

Research on loss reduction of interior permanent magnet synchronous motor for compressors

ABSTRACT : This research is targeted at improving the efficiency and vibration of interior permanent magnet (IPM) synchronous motor for compressors by reducing the harmonic magnetic flux. The characteristics of an IPM motor under load conditions were investigated by applying the magnetic field analysis and several measurements to prototype motor. The summary of this thesis is shown as follows.

The approaches of the design for an IPM motor were described in Chapter 2. The structure of an IPM motor for compressor driven by pulse width modulation (PWM) inverter was explained, and the influence of the losses and vibration caused by harmonic magnetic flux were noted. That is, the space harmonic magnetic fluxes were due to the armature reaction for magnetic saturation of the rotor core, the armature structure of stator and the magnet arrangement of rotor. Furthermore, the time harmonic magnetic fluxes were due to the carrier frequency and modulation of the PWM inverter.

In Chapter 3, it was explained that the space harmonic magnetic flux caused by the armature reaction for magnetic saturation of the rotor core was one of the key factors in the losses of the IPM motor. Furthermore, in order to improve the armature reaction for the magnetic saturation of the rotor core, we presented that the flux barrier rotor was effective to reduce the harmful effect of magnetic saturation of the IPM motor.

On the other hand, in order to improve the time harmonic magnetic flux caused by the carrier frequency of the PWM inverter, we presented that the higher inductance of the IPM motor was effective to reduce the harmful effects of eddy current losses in the magnetic steel sheet and the permanent magnet.

In Chapter 4, it was explained that the space harmonic magnetic flux caused by the armature structure of stator and the magnet arrangement of rotor were the key factors in the losses and vibration of the IPM motor. Furthermore, the IPM motor with concentrated winding generated more vibrations than that with distributed winding due to the radial electromagnetic force. Therefore, we described the influence of a new skewed rotor with the characteristics of a concentrated winding IPM motor. We investigated the influence by using a three-dimensional finite element analysis (3-D FEM) and several measurements. Additionally, we presented that the proposed rotor was effective in reducing the radial electromagnetic force without decreasing the motor efficiency.

In Chapter 5, it was explained that the time harmonic magnetic fluxes caused by the carrier frequency and modulation of the PWM inverter were the key factors in the losses and vibration of the IPM motor. Furthermore, the carrier frequency and modulation of the PWM inverter harmonic mainly caused an increase of eddy current losses in the magnetic steel sheet and the permanent magnet. Additionally, the IPM motor with a three-phase modulation inverter has a lower radial electromagnetic force than the IPM motor with a two-phase modulation inverter.

目 次

記号と定義	iii
第 1 章 緒言	1
1. 1 研究の背景	1
1. 2 本研究の目的	9
1. 3 本論文の構成	9
第 2 章 圧縮機用モータの構造と損失低減	13
2. 1 本章の目的	13
2. 2 圧縮機用モータの構造	13
2. 3 圧縮機用モータの損失低減とその問題点	21
2. 4 まとめ	33
第 3 章 回転子のフラックスバリア構造および固定子巻線の 高インダクタンス化による損失低減	39
3. 1 本章の目的	39
3. 2 回転子のフラックスバリア構造による損失低減	39
3. 3 固定子巻線の高インダクタンス化による損失低減	68
3. 4 磁界解析に基づく高調波損失の分析	75
3. 5 まとめ	80
第 4 章 回転子のスキュー構造による損失低減	83
4. 1 本章の目的	83
4. 2 提案する回転子のスキュー構造の概要	83
4. 3 磁界解析に基づく回転子のスキュー構造の検討	88
4. 4 実測による回転子のスキュー構造の検討	102
4. 5 まとめ	111
第 5 章 インバータの変調方式による損失低減	115

5. 1	本章の目的	115
5. 2	試作した IPM モータの概要	116
5. 3	実測に基づくモータの特性評価	116
5. 4	磁界解析に基づくモータの特性評価	129
5. 5	まとめ	138
第 6 章	結言	139
6. 1	本論文のまとめ	139
6. 2	今後の展望	141
文献		143
謝辞		149

記号と定義

本論文で用いる主な記号および略号を以下に示す。

記号

$a_{k,l}$: 電磁加振力の高調波成分の振幅 [N/m ²]
B_m	: 磁束密度の最大値 [T]
B_r	: 径方向ギャップ磁束密度 [T]
B_θ	: 周方向ギャップ磁束密度 [T]
E_{dc}	: インバータの直流電圧 [V]
E_0	: 無負荷時の誘導起電力 [V]
F_r	: 径方向の電磁加振力 [N/m ²]
f	: 周波数 [Hz]
I_a	: 電機子電流 [A]
I_d	: d 軸電機子電流 [A]
I_q	: q 軸電機子電流 [A]
K_e	: 鉄心材料の渦電流損失係数
K_h	: 鉄心材料のヒステリシス損失係数
L_d	: d 軸同期インダクタンス [H]
L_q	: q 軸同期インダクタンス [H]
M	: 変調率 [p.u.]
N_s	: 回転速度 [min ⁻¹]
P_{in}	: モータ入力 [W]
P_{loss}	: モータの全損失 [W]
P_{out}	: モータ出力 [W]
p_n	: 極対数
p_t	: 微分演算子

R_a	: 電機子巻線抵抗 [Ω]
T	: モータのトルク [$\text{N} \cdot \text{m}$]
T_m	: 無着磁の永久磁石を挿入した回転子を任意の回転速度で負荷側のモータで駆動し, 測定したトルク [$\text{N} \cdot \text{m}$]
V	: 端子電圧 [V]
V_d	: d 軸電機子電圧 [V]
V_q	: q 軸電機子電圧 [V]
$W_{carrier}$: キャリア周波数に相当する高調波による損失 [W]
W_{cu}	: 銅損 [W]
W_e	: 渦電流損 [W]
W_h	: ヒステリシス損 [W]
W_i	: 鉄損 [W]
W_m	: 機械損 [W]
W_s	: 漂遊負荷損 [W]
X_d	: d 軸同期リアクタンス [Ω]
X_q	: q 軸同期リアクタンス [Ω]
$\alpha_{k,l}$: 電磁加振力の高調波成分の位相 [deg.]
β	: 電機子電流の位相 [deg.]
δ	: 負荷角 [deg.]
η_{mo}	: モータ効率 [%]
θ	: 力率角 [deg.]
μ_0	: 真空の透磁率 [H/m]
θ_p	: 回転子磁極角度 [deg.]
Φ_d	: d 軸電機子鎖交磁束 [Wb]
Φ_q	: q 軸電機子鎖交磁束 [Wb]
Φ_m	: 永久磁石による電機子鎖交磁束 [Wb]
Φ_t	: 機内鎖交磁束 [Wb]

ω : 電気角速度 [rad/s]

略号

APF : 通年エネルギー消費効率 (Annual Performance Factor)

COP : 冷暖房平均のエネルギー消費効率 (Coefficient of Performance)

d 軸 : 直軸 (Direct axis)

FEM : 有限要素法 (Finite Element Method)

IPM : 埋め込み磁石形 (Interior Permanent Magnet)

LED : 発光ダイオード (Light Emitting Diode)

PWM : パルス幅変調 (Pulse width Modulation)

q 軸 : 横軸 (Quadrature axis)

SPM : 表面磁石形 (Surface Permanent Magnet)

第 1 章 緒言

1.1 研究の背景

わが国では、1970年代の2度の石油危機を契機として、産業にとってエネルギーは重要なコスト要素となり、その後、長年にわたってコスト低減を目的とした省エネルギー政策が推進されている⁽¹⁾。

一方、1997年12月に気候変動に関する国際連合枠組条約第3回締約国会議が京都で開催され、先進国および市場経済移行国の温室効果ガス削減の数値目標が取り決められた。この会議において採択された京都議定書の中でわが国は、二酸化炭素、メタン、ならびに亜酸化窒素などの温室効果ガス排出量の2008年から2012年における5年間の平均値を、1990年の水準と比べて6%削減するという目標を宣言した⁽²⁾。この目標を達成するため、1998年4月に「エネルギーの使用の合理化に関する法律（省エネ法）」を一部改正し、1999年4月より施行した⁽³⁾。この法律により、特に民生・運輸部門のエネルギー消費を抑制するため、自動車や電気機器（家電、オフィス機器）等の特定機器についてトップランナー方式が導入された⁽⁴⁾。

トップランナー方式とは、現在商品化されている製品の中でエネルギー消費効率が最も優れているものの性能から、技術開発の将来の見通しなどを勘案して目標基準値を設定するという、製造事業者などの判断基準を定める方式で、機械器具のエネルギー消費効率の更なる改善の推進を目的とするものである。

トップランナー方式の対象となる特定機器は、エネルギーを消費する機械器具のうち以下の3要件を満たすものとしている（省エネ法第78条）。

- ① わが国において大量に使用される機械器具であること
- ② その使用に際し相当量のエネルギーを消費する機械器具であること
- ③ その機械器具に係るエネルギー消費効率の向上を図ることが特に必要なものであること（効率改善の余地等があるもの）

これまでにトップランナー対象機器として26機器を対象としていたが、2013

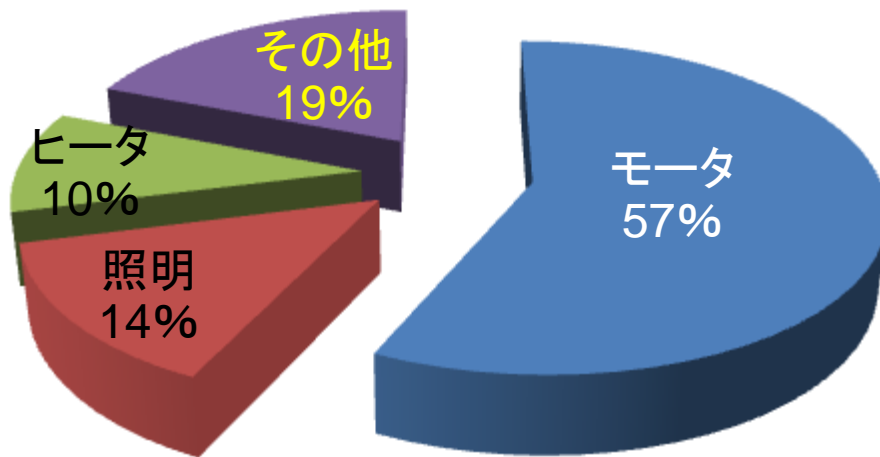
年 10 月に新たに三相誘導モータと電球形 LED (Light Emitting Diode : 発光ダイオード) ランプの 2 機器を追加し、28 機器が対象となっている⁽⁵⁾。

モータはポンプ、送風機、圧縮機などの多様な用途で使用されており、2009 年度に実施した経済産業省資源エネルギー庁の調査結果によると、家庭用や業務用、産業用のモータの普及台数は、合計で約 1 億台とされている⁽⁶⁾。

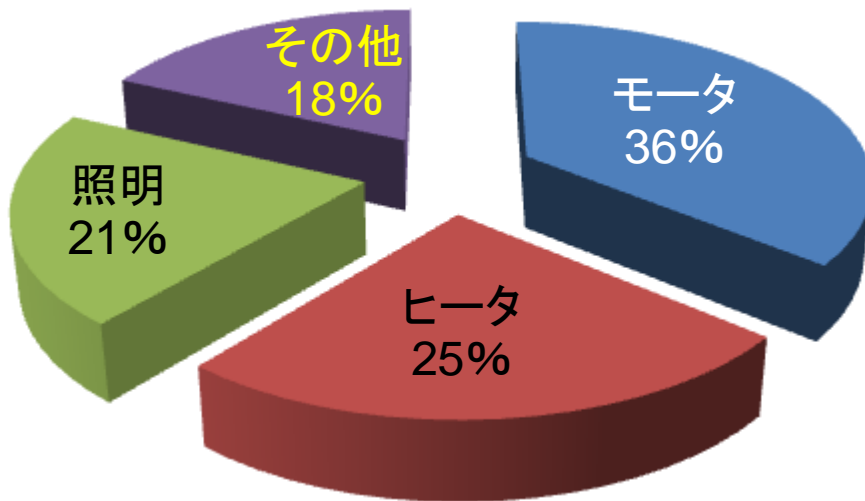
図 1.1 に機器別電力消費量の割合を示す⁽⁶⁾。図において、(a)は国内で消費される機器別電力消費量の割合、(b)は家庭で消費される機器別電力消費量の割合を示したものである。内訳をモータ、照明、ヒータ、その他と機器別に分類している。同図(a)に示す国内電力消費総量は 9996 億 kWh となっており、その約 57%にあたる 5730 億 kWh がモータで消費されていることがわかる。また、同図(b)に示す家庭で消費される電力消費総量は、国内電力消費総量 9996 億 kWh の約 30%にあたる 2730 億 kWh となっており、その約 36%がモータで消費されていることがわかる。したがって、わが国では、モータはトップランナー対象機器になっており⁽⁵⁾、モータの高効率化が重要であることがわかる。

図 1.2 に国内の家庭内電気製品の電力消費量の割合を示す⁽⁷⁾。エアコンの消費電力が全体の約 4 分の 1 (約 25%) を示し、次いで冷蔵庫が約 16%、照明が約 16%、テレビが約 10%と続いている。したがって、冷凍空調機器であるエアコンと冷蔵庫を合わせると家庭の消費電力の 4 割を超える値となっており、冷凍空調機器の省エネルギー化が重要であることがわかる。さらに、夏場の冷房ピーク時におけるエアコンの消費電力が特に大きく、電力供給能力の問題もあり、エアコンの省エネルギーのための施策が必要となっている。

エアコンについては、1999 年より施行された改正省エネ法により、そのエネルギー消費効率が、現在商品化されている製品のうち最もすぐれている機器の性能以上にするというトップランナー方式を採用している。トップランナー対象機器については、エネルギー消費効率の目標基準値が定められている。当初は、COP (Coefficient of Performance : 冷暖房平均のエネルギー消費効率) で目標基準値が定められていたが、目標年度が 2010 年度以降のものについては、通年



(a) 国内で消費される機器別電力消費量の割合(電力消費総量:9996億kWh)



(b) 家庭で消費される機器別電力消費量の割合(電力消費総量:2730億kWh)

図1.1 機器別電力消費量の割合

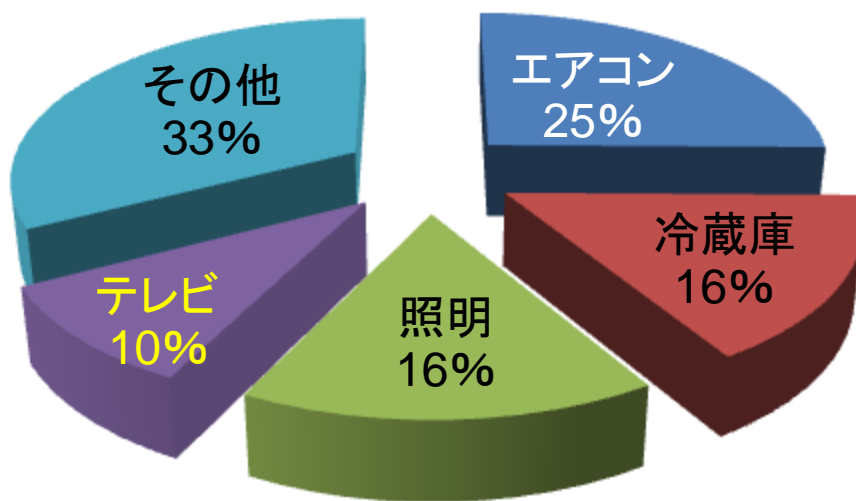


図1.2 国内の家庭内電気製品の電力消費量の割合(年間消費電力量:4200kWh)

でのエネルギー消費効率を表すものとして APF（Annual Performance Factor：通年エネルギー消費効率）で目標基準値が定められている⁽⁸⁾。

エアコンの省エネルギー技術開発のポイントとして、冷凍サイクルの改善、圧縮機、ならびに圧縮機用モータの効率向上、熱交換機の性能向上、送風機の性能向上、インバータの効率向上などが挙げられる。これらエアコンにおける構成機器のうち圧縮機用モータは、エアコン消費電力の約 80%を占めるため、高効率化の要求が極めて高くなっている⁽⁹⁾。

これまで、圧縮機用モータの高効率化のために、以下のような対策がとられてきた⁽¹⁰⁾。

- ① ON-OFF 制御による誘導モータの一定速駆動
- ② インバータ制御による誘導モータの可変速駆動
- ③ インバータ制御による永久磁石同期モータの可変速駆動

これらの中で誘導モータは、回転子にスロットを設けて導体バーが埋め込まれており、固定子巻線（一次巻線）が作る磁束によって導体バーに誘導電流が流れる。この誘導電流と固定子巻線が作る回転磁界とでトルクを発生し、回転が可能となる。当初は、ON-OFF 制御による誘導モータの一定速駆動が主流であったが、半導体素子技術の発達とマイコンや集積回路を使った制御技術の高度化により、モータ駆動用インバータは高性能、低価格、小形化となり、エアコンに適用された^{(8), (9)}。この方式では、圧縮機用モータの回転速度を低速から高速まで広範囲に制御することで、エアコンの負荷に応じた最適な回転速度で運転することが可能となり、従来の ON-OFF 制御によるエアコンに対して、大幅な省エネルギーと快適性を実現することができた。その後、インバータ制御技術の更なる高度化により、誘導モータから永久磁石同期モータへの置き換えが可能となった^{(8), (9)}。この永久磁石同期モータは、回転子に永久磁石を用いており、界磁電流による励磁損失が発生しないため、回転子の導体バーに流れる電流による二次銅損がある誘導モータと比べて、効率や力率の面で優れている。

初期の永久磁石同期モータは、回転子表面に磁石を貼り付けた SPM（Surface

Permanent Magnet : 表面磁石形) モータであった⁽¹¹⁾。SPM モータでは、高速回転時に磁石が遠心力で飛散しないように、ステンレス製の SUS 管を被せて機械強度を確保していた。しかし、この SUS 管には渦電流損が発生し、モータ効率の低下につながっていた。この磁石を内部に配置させることで、磁石の飛散防止を図るとともに、SUS 管を廃止できることで効率向上を図った IPM (Interior Permanent Magnet : 埋め込み磁石形) モータが現在では主流になっている。

IPM モータの特徴の一つとして、永久磁石の磁束と電機子電流との積によって発生するマグネットトルクと、回転子の突極性による磁気エネルギーの変化によってリラクタンストルクが発生することが挙げられる⁽¹²⁾。IPM モータでは、マグネットトルクに加えてリラクタンストルクを併用できるため、電機子電流を低減できる。その結果、固定子巻線に発生する銅損が減少し、高効率化を図ることが可能となる。しかしながら、IPM モータでは、回転子の永久磁石の外側に鉄心が存在し、これが磁束流路となるため、電機子電流の q 軸成分の影響で負荷時に固定子磁束が偏り、これによって磁気飽和が生じて高調波磁束が発生する⁽¹³⁾。特に、近年は永久磁石に希土類磁石を用いているため、鉄心の磁気飽和の影響によって高調波磁束をより増大させている⁽¹⁴⁾。

また、圧縮機用モータは、固定子に分布巻が採用されていたが、現在では集中巻が主流になりつつある。集中巻の特徴として、分布巻と比べて固定子巻線の周長が短くコイルエンドを小さくでき、電機子巻線抵抗を大幅に低減できる。その結果、銅損が減少して、小形・高効率化が可能になる。しかしながら、集中巻の場合は、巻線配置が短節巻となるため、エアギャップ中の空間高調波磁束が増大する。さらに、この空間高調波磁束の影響によって、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力が増大し、モータの振動や騒音が増えることが指摘されている⁽¹⁵⁾。これらの影響を明らかにし、損失を低減することは、モータの更なる高効率化を図る上で重要である。

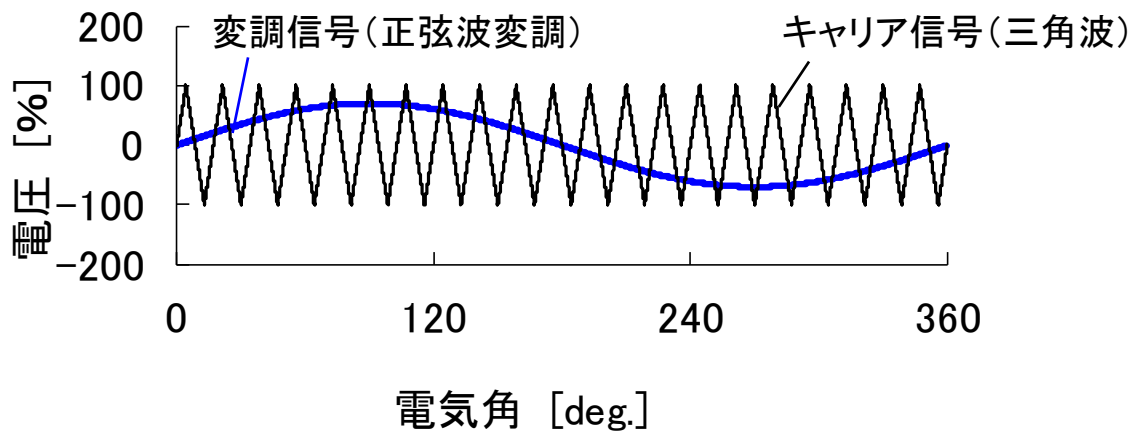
これまで、圧縮機用モータには、120 度通電方式のインバータ駆動が採用され

ていた⁽¹⁶⁾。この方式では、モータの誘導起電力を検出するのみでよく、比較的簡便なモータ制御法として広く用いられていた⁽¹⁶⁾。しかし、振動および騒音を低くすることを目的として、正弦波で駆動する 180 度通電方式のインバータ駆動が近年では主流になりつつある。120 度通電方式では回転子 1 回転当たり 6 回のトルクリプルが発生するが、180 度通電方式では、駆動されるモータの電機子巻線抵抗、d 軸および q 軸の同期インダクタンス、ならびに誘導起電力定数を使って回転子位置を推定し、その位置情報に基づいて電機子電流の位相 β を最適に制御する。このため、120 度通電方式と比べてトルクリプルを小さくすることができ⁽¹⁷⁾、モータの振動や騒音の低減も可能になる。

