck Kim, Krishnan R.: High Efficiency Single-Pulse Controlled Switched Reluctance Motor Drive for High Speed (48k RPM) Application: Analysis, Design, and Experimental Verification, IAS '08. IEEE, pp.1-8 (5-9 Oct 2008)
- (11) 松井信行：「特性評価技術と新しいモータの世界」, デンソーテクニカルレビュー, Vol.13, No.1, pp.3-10 (2008)
- (12) 森本茂雄：「モータ技術の動向と展望」, Panasonic Technical Journal, Vol.55, No.3, pp.4-9 (2009)
- (13) K. Ohyama, M. F. Nashed, K. Asou, H. Fujii, and H. Uehara: “Design Using Finite Element Analysis of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle”, Journal of Power Electronics, Vol.6, No.2, pp.163-171 (2006)
- (14) K. Ohyama, Y. Nakazawa, K. Nouzuka, H. Fujii, H. Uehara and Y. Hyakutake: “Design Method for Improving Motor Efficiency of SR Motor”, The Papers of Joint Technical Meeting on “Semiconductor Power Converter ” and “Motor Drive”, IEE Japan, SPC-12-157, MD-12-51, pp.37-42 (2012) (in Japanese)
 大山和宏・中沢吉博・能塚和磨・藤井裕昭・上原一士・百武康：「SR モータのモータ効率を向上させるための設計法」, 電気学会半導体電力変換・モータドライブ合同研究会資料, SPC-12-157, MD-12-51, pp.37-42 (2012)
- (15) Kloskeridis I, Mademlis C.: Maximum efficiency in single-pulse controlled switched reluctance motor drives, T. IEEE, Vol.20, No.4, pp.809-817 (Dec 2005)
- (16) Jaehyuck Kim, Krishnan R.: High Efficiency Single-Pulse Controlled Switched Reluctance Motor Drive for High Speed (48k RPM) Application: Analysis, Design, and Experimental Verification, IAS '08. IEEE, pp.1-8 (5-9 Oct 2008)
- (17) Mademlis C., Kioskeridis I.: Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control, T. IEEE, Vol.18, No.3, pp.448-457 (Sept 2003)
- (18) Becerra R. C., Ehsani M., Miller T. J. E.: Commutation of sr motors, T. IEEE, Vol.8, No.3, pp.257-263 (Jul 1993)
- (19) Kjaer P. C., Nielsen P., Andersen L.: A new energy optimizing control strategy for switched reluctance motors, T. IEEE, Vol.30, No.5, pp.1088-1095 (sep/Oct 1995)
- (20) Y. Nakazawa, K. Ohyama, K. Fujii, H. Fujii, and H. Uehara: “Excitation interval control of switched reluctance motor considering derivative of inductance,” Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International, pp.T5-84 - T5-89, 6-8 Sept. 2010
- (21) Y. Nakazawa, K. Ohyama, H. Fujii, H. Uehara and Y. Hyakutake: “Improvement of Efficiency of Switched Reluctance Motor by Single Pulse Control Based on Linear

Torque Equation,” EPE’ 13 ECCE Europe, 15th European Conference on Power Electronics and Applications, Lille, France, 3-5 Sept. 2013

研究業績

1. 査読付論文 2件
 - (1) 中沢吉博・大山和宏・能塚和磨 (福岡工業大学), 藤井裕昭・上原一士・百武康(明和製作所): 「スイッチトリラクタンスマータのモータ効率を向上させる設計法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), 134 巻, 7 号, pp.656-666
 - (2) 中沢吉博・大山和宏(福岡工業大学), 藤井裕昭・上原一士・百武康(明和製作所): 「励磁区間可変シングルパルス制御によるスイッチトリラクタンスマータの効率向上に関する検討」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), 135 巻, 3 号, pp.284-290

2. 国際会議 5 件 (発表者に○のこと。)
 - (1) (口頭発表, 査読有り)
○Y. Nakazawa, K. Ohyama: “Improvement in Efficiency of Switched Reluctance Motor by Single Pulse Control in Low and Medium Speed Region,” International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST), pp.TB2-510 – TB2-513, Bangkok, Thailand, 21-24 Nov. 2012
 - (2) (基調講演, 査読無し)
○K. Ohyama, Y. Nakazawa, K. Nouzuka, H. Fujii, H. Uehara and Y. Hyakutake: “Development of Drive System Using Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle,” The 1st International Conference on Industrial Application Engineering 2013 (ICIAE 2013), Kitakyushu, Japan, 27-28 March 2013
 - (3) (口頭発表, 査読有り)
○Y. Nakazawa, K. Ohyama, H. Fujii, H. Uehara and Y. Hyakutake: “Improvement of Efficiency of Switched Reluctance Motor by Single Pulse Control Based on Linear Torque Equation,” EPE’ 13 ECCE Europe, 15th European Conference on Power Electronics and Applications, Lille, France, 3-5 Sept. 2013
 - (4) (ポスター発表, 査読有り)
○T. Nonaka, Y. Nakazawa, K. Ohyama, H. Fujii, H. Uehara and Y. Hyakutake: “Inverter Improving Motor Efficiency of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle,” EPE’ 13 ECCE Europe, 15th European Conference on Power Electronics and Applications, Lille, France, 3-5 Sept. 2013
 - (5) (口頭発表, 査読有り, Best paper in session 受賞)
K. Ohyama, ○Y. Nakazawa, K. Nozuka, H. Fujii, H. Uehara and Y. Hyakutake: “Design of High Efficient Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle ,” IECON 2013, Vienna, Austria, 10-13 Nov. 2013