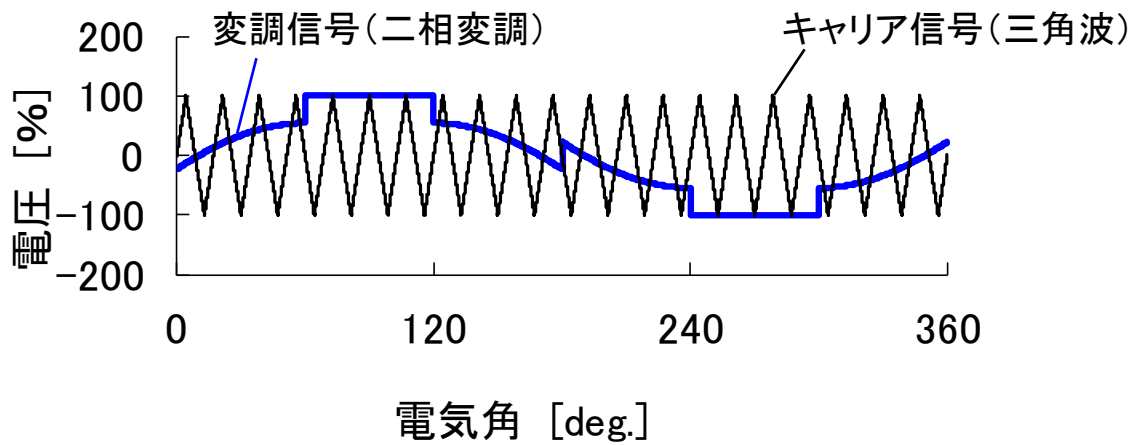
一方、180 度通電インバータの主な動作方式は PWM (Pulse width Modulation : パルス幅変調) 方式である⁽¹⁸⁾。PWM 方式は、高周波の三角波状のキャリア信号と、目的とする出力波形と相似な変調信号を比較し、これに基づいてインバータのパワーデバイスを ON-OFF 制御する方式である。モータの端子電圧は、高周波パルス状になるため、多くの高調波成分が含まれることになる。したがって、PWM インバータの出力高調波がモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、損失を低減することが、モータの更なる高効率化を図る上で重要である。

ここで、図 1.3 に示すように、変調信号の波形によって PWM 方式はいくつかの種類に分かれる。同図(a)は変調信号を正弦波状にした場合で正弦波変調方式、同図(b)は 1/2 周期 (180 度) 内の通電期間に応じて 120 度期間だけ通電し、残り 60 度期間を無通電とする 120 度方形波状にした場合で、二相変調方式と呼ばれている。また、同図(c)は 180 度期間全てにわたって通電する 180 度方形波状にした場合で、第 3 次高調波注入変調方式と呼ばれている^{(18), (19)}。

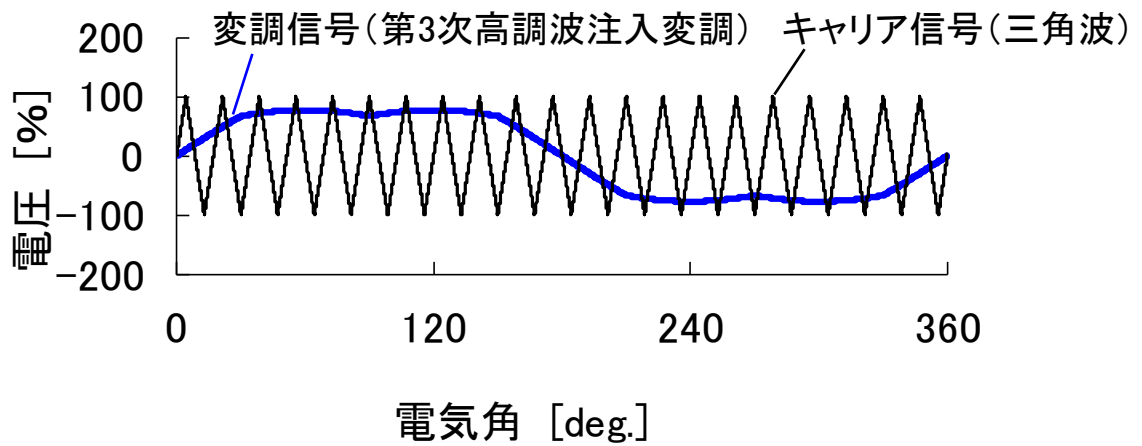
一般に、正弦波変調方式は、方形波状の変調方式と比べて、低次の高調波成分が少なく、高効率で振動や騒音が低いといわれ、ファンモータなどで広く用いられている。しかしながら、高効率インバータが要求される家電・空調分野では、インバータのスイッチング損失を低減できる二相変調方式が主流になっ



(a) 正弦波変調方式



(b) 二相変調方式



(c) 第3次高調波注入変調方式

図1.3 変調信号とキャリア信号の波形

ている⁽²⁰⁾。したがって、PWM インバータの変調方式の違いがモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、損失の低減策を検討することが、モータの更なる高効率化を図る上で重要である。

1.2 本研究の目的

前節で述べたように、エアコン圧縮機用モータでは、IPM 構造の回転子、希土類磁石、集中巻固定子、二相変調方式のインバータの採用により、駆動システムとしての小形・高効率化を図っている。しかしながら、一方ではモータの小形化により出力密度が増加し、鉄心の磁気飽和が生じて時間、ならびに空間高調波磁束が増大するという問題が顕在化している。前述のように、一般の家庭でもエアコンの消費電力の割合は 25%と高く、エアコンの省エネルギーへの要求は、極めて高くなっている。

本研究の目的は、PWM インバータで駆動されるエアコン圧縮機用の集中巻 IPM モータを対象に、各種の高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにし、改善策を検討して、モータの更なる高性能化を図ることである。すなわち、①PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにし、改善策を検討すること、②集中巻 IPM モータの空間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにし、改善策を検討すること、③PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにし、改善策を検討するとともに、最適な駆動システムを提案することを目的とした。

1.3 本論文の構成

以下に本論文の概要を述べる。

第 1 章は緒言であり、本研究の背景や目的を述べている。

第 2 章では、後章の考察に必要な基礎的事項として、現状の圧縮機用モータの構造と課題について述べ、圧縮機用モータの損失低減を図る上で考慮すべき

事項を整理している。すなわち、IPM モータの場合、電機子反作用によって回転子磁極部に磁気飽和が生じるため、空間高調波磁束によってモータの損失が増加すること、固定子巻線が集中巻の IPM モータの場合、固定子巻線ならびに永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束によってモータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力が生じ、モータ効率の低下や、振動および騒音が増大する原因になること、PWM インバータのキャリア周波数および変調方式に起因する時間高調波磁束によってモータの損失、振動および騒音が大きく変わることを述べている。

第 3 章では、磁界解析に基づいて、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束がモータの損失に及ぼす影響を明らかにしている。次いで、電機子反作用によって生じる損失を低減するため、回転子のフラックスバリアの最適な形状と配置を提案している。さらに、回転子がフラックスバリア構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証している。

また、PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータの損失に及ぼす影響を明らかにし、固定子巻線の高インダクタンス化による損失低減を提案するとともに、試作 IPM モータによりその効果を検証している。

第 4 章では、磁界解析に基づいて、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束がモータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力など振動要因に及ぼす影響を明らかにしている。次いで、効率改善と、振動・騒音の抑制を図るため、モータ性能を維持しながら製作の容易な回転子のスキュー構造を提案している。すなわち、回転子断面が異なる 2 種類の回転子鉄心を軸方向に 3 段組み合わせることで、永久磁石回転子がスキュー構造となる IPM モータを提案し、三次元磁界解析によって回転子断面の最適形状を明らかにしている。さらに、永久磁石回転子がスキュー構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証している。

第 5 章では、駆動システムの最適化を図るため、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を明らかにして

いる。まず、実測により二相変調方式と三相変調方式でモータを駆動した場合の効率および振動を評価している。さらに、実測の端子電圧を入力とした磁界解析に基づいて、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を考察している。

第 6 章は結言であり、本研究によって得られた成果についてまとめている。

第2章 圧縮機用モータの構造と損失低減

2.1 本章の目的

本章では、3章以降の考察に必要な基礎事項として、現状の圧縮機用モータの構造と課題について述べ、圧縮機用モータの損失低減を図る上で考慮すべき事項を整理する。

2.2 圧縮機用モータの構造

図 2.1 にルームエアコンの基本構成を示す⁽²¹⁾。ルームエアコンは、室外機と室内機から構成され、室外機の中には、圧縮機、室外熱交換器、インバータ、ファン等が備えられている。室内機の中には、室内熱交換器、ファン等が設置されている。室外の圧縮機および熱交換器は、室内熱交換器と配管で接続され、熱を搬送する冷媒を循環させるための通路を形成している。この冷媒を循環させる駆動源が圧縮機である。圧縮機は、冷媒を吸入、圧縮、吐出するスクロール部（圧縮機構部）と、このスクロール部を駆動するための圧縮機用モータで構成される。圧縮機用モータは、永久磁石同期モータを採用し、別置のインバータにて駆動される。

図 2.2 に圧縮機の断面を示す⁽²¹⁾。圧縮機用モータは、圧縮機内の中央部に納められ、固定子は、圧縮機のチャンバに焼き嵌め固定される。一方、回転子は、シャフトに焼き嵌めされ、圧縮機内上部にある主軸受と圧縮機内底部の副軸受に固定される。

図 2.3 および図 2.4 に従来の圧縮機用モータの断面を示す⁽²¹⁾。図 2.3 の従来モータは、分布巻固定子と SPM 回転子を、図 2.4 の従来モータは、集中巻固定子と IPM 回転子を組み合わせた構造となっている。永久磁石の N 極の方向を d 軸、これに対して電気角で 90 度進んだ方向を q 軸とよぶ。

図 2.3 に示した分布巻の SPM モータにおいて、回転子は積層鉄心と永久磁石から構成される 4 極機で、渦電流損を低減するため、回転子鉄心は電磁鋼板を

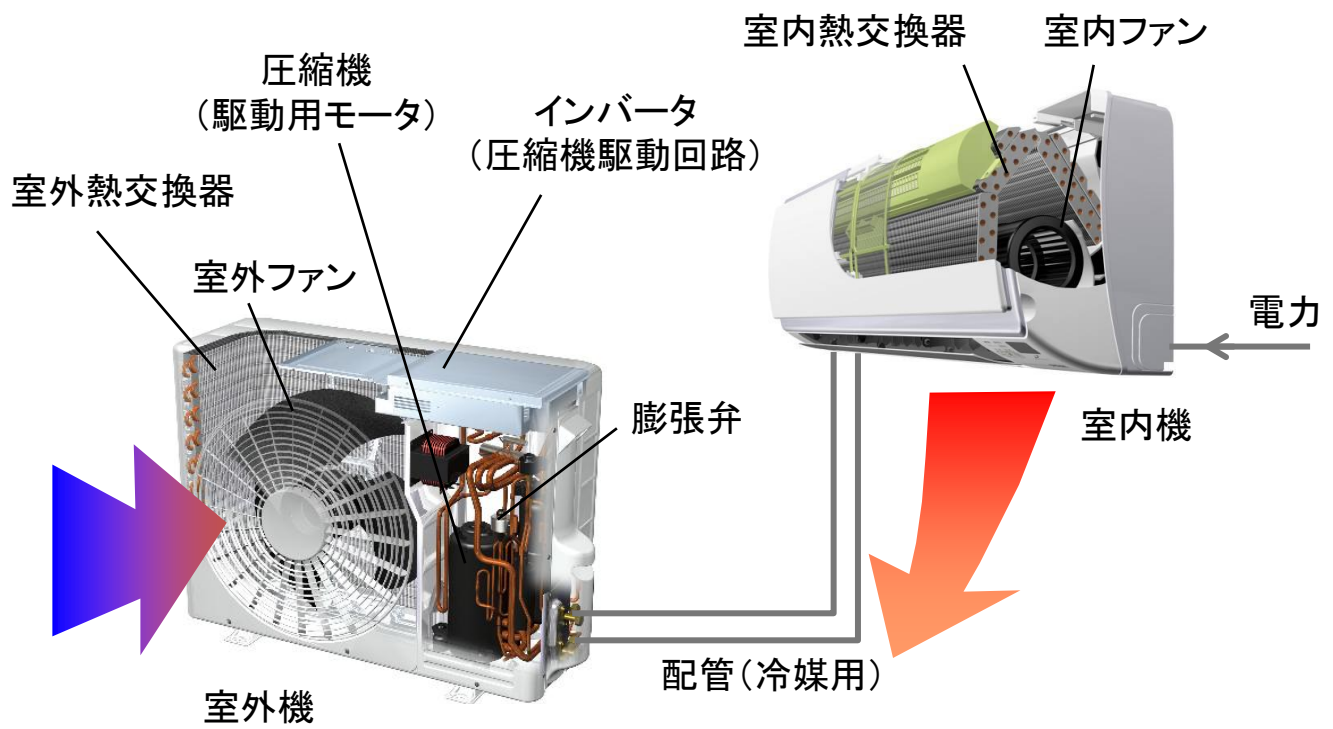


図2.1 ルームエアコンの基本構成

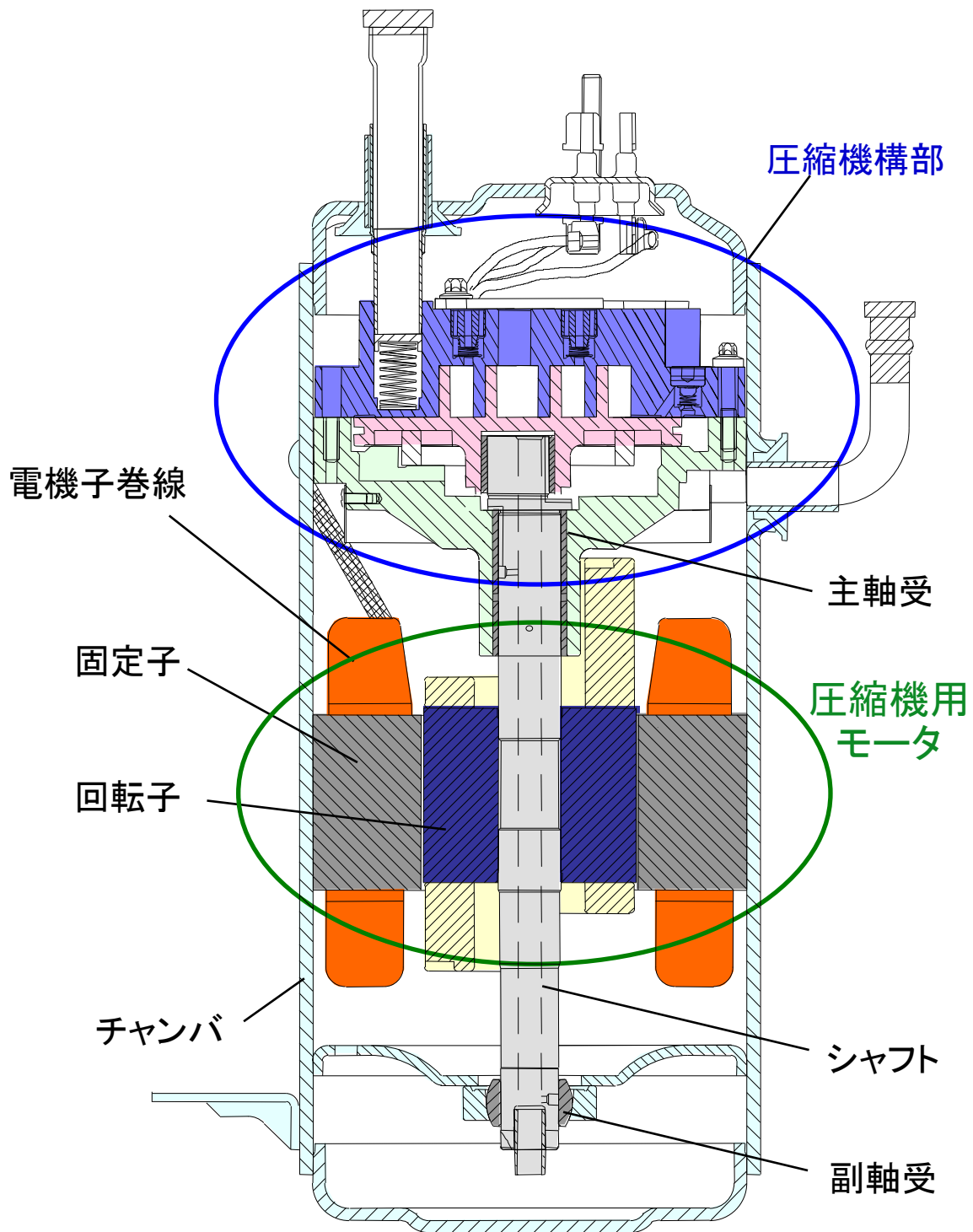
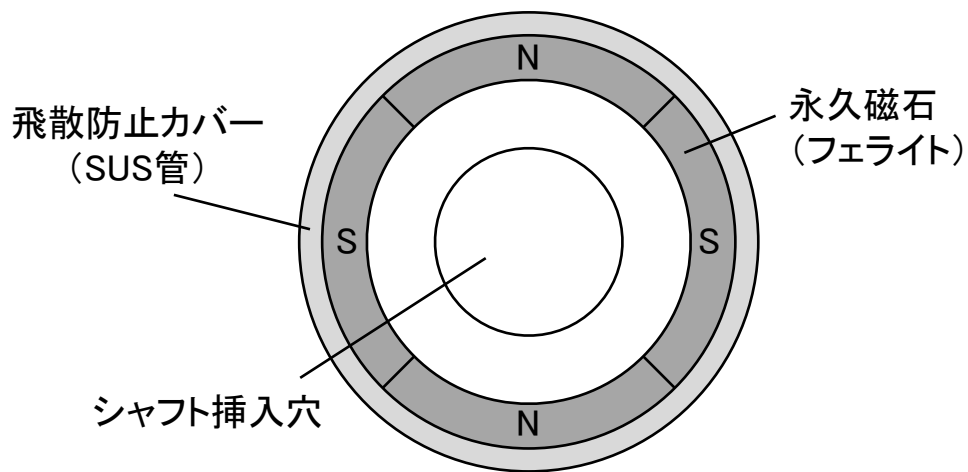
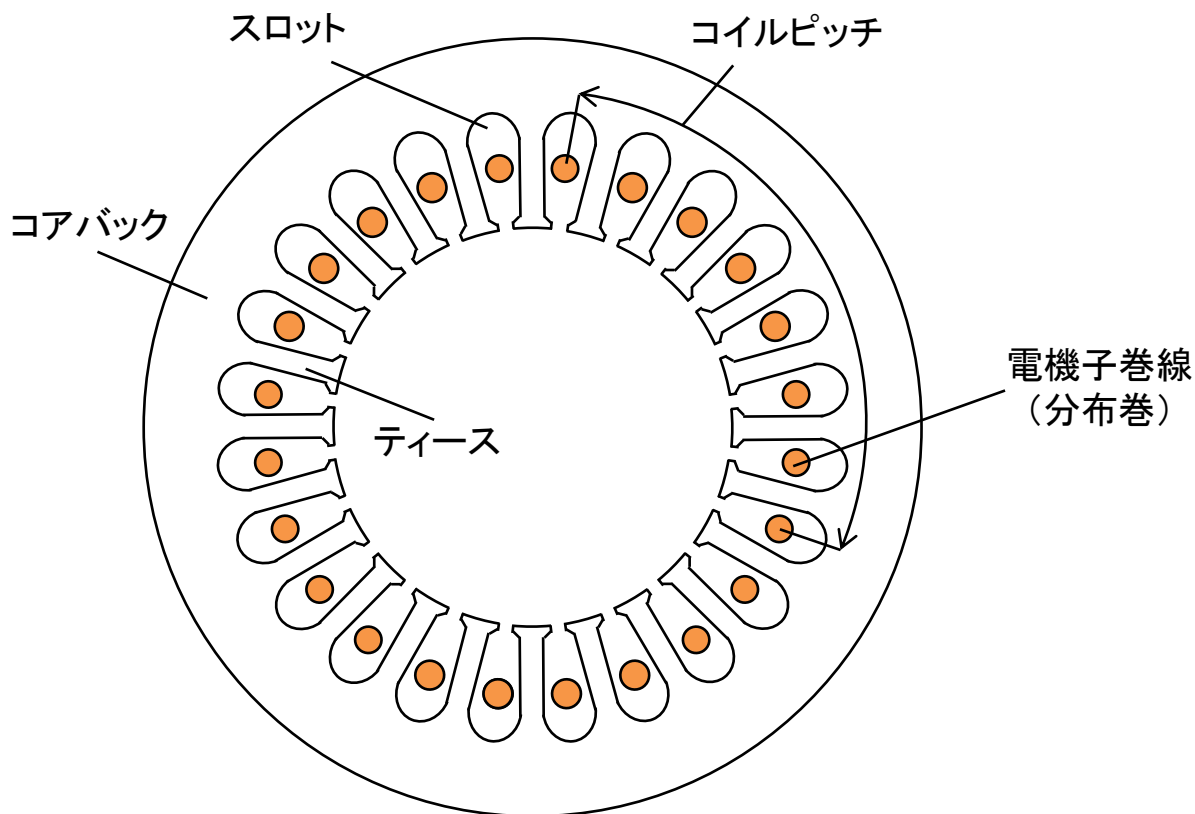


図2.2 圧縮機の断面

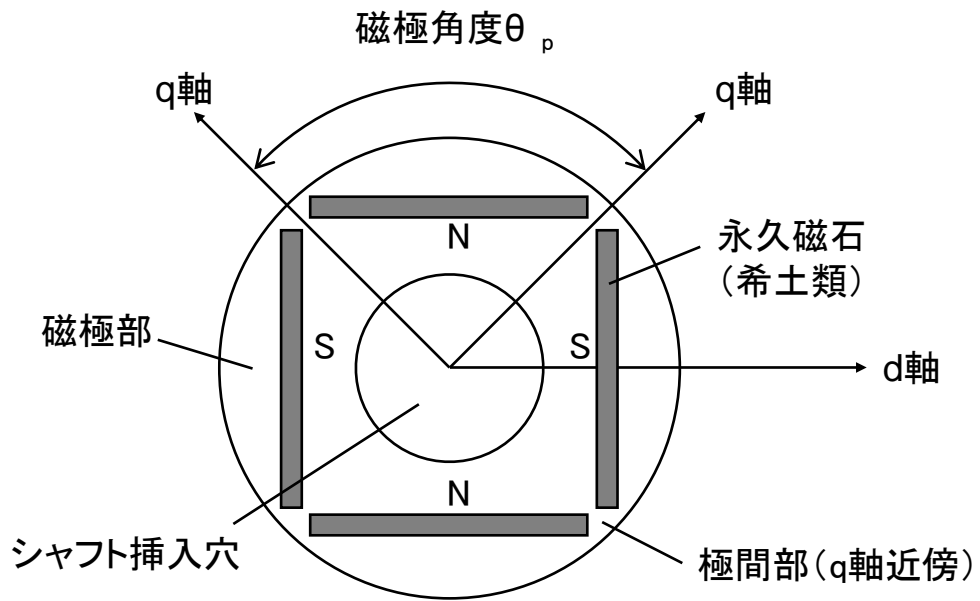


(a) 回転子 (SPM構造)

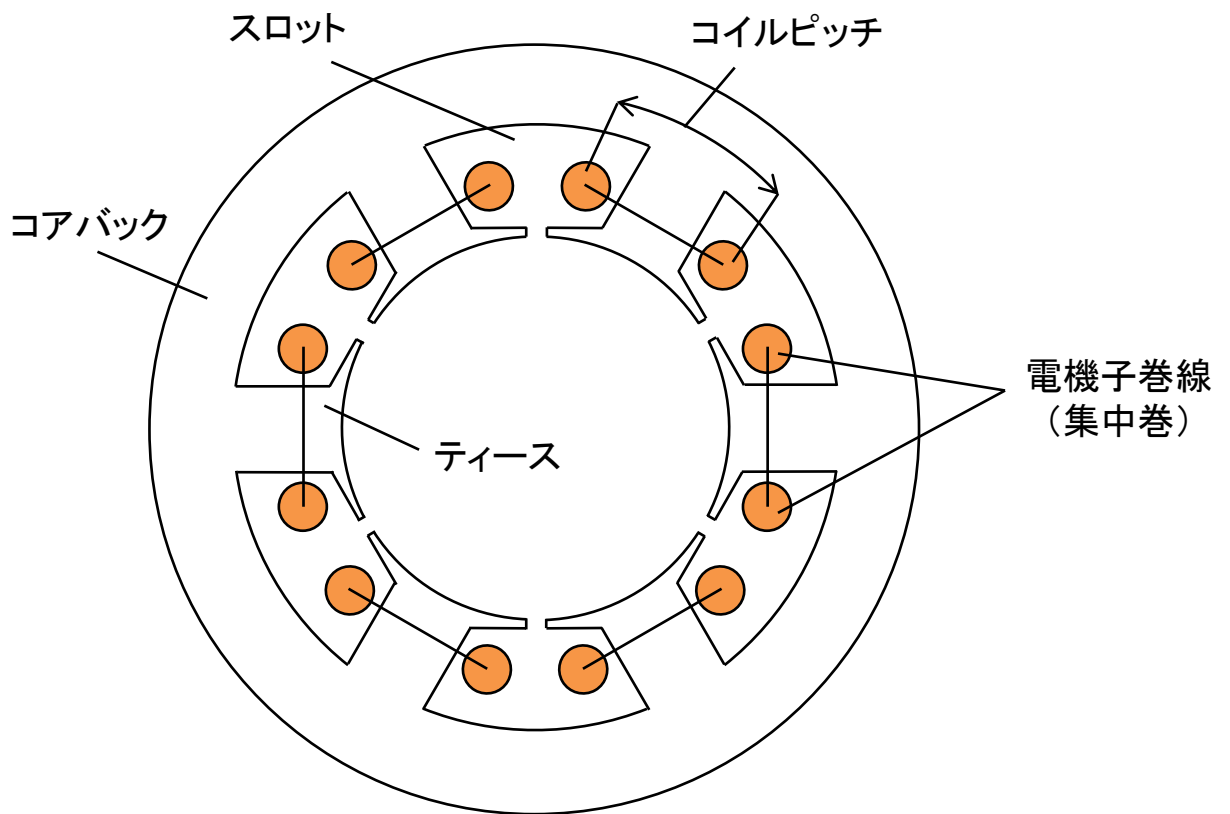


(b) 固定子 (分布巻)

図2.3 従来の圧縮機用モータの断面 (SPMモータ)



(a) 回転子 (IPM構造)



(b) 固定子 (集中巻)

図2.4 従来の圧縮機用モータの断面 (IPMモータ)

積層して形成している。回転子鉄心は、回転子表面に貼り付けた磁石が遠心力で飛散しないように、ステンレス製の SUS 管を被せて機械強度を確保している。固定子鉄心は、回転子鉄心と同様に、電磁鋼板を積層して形成し、内周側の複数のティースを跨いで電機子巻線が巻かれる。このような電機子巻線は分布巻とよばれ、三相 Y 結線の同心巻で使用される。

分布巻の SPM モータの効率向上を図るため、図 2.4 に示した集中巻の IPM モータの回転子鉄心は、永久磁石挿入用のスロットが設けられ、希土類（ネオジム）磁石が埋め込まれている。この磁石を内部に配置させることで、磁石の飛散防止用の SUS 管を省略できるため、SUS 管を流れる渦電流損の問題がなくなる。電機子巻線は、内周側のティースに巻かれる。このような電機子巻線を集中巻とよび、三相二並列の Y 結線で使用される。集中巻の場合、分布巻と比べてコイルエンドが小さいため、電機子巻線の周長（コイルピッチ）が短くなり、電機子巻線抵抗を大幅に低減できる。その結果、銅損が減少して、小形・高効率化が可能になる。

前述のように、圧縮機用モータでは、希土類磁石を用いて、IPM 構造の回転子と集中巻固定子の採用により、小形・高効率化を図っている。しかしながら、IPM モータは、永久磁石の有効磁束が減少する問題がある。

図 2.5 に圧縮機用 IPM モータの永久磁石の端部漏れ磁束の様子を示す。図において、有効磁束は、永久磁石から固定子に達する主磁束である。IPM モータは、永久磁石の端部漏れ磁束の影響により、有効磁束の減少を招いている。この漏れ磁束には 2 種類ある。一つは、同図が示す漏れ磁束①であり、永久磁石の端部の極間部が磁束流路となるため、隣接する永久磁石に循環する磁束である。もう一つは、同図が示す漏れ磁束②であり、回転子鉄心の永久磁石外側の磁極部が磁束流路となるため、同一の永久磁石において循環する磁束である。

図 2.6 に漏れ磁束対策を施した圧縮機用モータの断面を示す^{(22), (23)}。図において、永久磁石の端部漏れ磁束を低減するため、永久磁石の極間部の鉄心を切削加工するとともに⁽²²⁾、回転子鉄心外側の外周部に段差を設けて、磁極角度 θ_p を

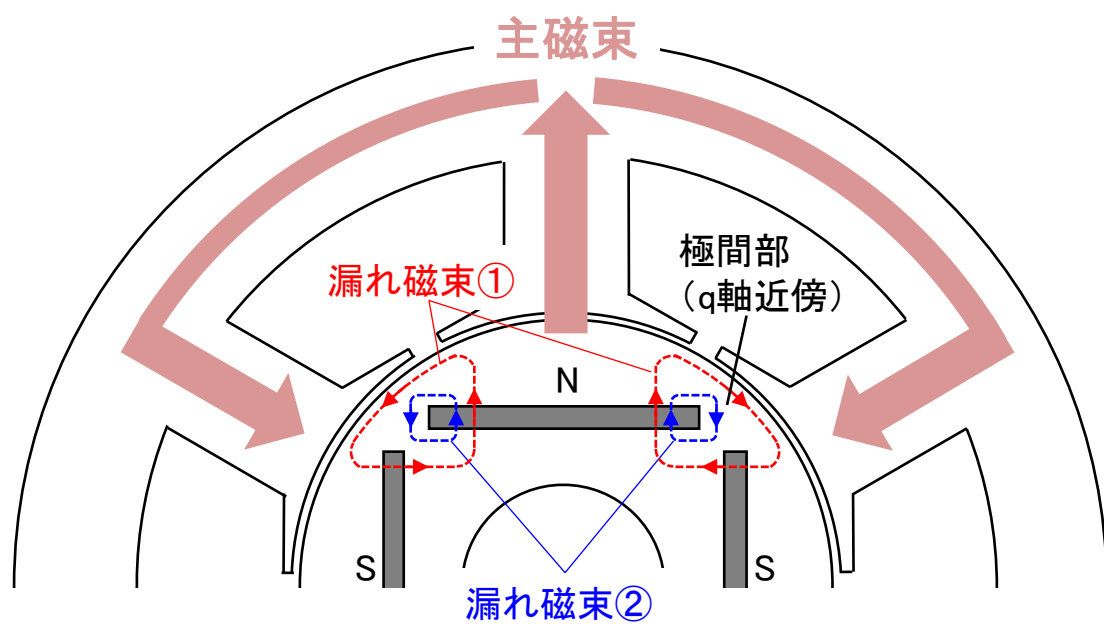
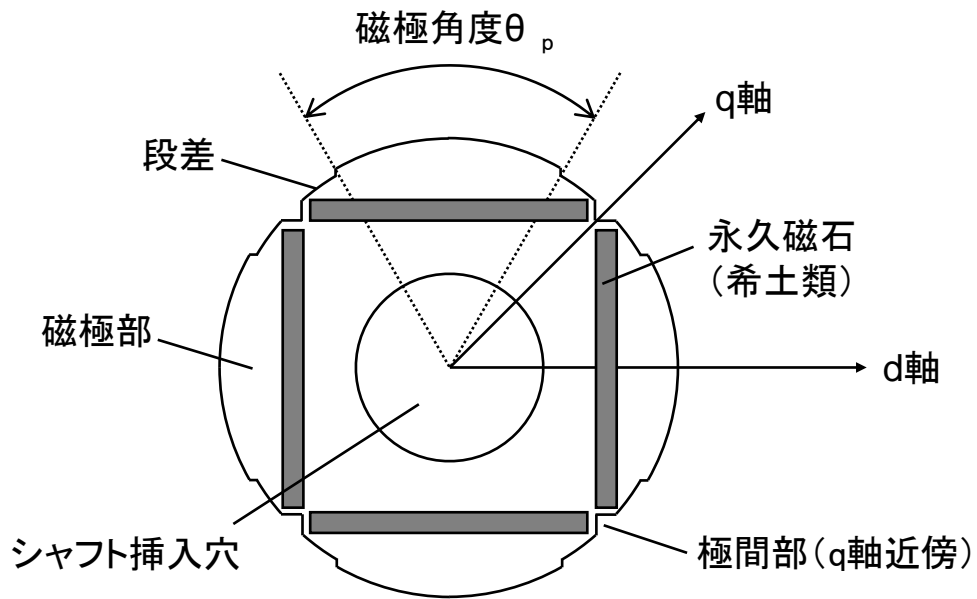
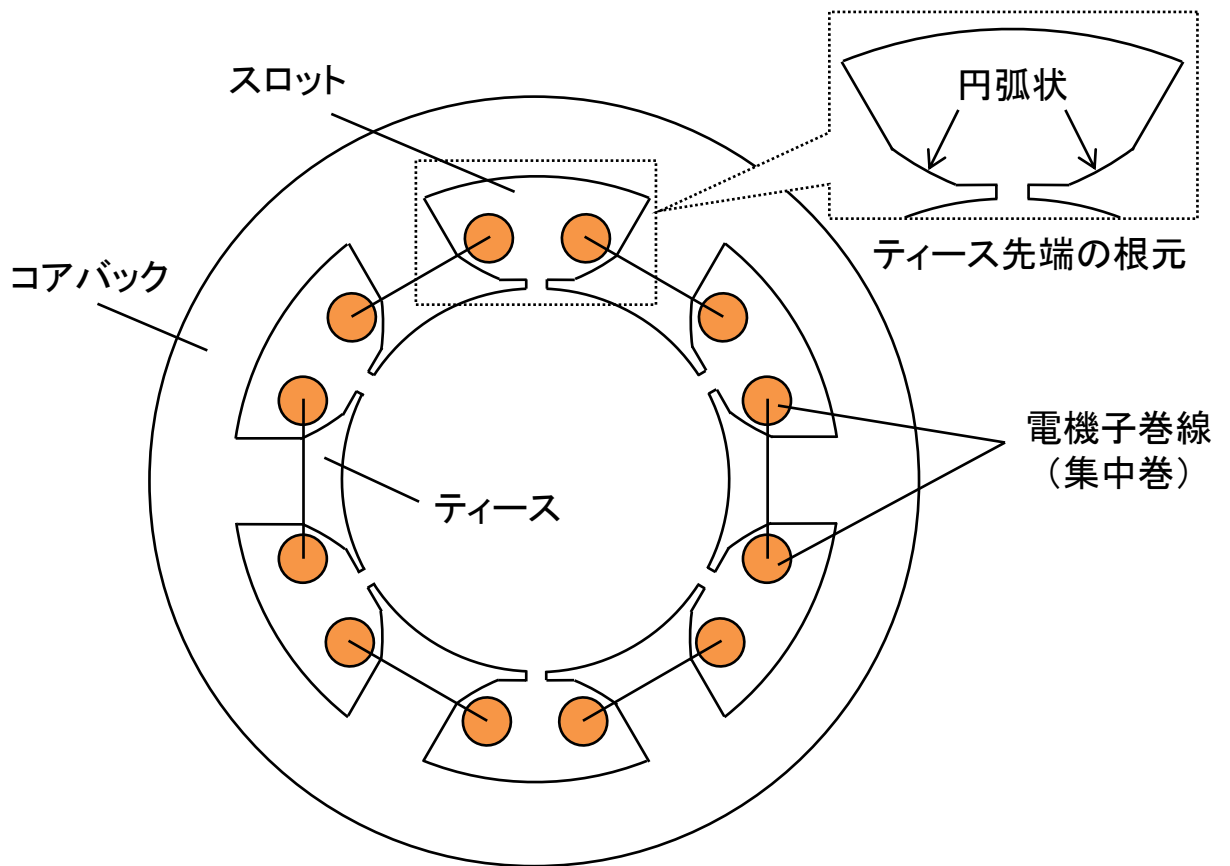


図2.5 圧縮機用IPMモータの永久磁石の端部漏れ磁束



(a) 回転子 (IPM構造)



(b) 固定子 (集中巻)

図2.6 漏れ磁束対策を施した圧縮機用モータの断面

60 度程度にしている⁽²³⁾。これらによって、永久磁石の有効磁束の減少を抑制している。

一方、集中巻固定子は、巻線配置が短節巻となるため、エアギャップ中の空間高調波磁束が増大し、無負荷時の誘導起電力が台形波状となる。そこで、図 2.6 に示した固定子では、ティース先端の根元を円弧状とし、その大きさを調整して、無負荷時の誘導起電力が正弦波に近づくようにしている⁽²³⁾。

2.3 圧縮機用モータの損失低減とその問題点

図 2.7 に容量 4kW クラスのエアコンに搭載される圧縮機用モータの損失を示す⁽²¹⁾。産業用途では、モータは負荷に応じた定格点で最大効率を実現するように設計されているのに対して、圧縮機用モータでは定格という概念はなく、同図に示した 4 種類の運転モードそれぞれで高い効率が求められる⁽²⁴⁾。そのため、圧縮機用モータでは、各運転モードにおいて要求される回転速度とトルクに対して、要求出力を満たしつつ最大効率を達成するようなモータ設計と制御が重要となる。

ここで、図に示した機械損 W_m [W] は、無着磁の永久磁石を挿入した回転子を任意の回転速度 N_s [min^{-1}] において負荷側のモータで駆動し、測定したトルク T_m [$\text{N} \cdot \text{m}$] を用いて、次式で算出した^{(22), (23)}。

$$W_m = 2\pi \cdot \frac{N_s}{60} \cdot T_m \quad (2.1)$$

銅損 W_{cu} [W] は、1 相分の電機子電流 I_a [A] と測定時の巻線温度で補正した 1 相分の電機子巻線抵抗 R_a [Ω] を用いて、次式で算出した⁽²²⁾⁻⁽²⁹⁾。

$$W_{cu} = 3I_a^2 R_a \quad (2.2)$$

鉄損 W_i [W] は、(2.3) 式のように、モータの全損失 P_{loss} から機械損 W_m 、銅損 W_{cu} 、漂遊負荷損 W_s を差し引いて求めた⁽²²⁾⁻⁽²⁹⁾。

$$W_i = P_{loss} - W_m - W_{cu} - W_s \quad (2.3)$$

図が示す通り、圧縮機用モータでは、モータの全損失に占める鉄損の割合は

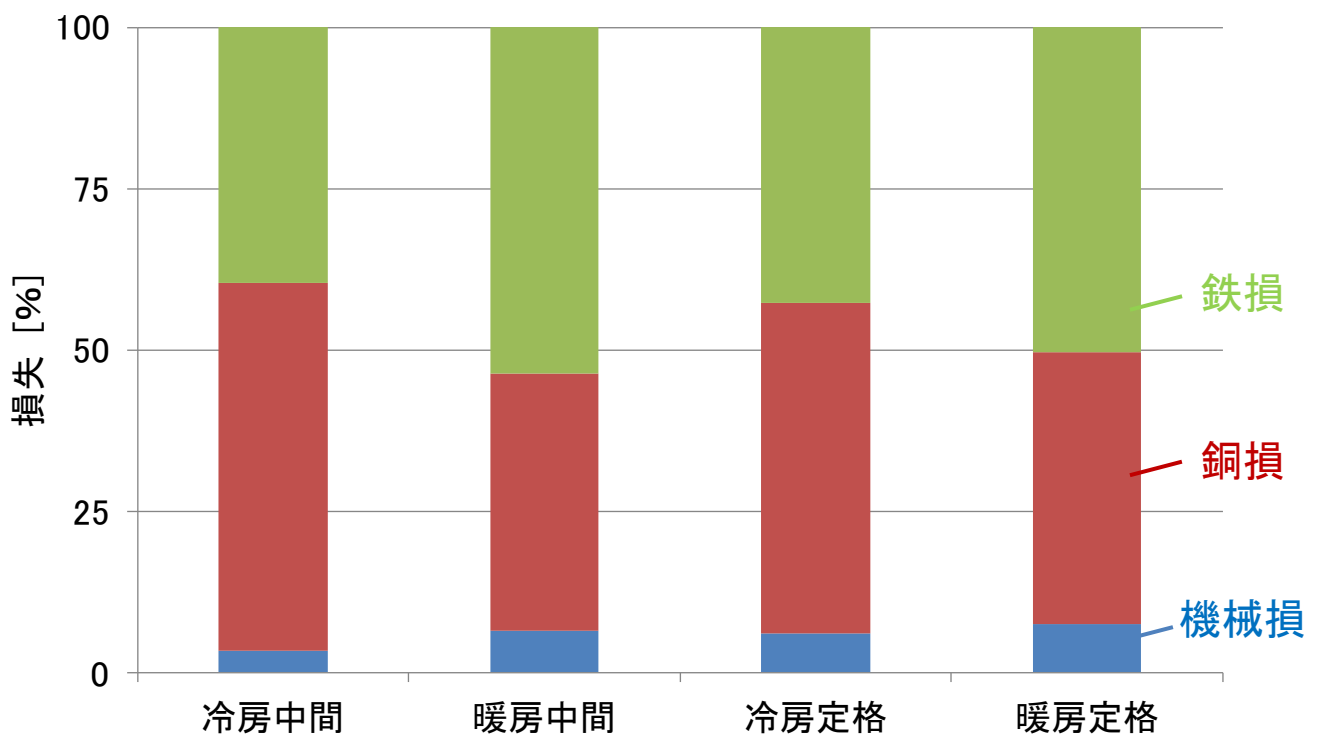


図2.7 圧縮機用モータの損失

各運転モードともに約半分と大きいため、設計においては精度の高い評価方法が必要とされる。従来の鉄損の評価方法では、正弦波状の電機子電流を入力とした磁界解析で磁束密度を求め、スタインメッツの実験式に基づいて鉄損を次式で算出している^{(30)・(32)}。

$$W_i = W_h + W_e = K_h f B_m^{1.6} + K_e f^2 B_m^2 \quad (2.4)$$

ここで、 W_h ：ヒステリシス損 [W]， W_e ：渦電流損 [W]， K_h ：鉄心材料のヒステリシス損失係数， K_e ：鉄心材料の渦電流損失係数， f ：周波数 [Hz]， B_m ：磁束密度の最大値 [T]である。 K_h および K_e は、それぞれエプスタイン試験などを用いた電磁鋼板のカタログデータ（高周波鉄損曲線）からフィッティングして求めたものを使用している⁽³³⁾。