3. 研究会・紀要 2件（発表者に○のこと。）
- (1) （口頭発表，査読無し）
 ○中沢吉博・大山和宏（福岡工業大学），藤井裕昭・上原一士・百武康（明和製作所）：
 「シングルパルス制御によるスイッチトリラクタンスモータの効率向上に関する
 検討」，電気学会半導体電力変換研究会資料，Vol.SPC-12 No.151-168 Page.31-36
 (2012.11.10)
- (2) （口頭発表，査読無し）
 大山和宏・中沢吉博・○能塚和磨（福岡工業大学），藤井裕昭・上原一士・百武康（明
 和製作所）：「SR モータのモータ効率を向上させるための設計法」，電気学会半導体
 電力変換研究会資料，Vol.SPC-12 No.151-168 Page.37-42 (2012.11.10)
4. 全国大会・支部大会 7件（発表者に○のこと。）
- (1) （口頭発表，査読無し）
 ○中沢吉博・大山和宏（福岡工業大学），藤井裕昭・上原一士・百武康（明和製作所）：
 「スイッチトリラクタンスモータの高効率シングルパルス制御」，電気学会産業応
 用部門大会講演論文集，Vol. 2012，千葉工業大学，千葉（2012-8-21-23）
- (2) （ポスター発表，査読無し）
 ○能塚和磨・大山和宏・中沢吉博（福岡工業大学），藤井裕昭・上原一士・百武康（明
 和製作所）：「スイッチトリラクタンスモータによる小型電気自動車の走行試験」，
 電気学会産業応用部門大会講演論文集，Vol. 2012，千葉工業大学，千葉（2012-8-21-
 23）
- (3) （ポスター発表，査読無し）
 ○野中忠将・大山和宏・中沢吉博（福岡工業大学），藤井裕昭・上原一士・百武康（明
 和製作所）：「スイッチトリラクタンスモータによるコンバート EV の走行試験」，
 電気学会産業応用部門大会講演論文集，Vol. 2012，千葉工業大学，千葉（2012-8-21-
 23）
- (4) （口頭発表，査読無し）
 ○中沢吉博・大山和宏（福岡工業大学），藤井裕昭・上原一士・百武康（明和製作所）：
 「シングルパルス制御による 3.5kW スイッチトリラクタンスモータのモータ効率
 改善」，電気学会産業応用部門大会講演論文集，Vol. 2013，山口大学，山口（2013-
 8-28-30）
- (5) （ポスター発表，査読無し）
 ○能塚和磨・大山和宏・中沢吉博（福岡工業大学），藤井裕昭・上原一士・百武康（明
 和製作所）：「スイッチトリラクタンスモータのインダクタンス曲線がモータ効率に

与える影響」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2013, 山口大学, 山口 (2013-8-28-30)

(6) (ポスター発表, 査読無し)

○野中忠将・大山和宏・中沢吉博(福岡工業大学), 藤井裕昭・上原一士・百武康(明和製作所):「スイッチトリラクタンスモータの回生電力を励磁に利用するインバータ」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2013, 山口大学, 山口 (2013-8-28-30)

(7) (ポスター発表, 査読無し)

○呂博・中沢吉博・大山和宏 (福岡工業大学), 藤井裕昭・上原一士・百武康(明和製作所):「シングルパルス駆動スイッチトリラクタンスモータの銅損の考察」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2014, 東京電機大学, 東京 (2014-8-26-28)

5. 特許・出願 0件

なし

6. 著書 0件

なし

7. その他の活動 (RA、専攻分野に関わる諸活動等) 2件

- (1) リサーチアシスタント, 財団法人福岡県産業・科学技術振興財団, 戦略的基盤技術高度化支援事業, 車載 SR モータ試験システム及び SR モータ試験システムで使用する制御プログラムへの仕様変更補助と実験補助, 2012年10月~2013年2月
- (2) セミナーの講師, 場所: 株式会社明和製作所, 文献: SR モータ(日本電産技術顧問見城 尚志), 2014年8月22日(金), 前半 14:30-15:40(70分), 休憩 15:40-15:50(10分), 後半 15:50-17:00(70分)

謝辞

本論文は、大山和宏教授の熱心な指導のもとで行なった「設計と制御によるスイッチトリラクタンスモータのモータ効率改善に関する研究」の研究成果をまとめたものです。大山和宏教授には、研究に取り組む姿勢や課題に対する的確な助言、研究以外にも終始熱心にご指導頂き心より感謝しています。

本研究は、株式会社明和製作所との共同研究によるものです。藤井裕昭氏、上原一士氏、百武康氏をはじめとする明和製作所の皆様には大変お世話になりました。電気自動車プロジェクト一同、厚く御礼申し上げます。

最後に、本研究に関わったすべての人に感謝の意を持って謝辞と代えさせていただきます。