概略設計では、(2.4) 式に示した鉄損に対して、これまでに試作したモータ、あるいは類似構造のモータの実測値に基づく補正係数を用いて、負荷時の鉄損を求めている⁽³⁰⁾。しかしながら、この方法では新たに設計する圧縮機用モータの損失算定において、大きな誤差が生じる可能性がある。したがって、今後、圧縮機用モータの更なる高効率化を図る上で、損失の発生要因と部位を明らかにし、その低減策を検討することが重要になる。

図 2.8 に圧縮機用モータの駆動システムを示す^{(34)・(35)}。高温・高圧の環境となる圧縮機の中に IPM モータが配置されるため、ホール素子などの位置センサ類を設置することが困難という理由から、位置センサレスの駆動方式を採用している^{(34)・(35)}。本システムのインバータは電圧形であり、ベクトル制御には 180 度通電の PWM 方式を採用している^{(34)・(35)}。

図 2.9 に PWM 方式の発生原理を示す⁽³⁶⁾。PWM 方式は、キャリア信号とよばれる高周波の三角波状の信号と、目標とする出力波形と相似な変調信号をコンパレータで比較し、生成される ON-OFF 信号に基づいてインバータを制御する方式である。モータの端子電圧は、高周波のパルス状になるため、多くの高調波磁束が含まれることになる。したがって、この PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、

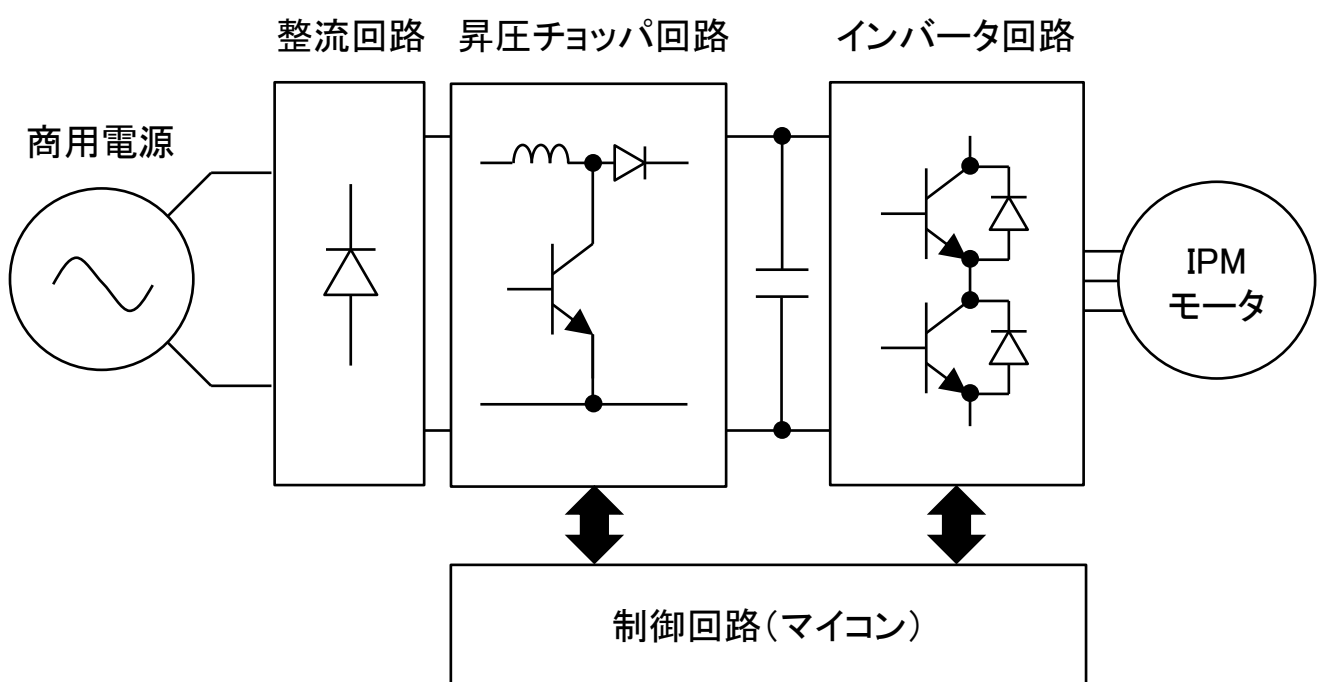


図2.8 圧縮機用モータの駆動システムの構成

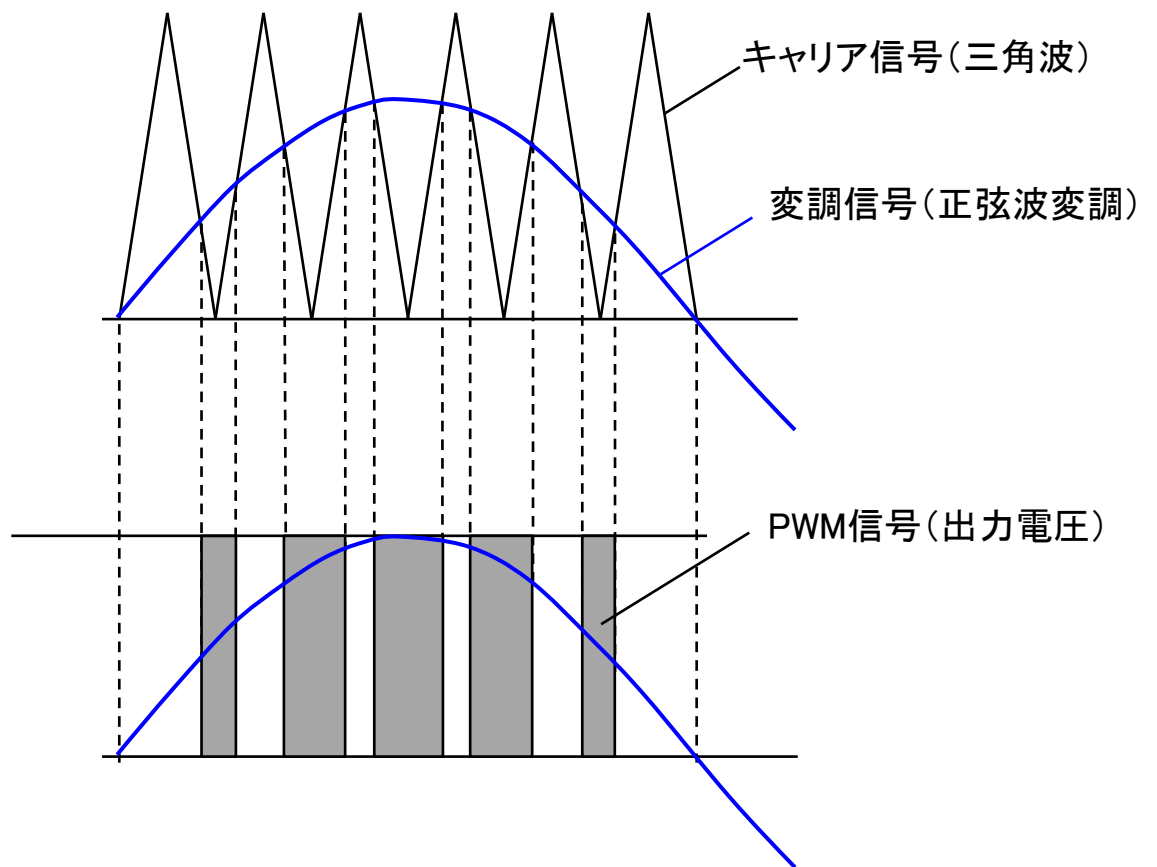


図2.9 PWM方式の発生原理

損失の低減策を検討することは、モータの更なる高効率化を図る上で重要である。

ここで、図 2.9 に示した PWM 方式は、変調信号の波形によっていくつかの種類に分かれる。

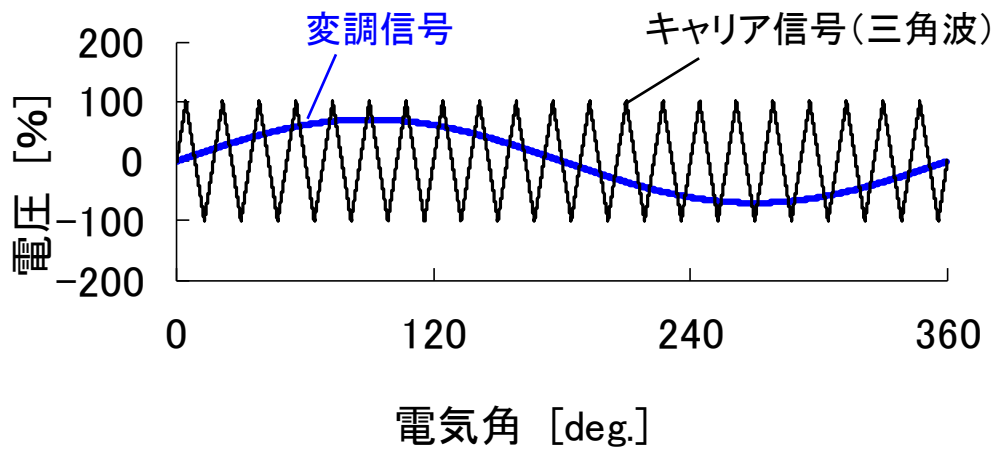
図 2.10 は変調信号を正弦波状にした場合で正弦波変調方式、図 2.11 は 1/2 周期 (180 度) 内の通電期間に応じて 120 度期間だけ通電し、残り 60 度期間を無通電とする 120 度方形波状にした場合で、二相変調方式と呼ばれている。また、図 2.12 は 180 度期間全てにわたって通電する 180 度方形波状にした場合で、第 3 次高調波注入変調方式と呼ばれている^{(18),(19)}。本論文では、第 3 次高調波注入方式を便宜上、三相変調方式とよぶことにする。

三相変調方式では、二相変調方式と比べて、低次の高調波成分が少なく高効率で振動や騒音が低いといわれており、産業用や車載用インバータの変調方式として広く用いられている⁽³⁷⁾。一方、インバータ効率が重要になる家電・空調分野では、インバータのスイッチング損失が小さい二相変調方式が主流になりつつある⁽²⁰⁾。しかしながら、これまでは、インバータ制御という視点から二相変調方式を検討した例が多く、モータへの影響については十分な検討がなされていない⁽³⁷⁾⁻⁽⁴⁰⁾。モータ駆動システムの効率は、モータとインバータを含めた総合効率で評価しなければならない。また、インバータの駆動方式でモータの振動や騒音が大きく変わるため、総合効率が高く、振動や騒音が低い駆動システムが望まれる。したがって、この PWM インバータの変調方式の違いがモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、損失の低減策を検討することは、モータの更なる高効率化を図る上で重要である。

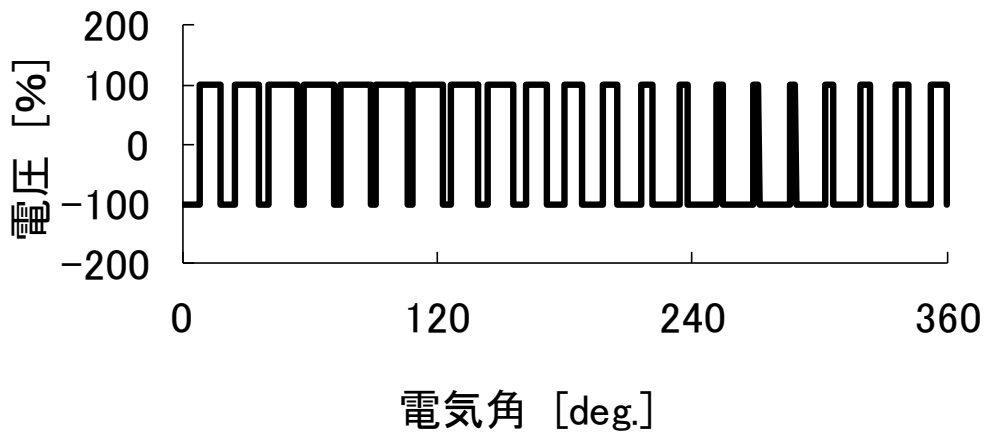
ところで、dq 座標系における IPM モータの電圧方程式は次式で表される⁽³⁴⁾、⁽³⁵⁾。

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_m \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

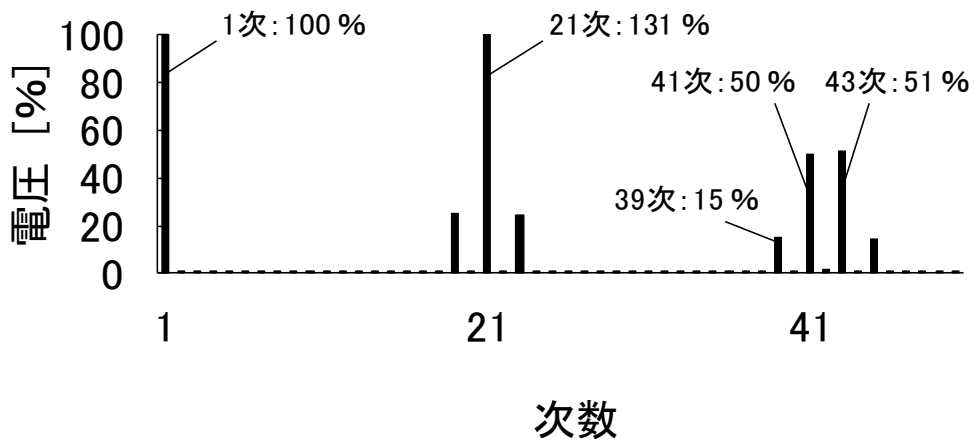
ここで、 V_d : d 軸電機子電圧 [V]、 V_q : q 軸電機子電圧 [V]、 I_d : d 軸電機子電



(a) 変調信号とキャリア信号の波形

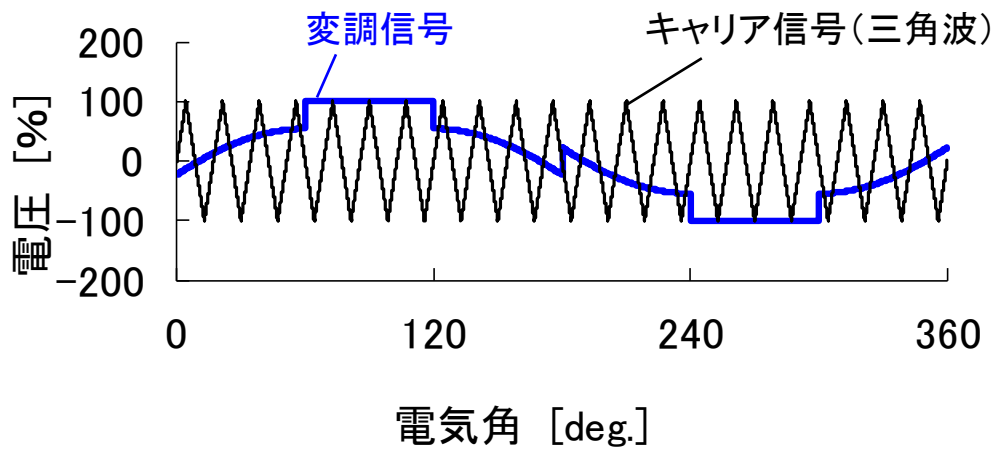


(b) PWM電圧

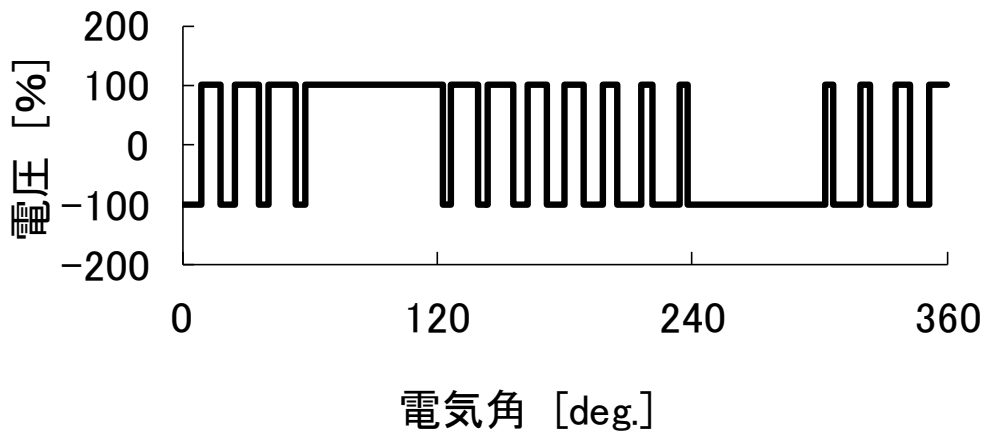


(c) PWM電圧の調波分析

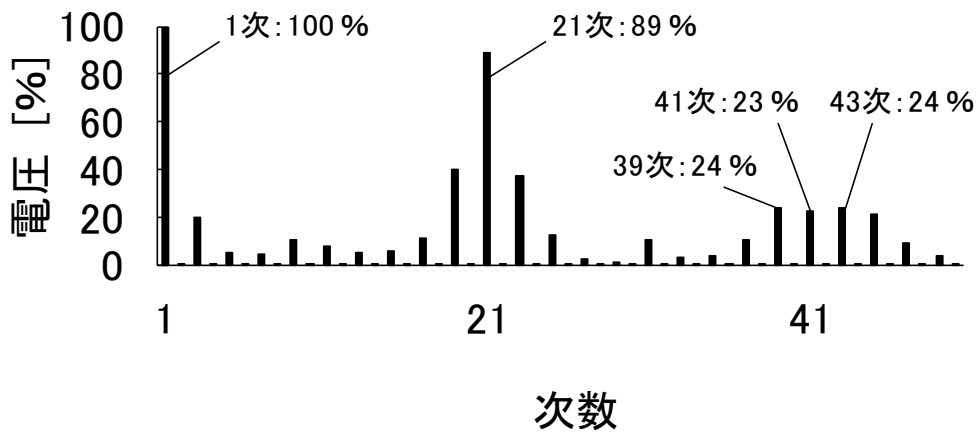
図2.10 正弦波変調方式の発生原理



(a) 変調信号とキャリア信号の波形

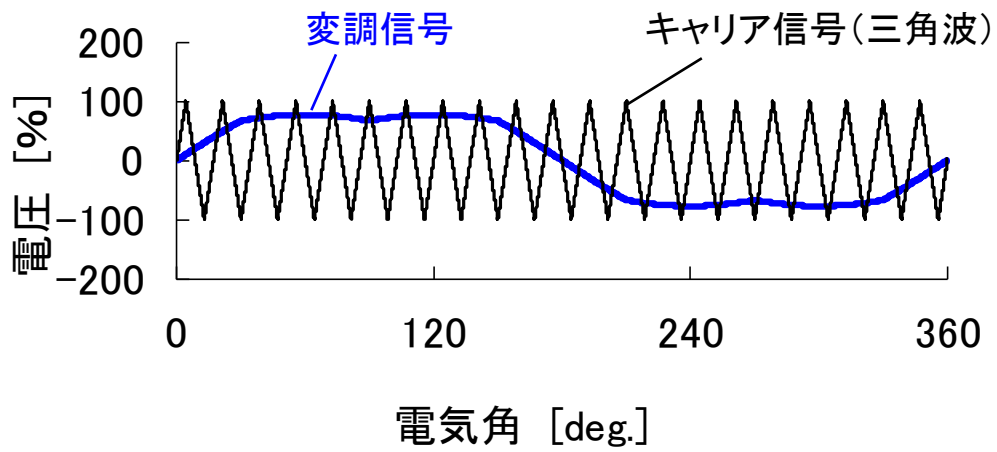


(b) PWM電圧

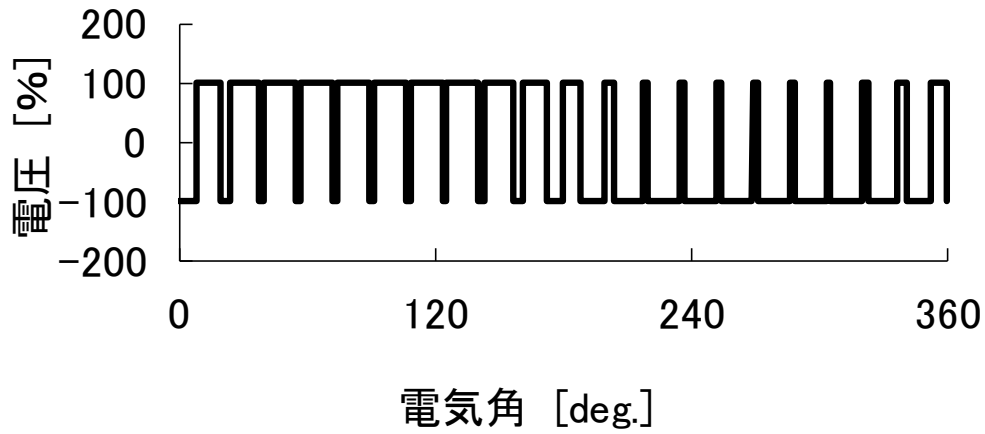


(c) PWM電圧の調波分析

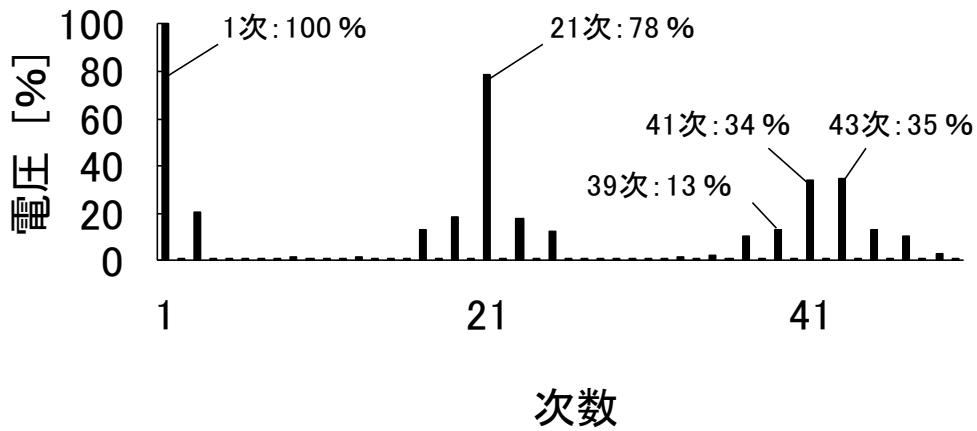
図2.11 二相変調方式の発生原理



(a) 変調信号とキャリア信号の波形



(b) PWM電圧



(c) PWM電圧の調波分析

図2.12 三相変調方式の発生原理

流 [A], I_q : q 軸電機子電流 [A], L_d : d 軸同期インダクタンス [H], L_q : q 軸同期インダクタンス [H], Φ_m : 永久磁石による電機子鎖交磁束 [Wb], p_t : 微分演算子, ω : 電気角速度 [rad/s]である。

図 2.13 に IPM モータの回転子における磁気特性, 図 2.14 に IPM モータのベクトル図を示す。極対数 p_n の IPM モータのトルク T は次式で表される⁽⁴¹⁾。

$$T = p_n \Phi_m I_q + p_n (L_d - L_q) I_d I_q \quad (2.6)$$

無負荷時の誘導起電力 E_0 を用いて (2.6) 式を書き換えると, 次式が得られる。

$$T = \frac{p_n}{\omega} E_0 I_q + \frac{p_n}{\omega} (X_d - X_q) I_d I_q \quad (2.7)$$

ここで, X_d : d 軸同期リアクタンス [Ω], X_q : q 軸同期リアクタンス [Ω]である。

図 2.14 に示したベクトル図において, 電機子電流の位相 β [deg.] を用いて, d 軸電機子電流 I_d および q 軸電機子電流 I_q は, 次式で表される。

$$I_d = -I_a \sin \beta \quad (2.8)$$

$$I_q = I_a \cos \beta \quad (2.9)$$

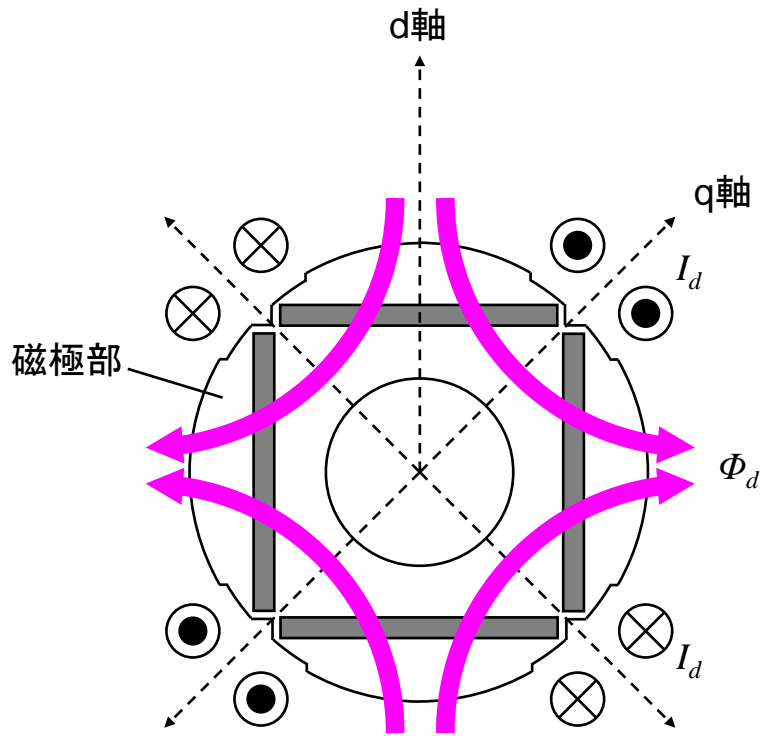
$$I_a = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2.10)$$

この関係を用いて (2.7) 式を書き換えると, 次式が得られる^{(42), (43)}。

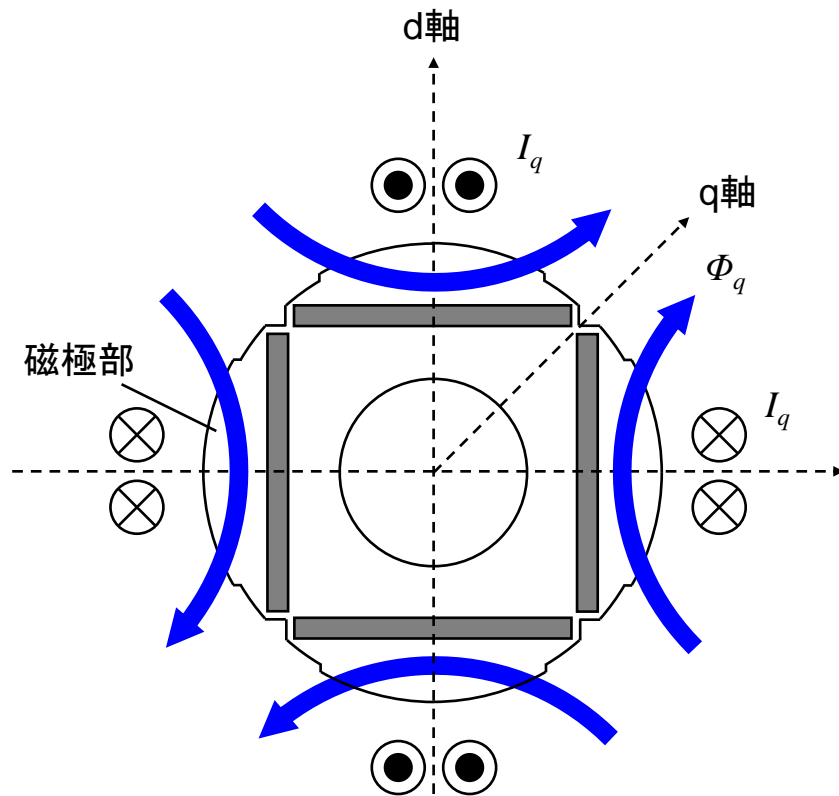
$$T = \frac{p_n}{\omega} E_0 I_a \cos \beta + \frac{p_n}{2\omega} (X_q - X_d) I_a^2 \sin 2\beta \quad (2.11)$$

(2.11) 式の右辺第 1 項はマグネットトルクであり, (2.11) 式の右辺第 2 項は回転子の突極性による磁気エネルギーの変化によって発生するリラクタンストルクを表している。IPM モータは, 図 2.13 に示すように, d 軸方向には永久磁石が存在するため磁束が流れにくく, q 軸方向では回転子鉄心の磁極部が磁束流路となるため, 磁束が通り易い。そのため, 一般的な同期機では $L_d > L_q$ であるのに対して⁽⁴⁴⁾, IPM モータでは $L_d < L_q$ になるため, 逆突極機とも呼ばれる。

(2.11) 式に示すように, IPM モータのトルクを大きくするには, 無負荷時の誘導起電力を増やしてマグネットトルクを大きくする, または, 突極比 L_q/L_d



(a) d軸電機子鎖交磁束の流れ



(b) q軸電機子鎖交磁束の流れ

図2.13 IPMモータの回転子における磁気特性

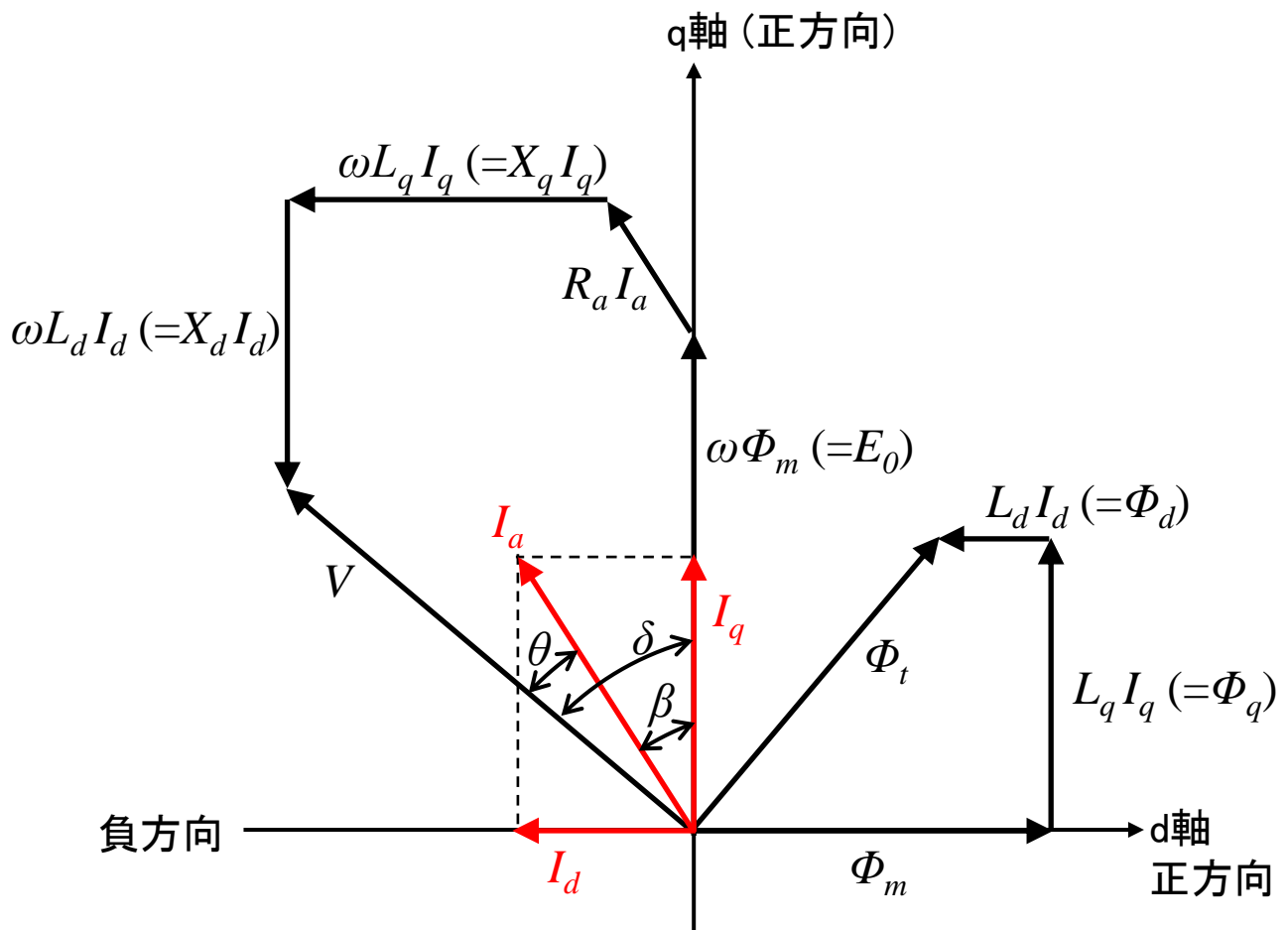


図2.14 IPMモータのベクトル図

を大きくすることが有効である。しかしながら、家電・空調用の IPM モータでは、産業用や車載用の IPM モータと比べると、電機子電流 I_a が小さいため、モータのトルク T に占めるリラクタンストルクの割合は非常に小さい^{(22), (23), (45)}。また、IPM モータでは、回転子の永久磁石の外側に鉄心が存在し、これが磁束流路となるため、電機子電流の q 軸成分の影響で負荷時に固定子磁束が偏り、これによって磁気飽和が生じて高調波磁束が発生する⁽¹³⁾。したがって、この高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、損失の低減策を検討することが重要である。

一方、IPM モータでは、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束の影響によって、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力が増大し、モータの振動や騒音が増えることが指摘されている⁽¹⁵⁾。IPM モータにおいて、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力を小さくするには、図 2.15 に示すように、回転子の永久磁石を軸方向に分割し、その分割面で周方向に永久磁石配置をずらすことで低減させるスキュー構造が一般的に知られている⁽⁴⁶⁾⁻⁽⁴⁸⁾。しかしながら、このようなスキュー構造では、永久磁石の数が増えて加工費が増え、さらに回転子が組み立てにくくなるなどコスト増の要因となる。また、永久磁石の有効磁束が減少し、モータ効率やトルクが低下する⁽⁴⁶⁾⁻⁽⁴⁸⁾。そのため、モータ性能を維持しながら製作が容易なスキュー構造を有する IPM モータの検討が必要である。

2.4 まとめ

本章では、現状の圧縮機用モータの構造と課題について述べ、圧縮機用モータの損失低減を図る上で考慮すべき事項を整理した。本章の内容をまとめると以下のようなになる。

- (1) 従来の鉄損の評価方法では、正弦波状の電機子電流を入力とした磁界解析で磁束密度を求め、スタインメッツの実験式に基づいて鉄損を算出している。その算出した鉄損に対して、これまでに試作したモータ、ある

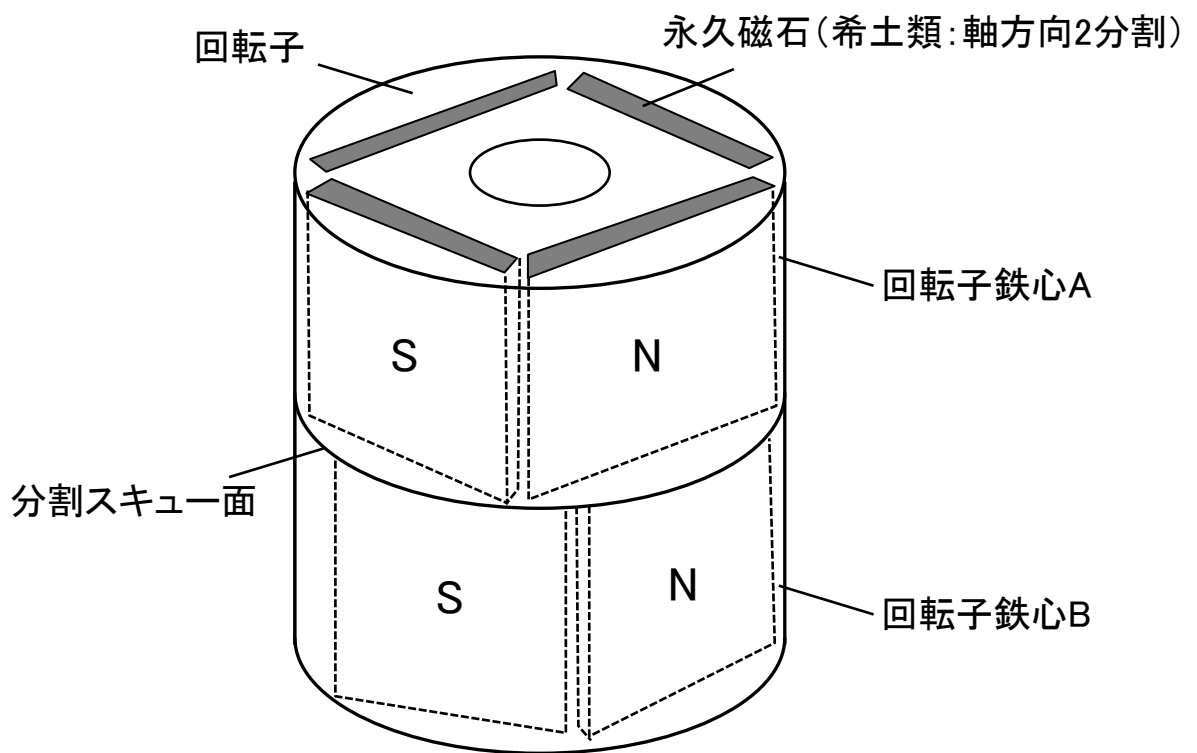


図2.15 IPMモータの回転子の永久磁石配置によるスキュー構造

いは類似構造のモータの実測値に基づく補正係数を用いて、PWM インバータ駆動時の鉄損を求めている。しかしながら、この方法では新たに設計する圧縮機用モータの損失算定において、大きな誤差が生じる可能性がある。そのため、PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、損失の低減策を検討する必要がある。

- (2) IPM モータでは、回転子の永久磁石の外側に鉄心が存在し、これが磁束流路となるため、電機子電流の q 軸成分の影響で負荷時に固定子磁束が偏り、これによって磁気飽和が生じて高調波磁束が発生する。そのため、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、損失の低減策を検討する必要がある。
- (3) IPM モータでは、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束の影響によって、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力が増大し、振動や騒音が増えることが指摘されている。IPM モータにおいて、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力を小さくするには、回転子の永久磁石を軸方向に分割し、その分割面で周方向に永久磁石配置をずらすことで低減させるスキュー構造が一般的に知られている。しかしながら、このようなスキュー構造では、永久磁石の数が増えて加工費が増え、さらに回転子が組み立てにくくなるなどコスト増の要因となる。また、永久磁石の有効磁束が減少し、モータ効率やトルクが低下する。そのため、モータ性能を維持しながら製作の容易なスキュー構造を有する IPM モータの検討が必要である。
- (4) 家電・空調分野では、モータとインバータを含めた総合効率で評価する必要がある。また、インバータの駆動方式でモータの振動や騒音が大きく変わるため、総合効率が高く、振動や騒音が低い駆動システムが望まれる。そのため、PWM インバータの変調方式の違いがモータ特性に及ぼす影響を明らかにして、損失の低減策を検討する必要がある。

第 3 章では、上記（1）および（2）に関する検討を行い、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束、ならびに PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータの損失に及ぼす影響を明らかにする。さらに、これらの損失を低減するため、回転子のフラックスバリアの最適な形状と配置、ならびに固定子巻線の高インダクタンス化について検討する。

第 4 章では、上記（3）に関して検討を行い、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束がモータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力など振動要因に及ぼす影響を明らかにする。さらに、効率改善と、振動・騒音の抑制を図るため、モータ性能を維持しながら製作の容易なスキュー構造を検討する。さらに、永久磁石回転子がスキュー構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証する。

第 5 章では、上記（4）に関して検討を行い、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を明らかにする。まず、実測により二相変調方式と三相変調方式でモータを駆動した場合の効率および振動を評価する。さらに、実測の端子電圧を入力とした磁界解析に基づいて、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を考察する。表 2.1 に第 3 章～第 5 章の内容をまとめた。

表2.1 第3章～第5章の内容

	目的	明らかにした事項	対策内容
第3章	電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束, ならびにPWMインバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータの損失に及ぼす影響の明確化, ならびに損失の低減	電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束, ならびにPWMインバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータの損失に及ぼす影響と損失の発生要因	回転子のフラックスバリアの最適な形状と配置 固定子巻線の高インダクタンス化
第4章	固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束がモータの損失, コギングトルク, トルクリップルおよび電磁加振力など振動要因に及ぼす影響の明確化, ならびに損失および振動・騒音の低減	固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束がモータの損失, コギングトルク, トルクリップルおよび電磁加振力など振動要因に及ぼす影響と損失および振動・騒音の発生要因	回転子断面が異なる2種類の回転子鉄心を軸方向に3段組み合わせた永久磁石 回転子のスキュー構造
第5章	PWMインバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動・騒音に及ぼす影響の明確化, ならびに損失および振動・騒音の低減	PWMインバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動・騒音に及ぼす影響と損失および振動・騒音の発生要因	PWMインバータの変調方式の選定(駆動システムの最適化)

第3章 回転子のフラックスバリア構造および固定子巻線の高インダクタンス化による損失低減

3.1 本章の目的

2章で述べたように、従来は、正弦波状の電機子電流を入力とする磁界解析で磁束密度を求め、スタインメッツの実験式に基づいて鉄損を算出している。さらに、算出した鉄損に対して、これまでに試作したモータ、あるいは類似構造のモータの実測値に基づく補正係数を用いて、PWMインバータ駆動時の鉄損を求めている。しかしながら、この方法では新たに設計する圧縮機用モータの損失算定において、大きな誤差が生じる可能性がある。そのため、PWMインバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにする必要がある。

また、IPMモータでは、回転子の永久磁石の外側に鉄心が存在し、これが磁束流路となるため、電機子電流の q 軸成分の影響で負荷時に固定子磁束が偏り、鉄心の磁気飽和が生じる。そのため、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにする必要がある。

本章では、磁界解析に基づいて、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにする。次いで、電機子反作用によって生じる損失を低減するため、回転子のフラックスバリアの最適な形状と配置を提案する。さらに、回転子がフラックスバリア構造のIPMモータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証する。

また、PWMインバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにし、固定子巻線の高インダクタンス化による損失低減を提案するとともに、試作IPMモータによりその効果を検証する。

3.2 回転子のフラックスバリア構造による損失低減

3.2.1 磁界解析に基づく回転子のフラックスバリア構造の最適化

表 3.1 に Type-A のモータ，表 3.2 に Type-B のモータの概略形状，ならびに主要諸元を示す。これらの表において，固定子巻線の巻数および線径は，固定子 I での値を基準とする百分率法で示している。

Type-A のモータは，4 極 6 スロット集中巻で，固定子巻線の巻数が 100 % の固定子 I と，磁極部にフラックスバリアを設けていない回転子 I を組み合わせた構造となっている。固定子 I の特徴として，ティース先端の根元を円弧状として，無負荷時の誘導起電力が略正弦波となるようにしている⁽²³⁾。回転子 I は IPM 構造で，永久磁石の端部漏れ磁束を低減するために，永久磁石の極間部の鉄心を切削加工するとともに⁽²²⁾，回転子鉄心外側の外周部に段差を設け，磁極角度 θ_p が 60 度程度になるようにしている⁽²³⁾。

Type-B のモータは，固定子は Type-A のモータと同じであり，磁極部にフラックスバリアを設けた回転子 II を組み合わせた構造となっている。ここで，回転子のフラックスバリアについては，さまざまな提案がされているが，欠点とされる無負荷時の誘導起電力の低下，コギングトルクの増加，ならびに打抜きなどの加工に伴う磁気特性の低下を抑制できる最適な形状と配置については十分な検討がなされていない⁽²³⁾⁻⁽²⁹⁾。

そこで，本論文で提案する回転子のフラックスバリア構造では，d 軸に対して左右 2 本ずつ対称になるようにハの字の空隙を設けることにより，上述したフラックスバリアの欠点を改善するとともに，電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束の低減を図っている。

ここで，磁界解析においては，表 3.3 に示すような無負荷時では，誘導起電力およびコギングトルク，負荷時では，電機子電流，モータ効率，銅損および鉄損を計算する。

図 3.1 に回転子にフラックスバリアがない場合とある場合の無負荷誘導起電力の計算結果を示す。図において，(a)は誘導起電力の基本波実効値，(b)は高調波の実効値である。ここで，誘導起電力は，フラックスバリアなしの Type-A のモータの基本波実効値を基準とする百分率法で示している。これらの図より，

表3.1 Type-Aのモータの概略形状, ならびに主要諸元

項目	単位	Type-A
固定子の断面	-	<p>固定子I: 巻数 100 %</p>
回転子の断面	-	<p>回転子I: フラックスバリアなし</p>
極数	-	4
スロット数	-	6
最大出力	kW	2.2
固定子外径	mm	112
積厚	mm	55
エアギャップ	mm	0.6
巻線仕様	-	三相 二並列Y結線 集中巻
巻数	%	100
線径	%	100
電機子巻線抵抗 R_a	Ω	0.51
d軸同期インダクタンス L_d	mH	11.18
q軸同期インダクタンス L_q	mH	16.79
誘導起電力定数 K_e	V/rad/s	0.193
誘導起電力の波形ひずみ率	%	8.5

表3.2 Type-Bのモータの概略形状, ならびに主要諸元

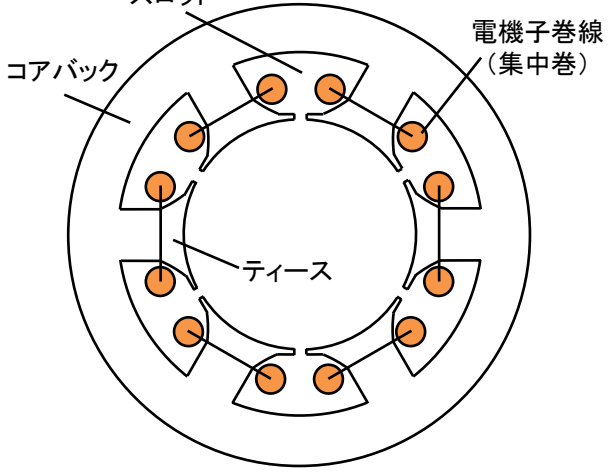
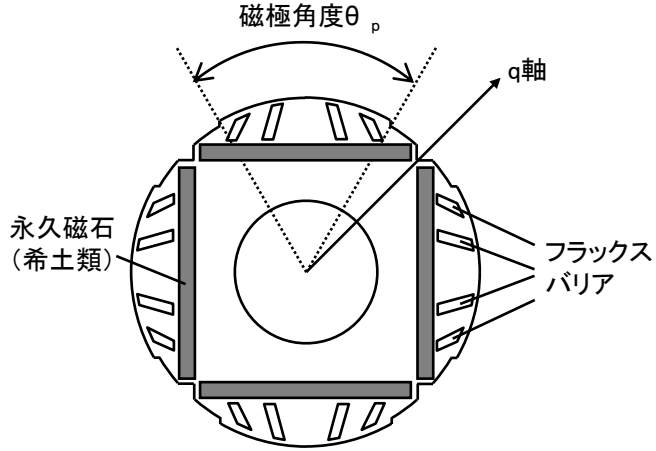
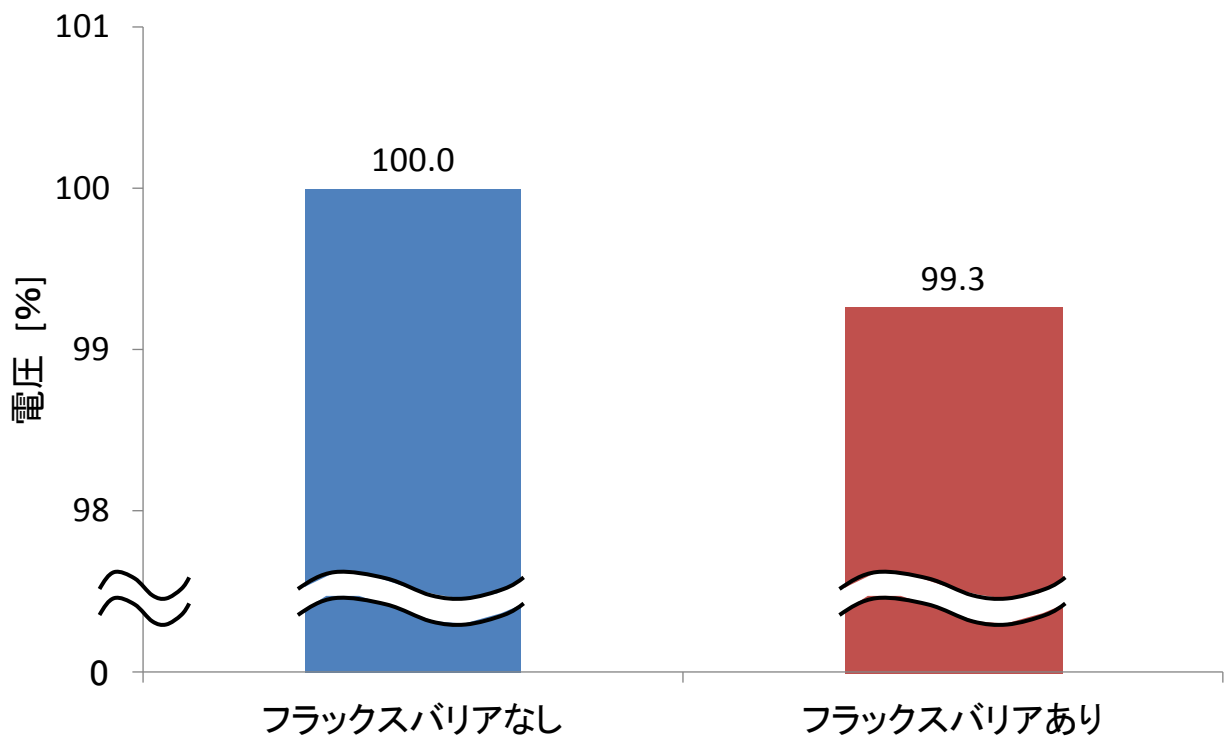
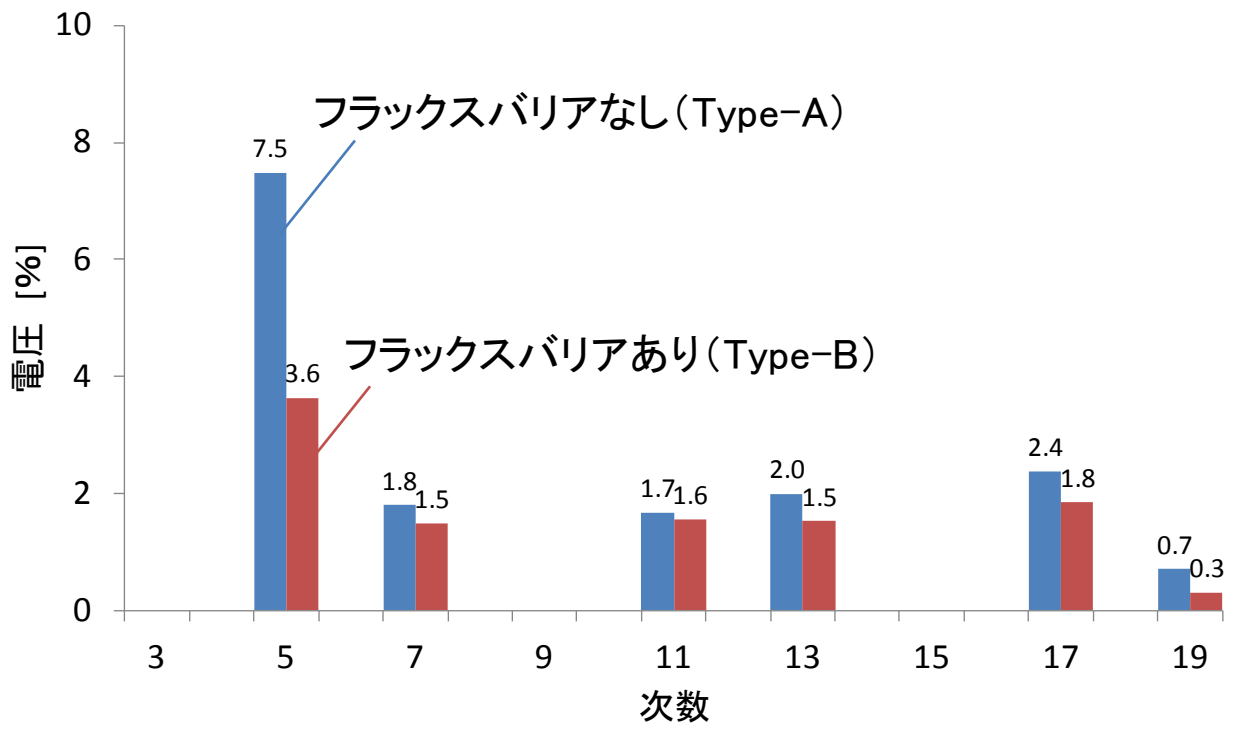
項目	単位	Type-B
固定子の断面	-	<p>固定子I: 巻数 100 %</p> 
回転子の断面	-	<p>回転子II: フラックスバリアあり</p> 
極数	-	4
スロット数	-	6
最大出力	kW	2.2
固定子外径	mm	112
積厚	mm	55
エアギャップ	mm	0.6
巻線仕様	-	三相 二並列Y結線 集中巻
巻数	%	100
線径	%	100
電機子巻線抵抗 R_a	Ω	0.51
d軸同期インダクタンス L_d	mH	10.63
q軸同期インダクタンス L_q	mH	13.07
誘導起電力定数 K_e	V/rad/s	0.192
誘導起電力の波形ひずみ率	%	6.1

表3.3 解析条件

項目	単位	(a) 無負荷時	(b) 負荷時	
回転速度	min ⁻¹	3115	1075	3115
解析ステップ数	—	180		
端子電圧	V	—	59	153
考慮した高調波次数の数	—	—	1(基本波のみ)	
永久磁石	—	ネオジム磁石		
永久磁石の導電率	S/m	—	6.7 x 10 ⁵	
電磁鋼板	—	35A300		
平均トルク	N・m	—	2.0	2.3



(a) 基本波実効値



(b) 調波分析結果

図3.1 無負荷誘導起電力の計算結果

Type-A のモータに対して、フラックスバリアを有する Type-B のモータの誘導起電力は、基本波実効値が 0.7 %減少するものの、モータの損失に大きく影響する 5 次の高調波成分が大幅に低減していることがわかる。

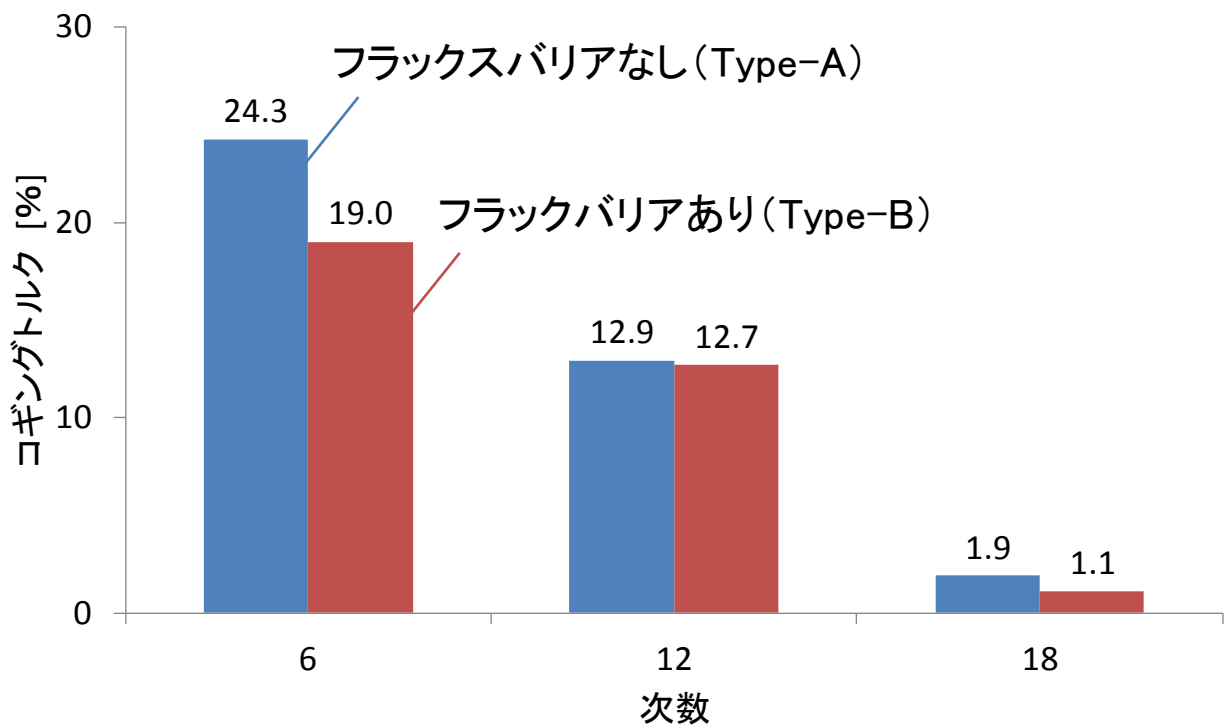
図 3.2(a)に回転子にフラックスバリアがない場合とある場合のコギングトルクの計算結果を示す。ここで、コギングトルクは、同図(b)で示したように、Type-A のモータのコギングトルクの最大値と最小値の差を基準としている。同図(a)より、Type-A のモータに対して、Type-B のモータのコギングトルクは、6 次および 18 次の空間高調波成分が減少していることがわかる。

以上より、提案する回転子のフラックスバリア構造は、無負荷時の誘導起電力の低下、ならびにコギングトルクの増加の抑制が可能であることがわかる。

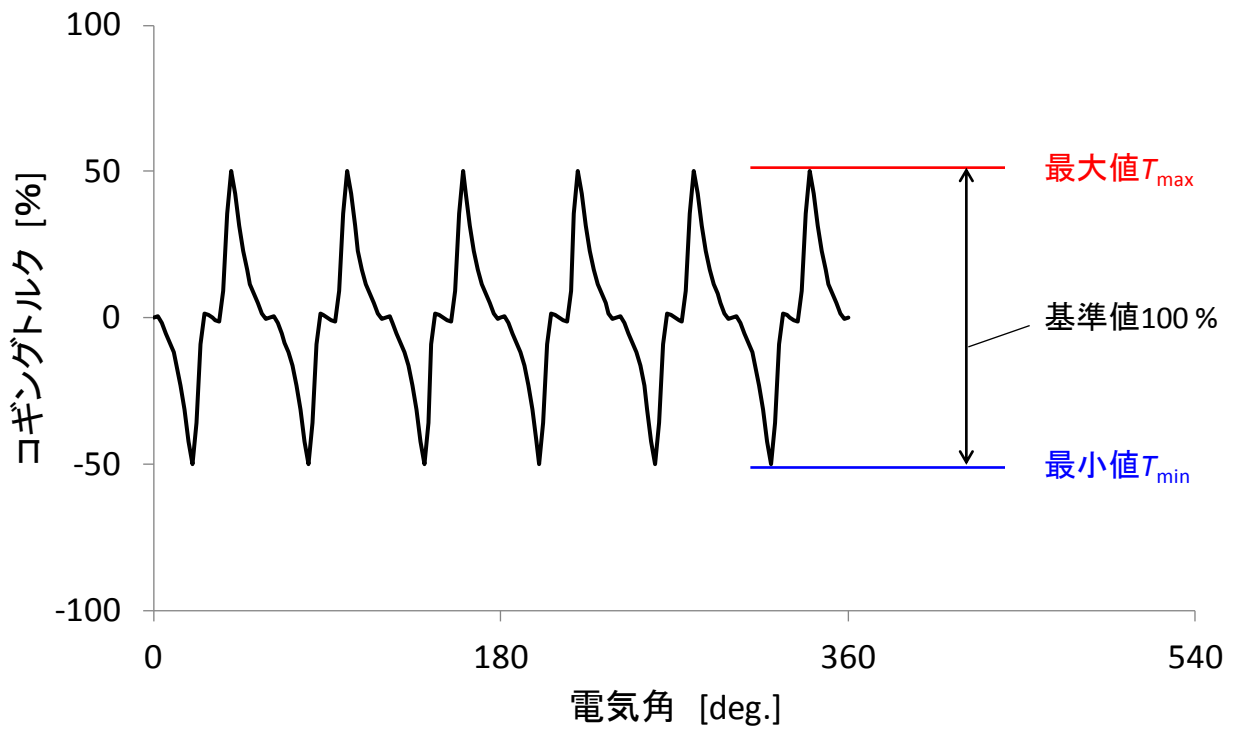
図 3.3 に回転子にフラックスバリアがない場合とある場合の電機子電流の計算結果を示す。回転数は 3115 min^{-1} 、同図(a)は電機子電流の基本波実効値、(b)は高調波の実効値である。ここで、電機子電流は、Type-A のモータの基本波実効値を基準とした。これらの図より、Type-A のモータに対して、Type-B のモータの電機子電流は、基本波実効値が約 0.5 %増加するものの、5 次および 7 次の高調波電流が大幅に減少していることがわかる。

図 3.4 に回転子にフラックスバリアがない場合とある場合のモータの損失の計算結果を示す。図において、(a)は 1075 min^{-1} 時、(b)は 3115 min^{-1} 時である。ここで、損失は、 3115 min^{-1} 時の Type-A のモータの全損失を基準とした。図より、Type-A のモータに対して、Type-B のモータは、低速および高速時ともに銅損はほぼ等しく、鉄損が低速の 1075 min^{-1} 時では 1.7 %減、高速の 3115 min^{-1} 時では 3 %減となっていることがわかる。

図 3.5 に回転子にフラックスバリアがない場合とある場合のモータ効率の計算結果を示す。図において、(a)は 1075 min^{-1} 時、(b)は 3115 min^{-1} 時である。ここで、モータ効率は、 3115 min^{-1} 時の Type-A のモータの値を基準とした。図より、フラックスバリアを設けることで、若干の効率向上が可能であることがわかる。

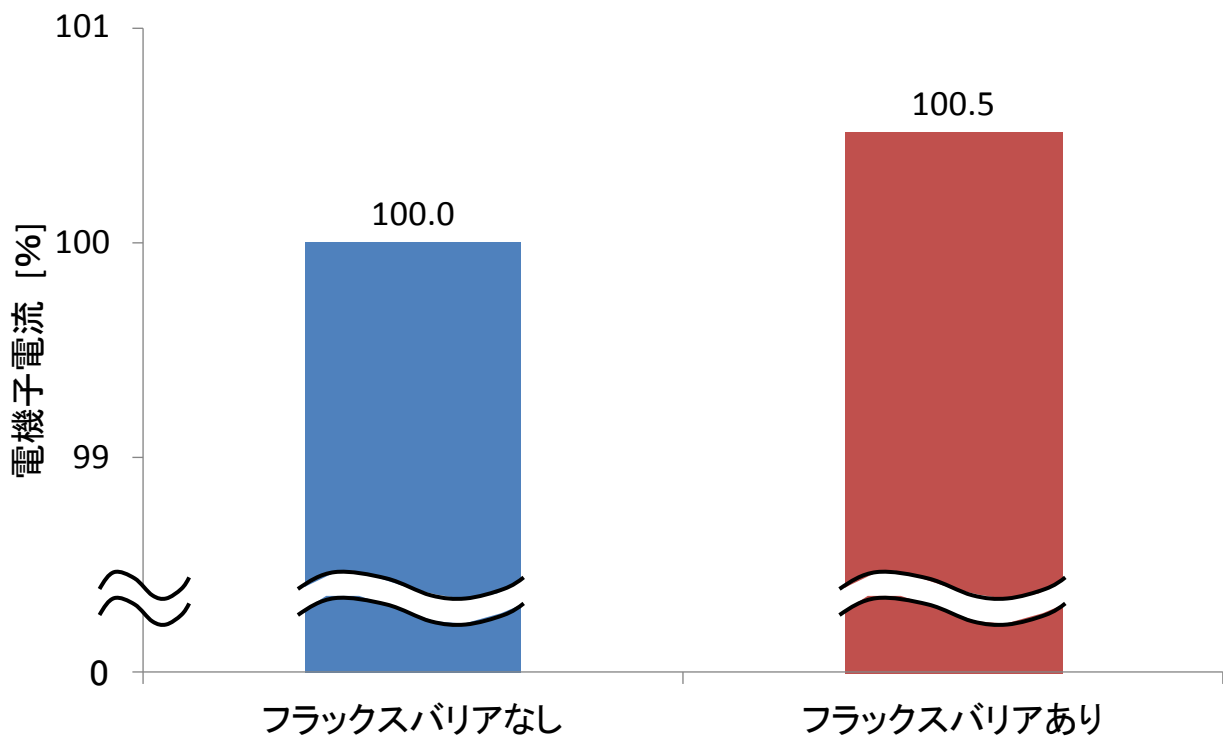


(a) 調波分析結果

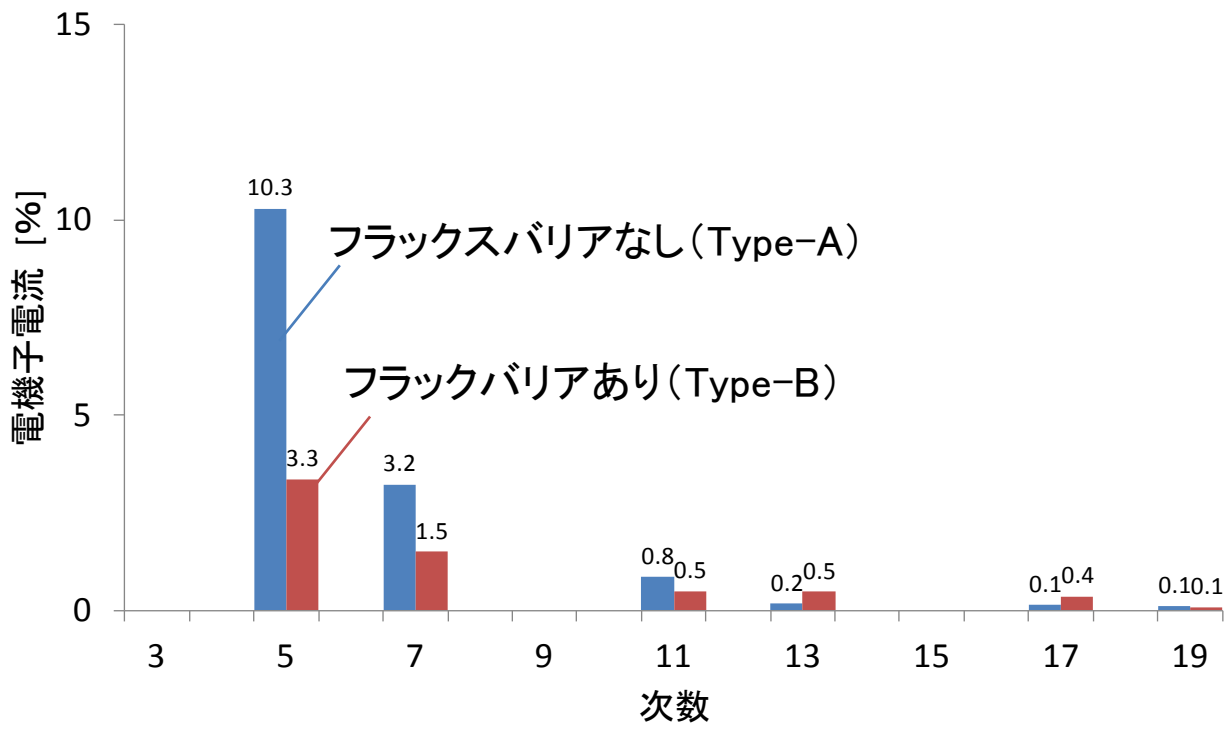


(b) コギングトルクの基準値

図3.2 コギングトルクの計算結果

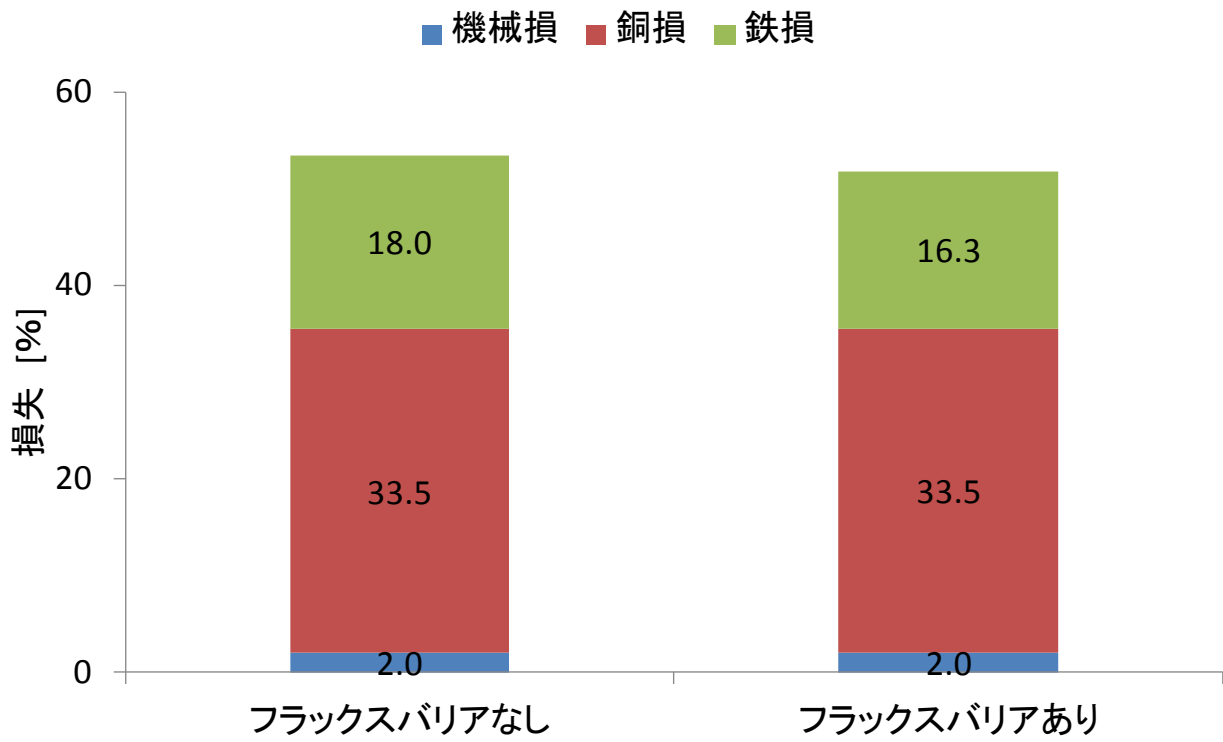


(a) 基本波実効値

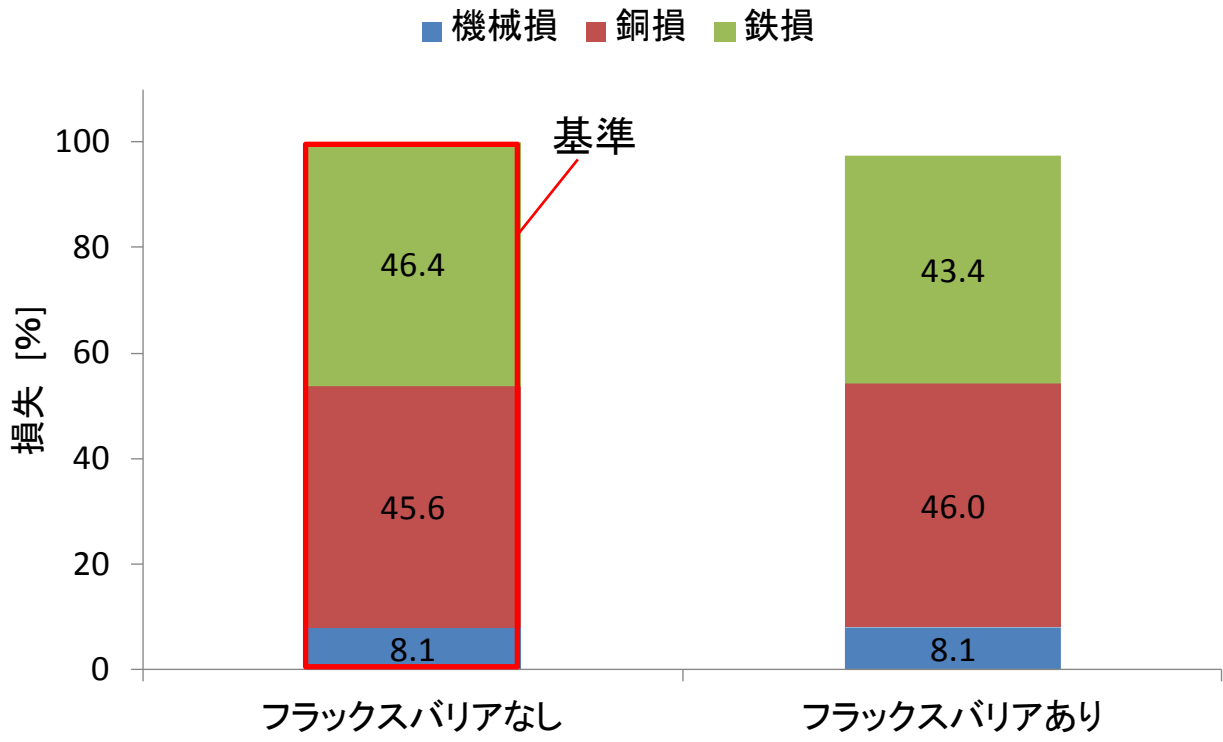


(b) 調波分析結果

図3.3 電機子電流の計算結果(3115min⁻¹)

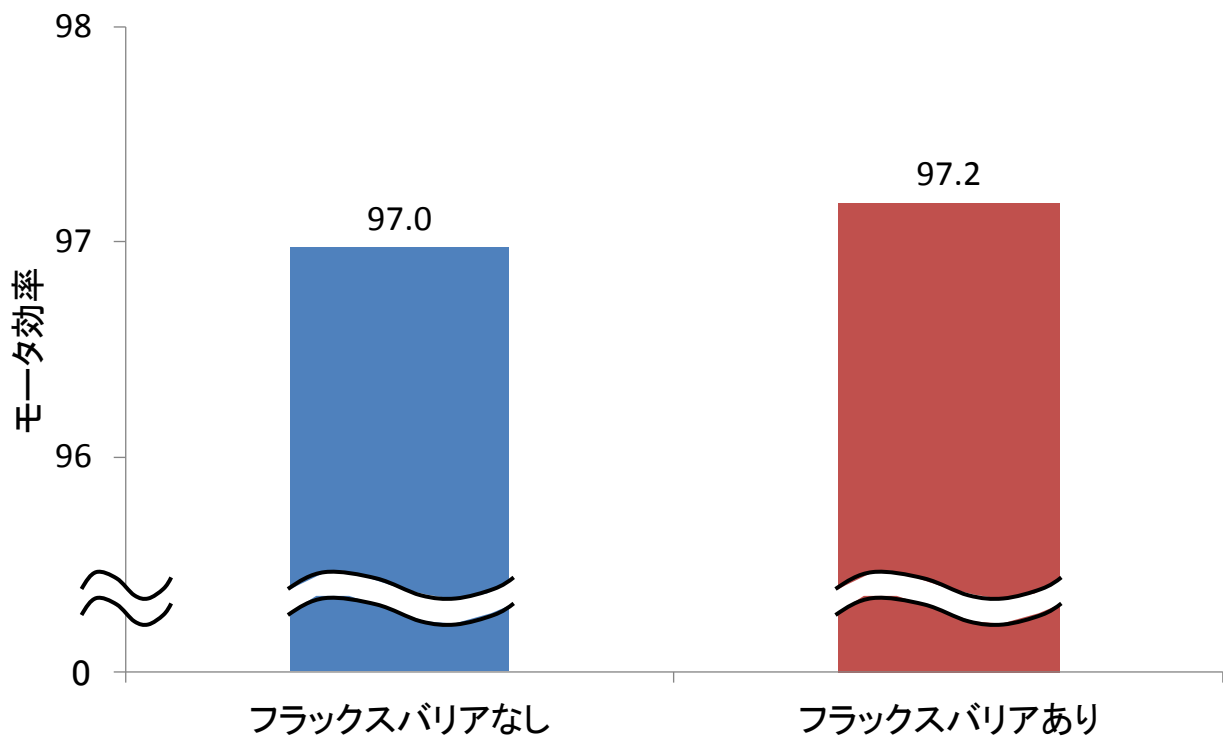


(a) 1075min⁻¹

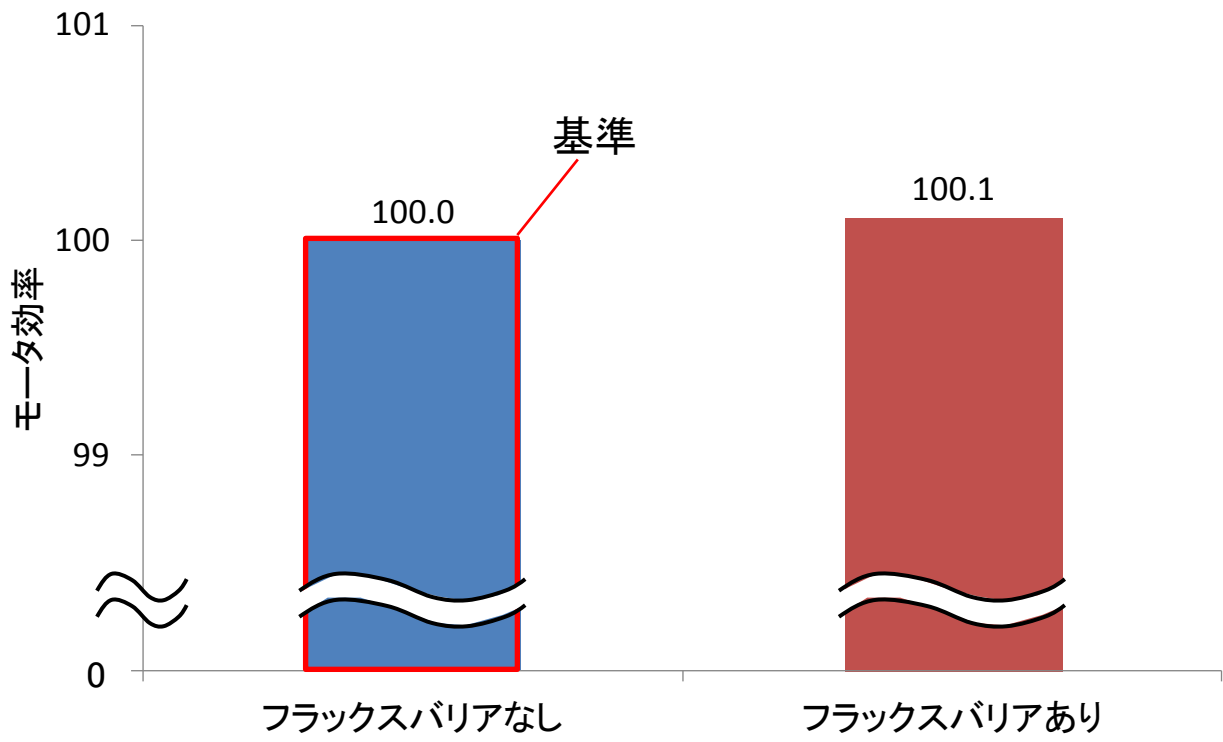


(b) 3115min⁻¹

図3.4 モータの損失の計算結果



(a) 1075min⁻¹



(b) 3115min⁻¹

図3.5 モータ効率の計算結果

以上より、提案する回転子のフラックスバリア構造は、負荷時において電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束を低減し、モータ効率の向上が可能となる見通しである。したがって、回転子がフラックスバリア構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の効果を検証する。

3.2.2 実測による回転子のフラックスバリア構造の効果の検証

試作した IPM モータは、フラックスバリアなしとありの回転子をそれぞれ 1 台、固定子は 1 台を製作し、共通で使用した。以下、これまで述べた回転子のフラックスバリア構造の効果を、実測にて評価する方法ならびに比較・評価した結果について述べる。

図 3.6 にモータの特性測定装置の構成、表 3.4 に測定条件を示す。モータ特性としては、無負荷時と負荷時を測定した。ここで、無負荷試験においては、図 3.6(a)に示すような構成で、PWM インバータによって負荷モータを駆動し、試験モータの無負荷誘導起電力とコギングトルクを測定した。ただし、コギングトルクの測定においては、使用するトルク検出器の分解能を考慮し、回転速度を 1 min^{-1} 以下とした。

負荷試験においては、IPM モータの空間高調波磁束、ならびに PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を分離するため、図 3.6(b)に示すように、PWM インバータと正弦波交流電源を切り替えて試験モータを駆動できるように装置を構成した。測定項目は、回転速度、負荷トルク、端子電圧、電機子電流、モータ入力、モータ効率、電機子電流の波形および位相 β である。PWM インバータは、位置センサレスの駆動方式で、キャリア周波数 f_c を 3.6 kHz に設定した。

正弦波交流電源で駆動する場合は、回転子位置の情報が必要となるため、エンコーダ信号と電機子電流波形を観測しながら試験モータを駆動した。すなわち、図 3.6(b)に示すように、正弦波交流電源用のコントローラを用いて端子電圧と周波数を調整することにより、基本波の電機子電流、位相 β 、回転速度および負荷トルクが PWM インバータ駆動時とほぼ等しくなるようにした。なお、

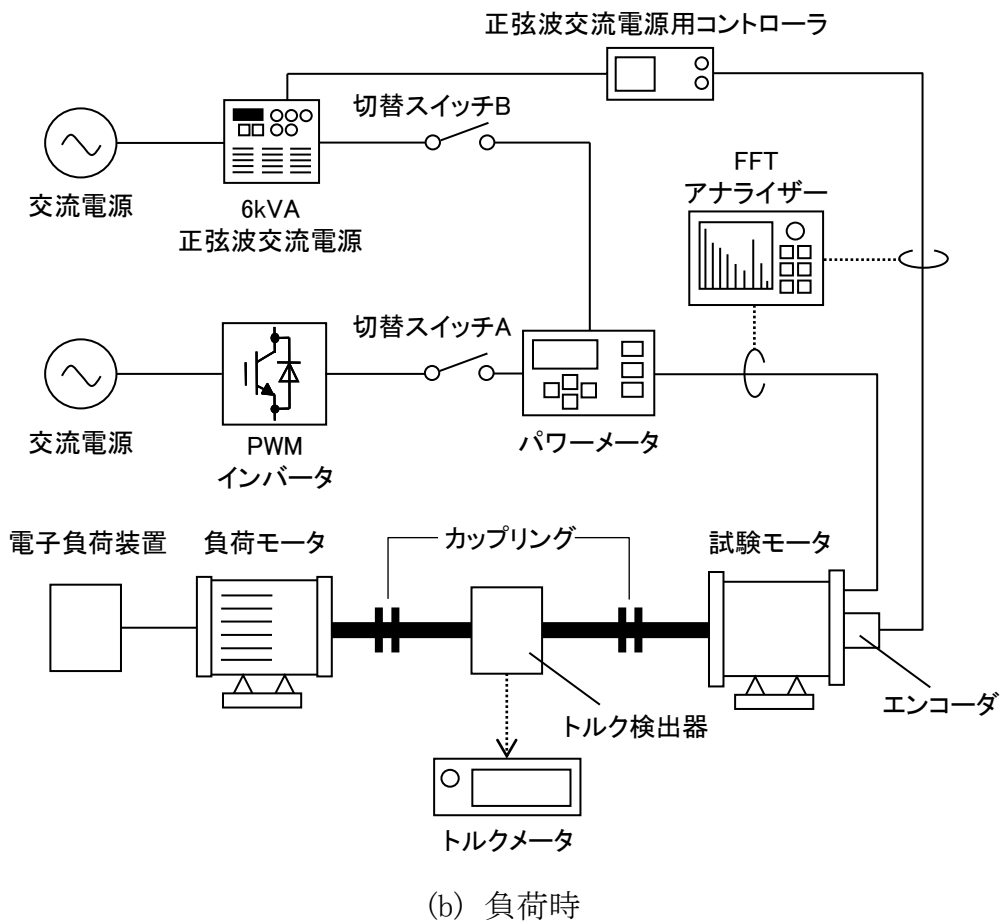
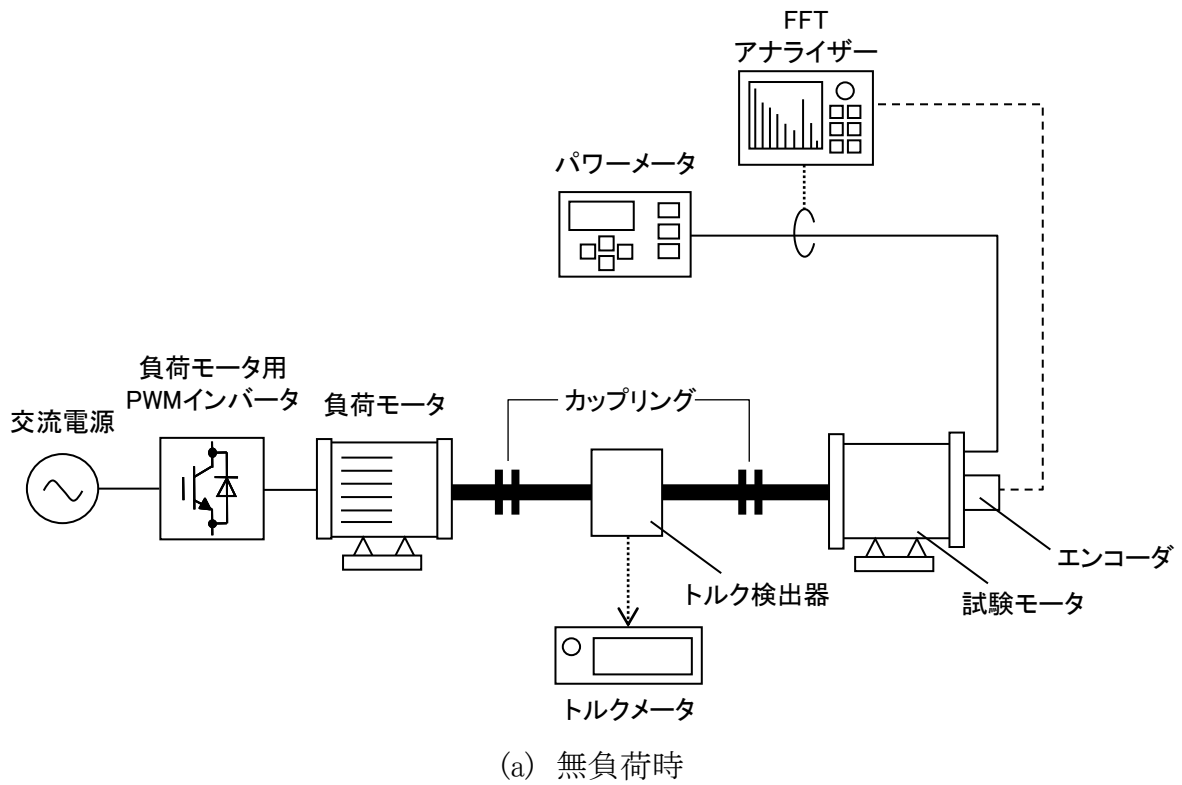


図3.6 モータの特性測定装置の構成

表3.4 測定条件

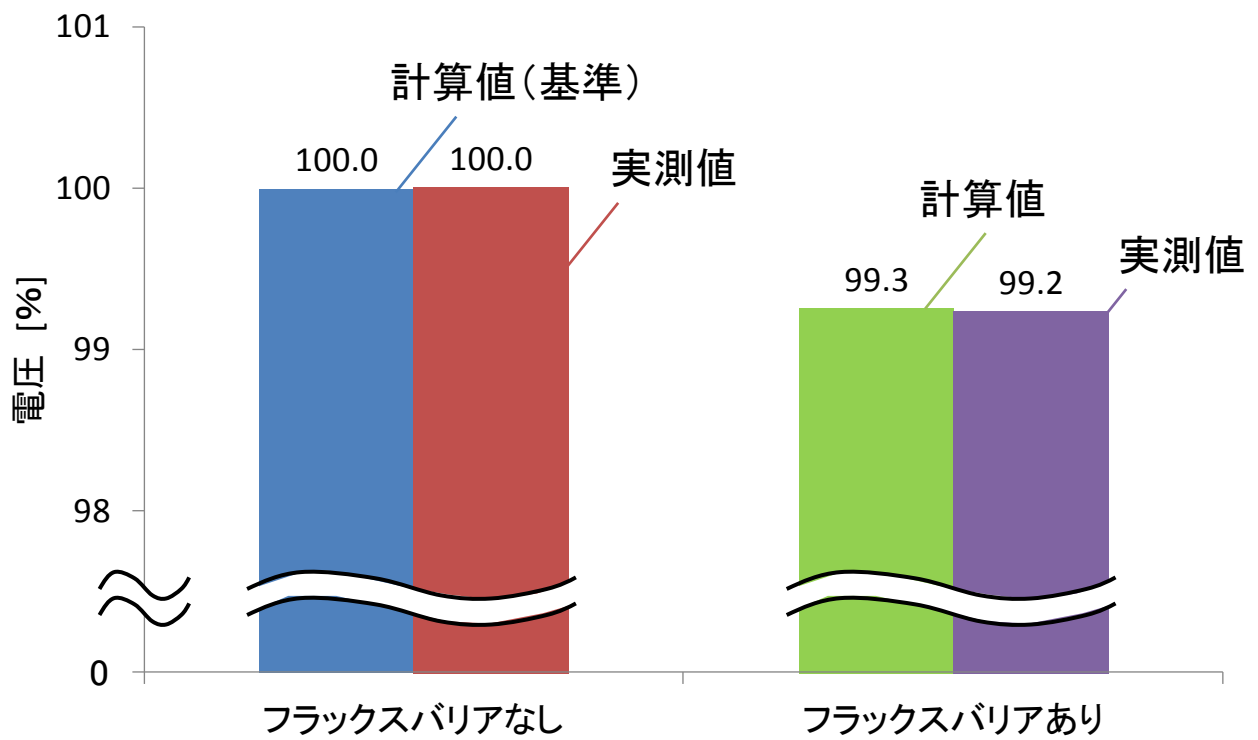
項目	単位	(a) 無負荷時	(b) 負荷時	
直流電圧	V	270		
回転速度	min ⁻¹	3115	1075	3115
負荷トルク	N・m	—	2.0	2.3

今回の正弦波交流電源を用いた測定では、使用した電源の応答性が低いため、電流最小化制御のようなフィードバックループは設けておらず、単に基本波の端子電圧を印加した。

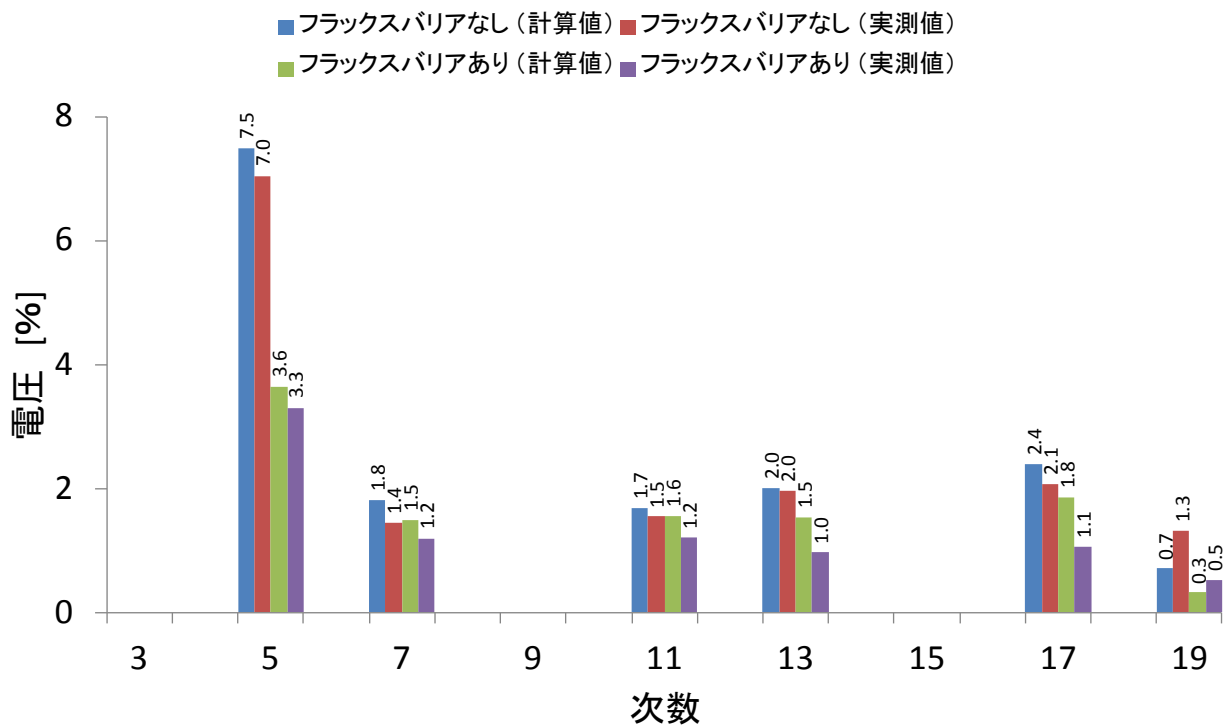
図 3.7 に回転子にフラックスバリアがない場合とある場合の無負荷誘導起電力の測定結果を示す。図において、(a)は誘導起電力の基本波実効値、(b)は高調波の実効値で、比較のため計算結果を併せて表記した。ここで、誘導起電力は、Type-A のモータの基本波実効値の計算値を基準とした。これらの図より、フラックスバリアなしの Type-A のモータに対して、フラックスバリアを有する Type-B のモータの誘導起電力は、基本波実効値は 0.8 %の減少にとどまり、5 次の高調波成分が大幅に減少していることがわかる。これらの測定結果は計算結果と傾向が一致している。

図 3.8 に回転子にフラックスバリアがない場合とある場合のコギングトルクの測定結果を示す。ここで、コギングトルクは、図 3.2(b)で示した Type-A のモータのコギングトルクの計算値における最大値と最小値の差を基準とし、同図には比較のため計算結果を併せて表記した。図より、Type-A のモータに対して、Type-B のモータのコギングトルクは、6 次および 18 次の空間高調波成分が大幅に減少していることがわかる。実測結果は計算結果と傾向が一致しており、提案する回転子のフラックスバリア構造の効果が確認できる。

表 3.5 に負荷時のモータ特性の測定結果、図 3.9 にモータ効率の測定結果を示す。表 3.5 において、(a)は PWM インバータ駆動、(b)は正弦波交流電源で駆動した場合である。ここで、モータの特性値は、3115 min⁻¹時の Type-A のモータの計算値を基準とし、図 3.9 には比較のため計算結果を併せて表記した。表 3.5 および図 3.9 より、PWM インバータ駆動時のモータ効率は、Type-A のモータに対して、低速および高速時ともに Type-B のモータの方が低いことがわかる。さらに、Type-A、Type-B のいずれのモータにおいても計算値と実測値の乖離が大きいことがわかる。一方、正弦波交流電源で駆動した場合のモータ効率は、Type-A のモータに対して、低速および高速時ともに Type-B のモータの方が高



(a) 基本波実効値



(b) 調波分析結果

図3.7 無負荷誘導起電力の測定結果

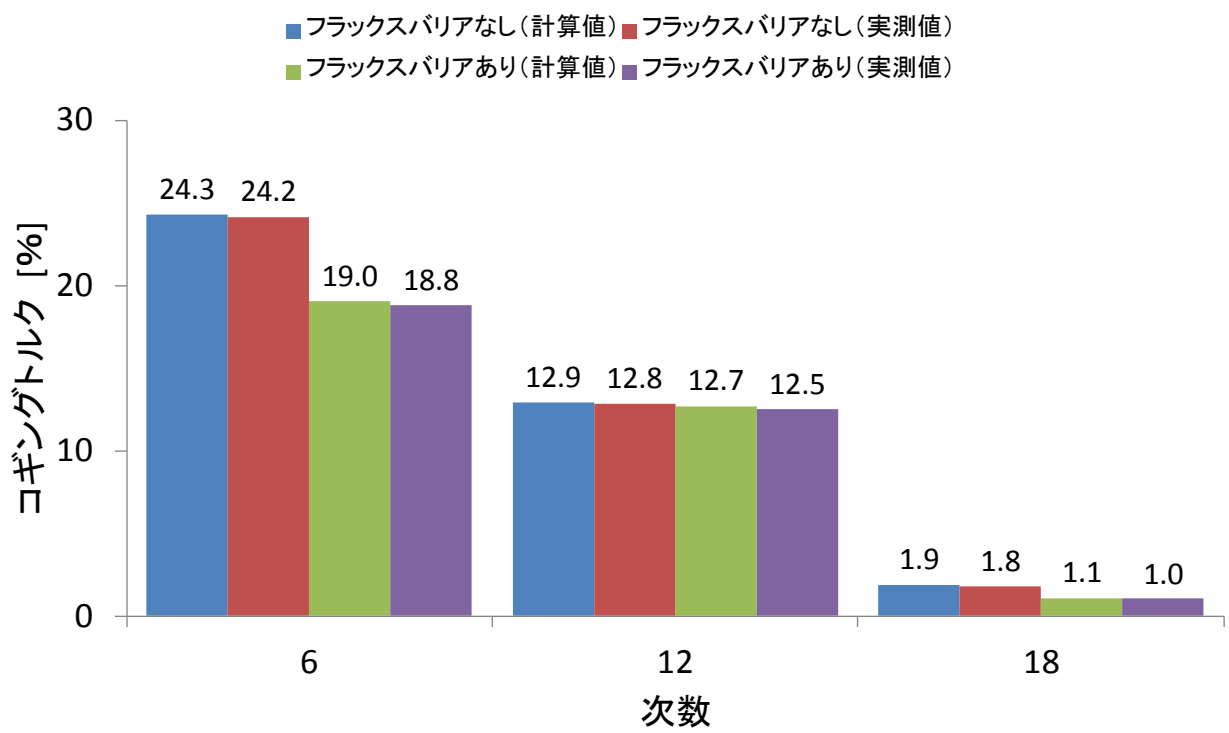
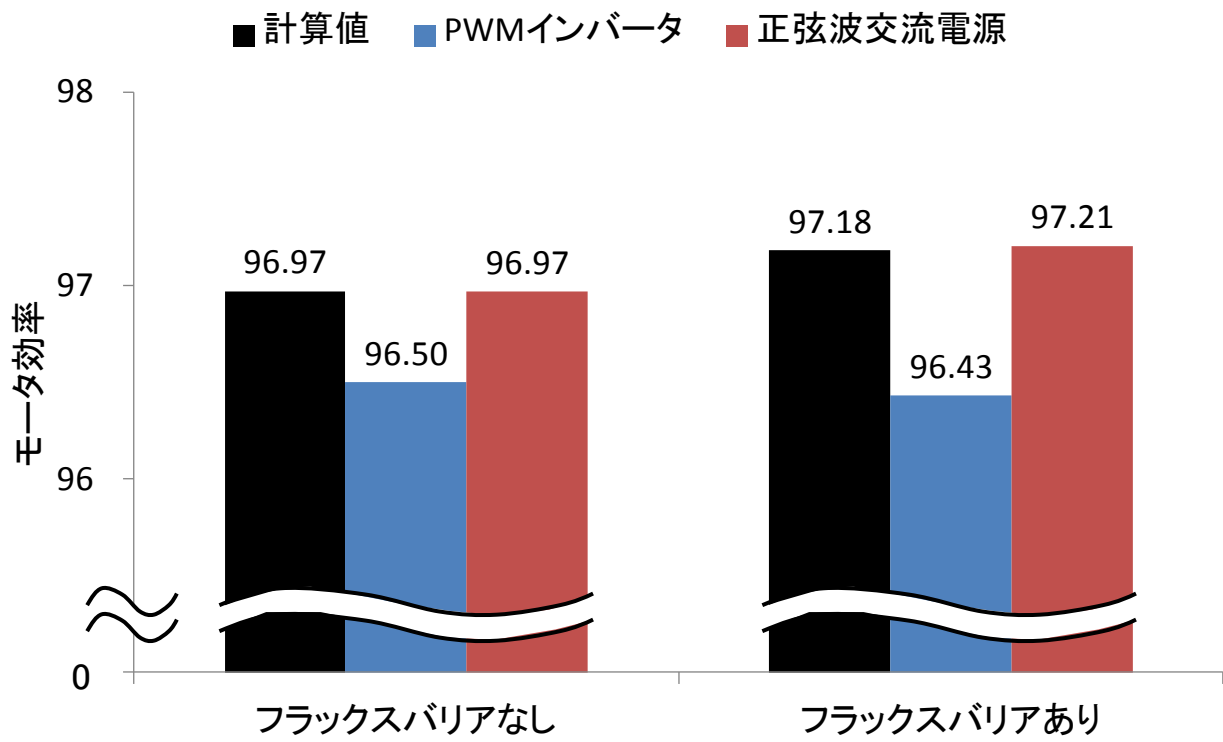


図3.8 コギングトルクの測定値の調波分析結果

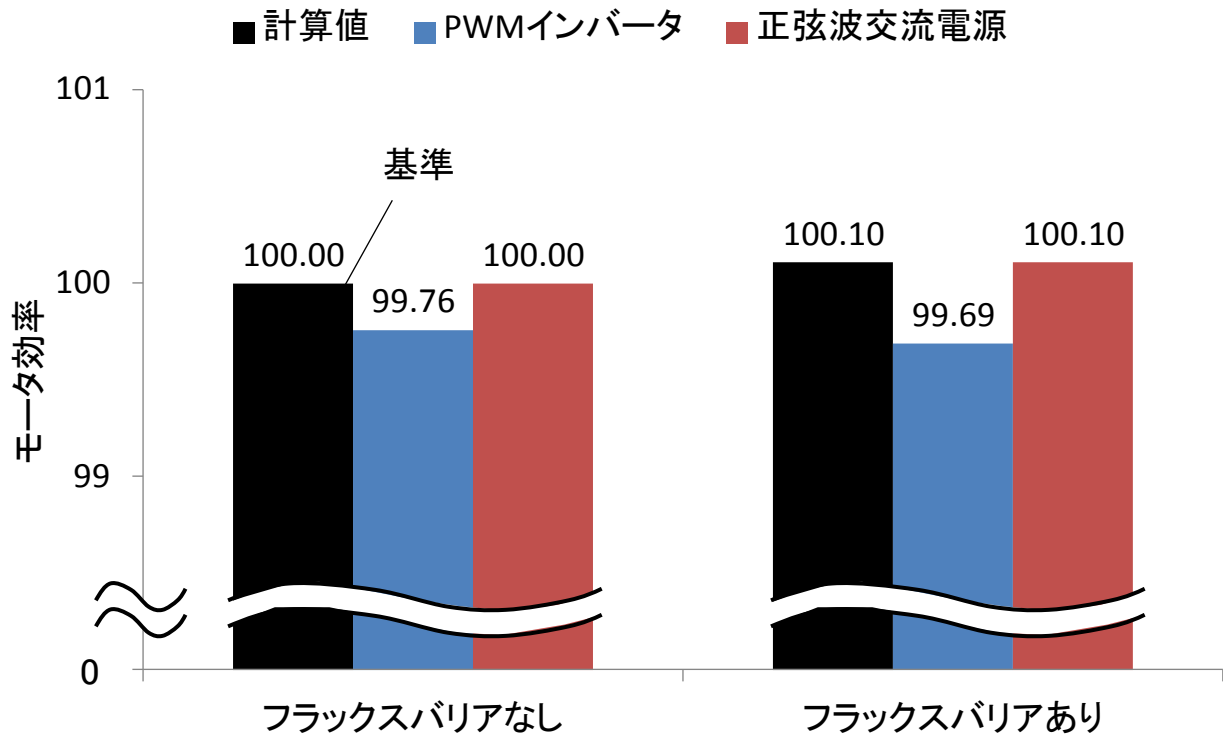
表3.5 モータ特性の測定結果

項目	単位	(a) PWMインバータ			
		1075		3115	
回転速度	min ⁻¹				
試作モータ	—	フラックスバリアなし	フラックスバリアあり	フラックスバリアなし	フラックスバリアあり
		Type-A	Type-B	Type-A	Type-B
端子電圧	%	38.61	38.21	101.56	98.80
電機子電流	%	86.20	87.28	100.31	100.61
モータ入力	%	31.61	31.64	100.25	100.31
モータ効率	—	96.50	96.43	99.76	99.69

項目	単位	(b) 正弦波交流電源			
		1075		3115	
回転速度	min ⁻¹				
試作モータ	—	フラックスバリアなし	フラックスバリアあり	フラックスバリアなし	フラックスバリアあり
		Type-A	Type-B	Type-A	Type-B
端子電圧	%	38.47	38.10	100.51	99.48
電機子電流	%	86.84	86.88	100.31	100.31
モータ入力	%	31.46	31.39	100.00	99.90
モータ効率	—	96.97	97.21	100.00	100.10



(a) 1075min⁻¹



(b) 3115min⁻¹

図3.9 モータ効率の測定結果

いことがわかる。さらに、Type-A、Type-B のいずれのモータにおいても測定結果は計算結果と傾向が一致し、提案する回転子のフラックスバリア構造の効果が確認できる。

以上より、提案する回転子のフラックスバリア構造は、駆動方式によってモータ効率の変化に違いが生じる。その理由を明らかにするため、モータの電機子電流の調波分析、ならびにモータの損失分離を行った。

図 3.10 および図 3.11 に 1075 min^{-1} および 3115 min^{-1} における電機子電流を調波分析した結果を示す。これらの図において、(a)は PWM インバータ駆動、(b)は正弦波交流電源で駆動した場合である。ここで、電機子電流は、各運転条件における Type-A のモータの基本波実効値を基準とした。これらの図より、PWM インバータ駆動時は、Type-A のモータに対して、低速および高速時ともに Type-B のモータの方が PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が増大していることがわかる。PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波電流は、モータの電機子巻線のインダクタンスとほぼ反比例の関係にある⁽⁵⁰⁾。すなわち、表 3.1 および表 3.2 の同期インダクタンスに示すように、回転子にフラックスバリアを設けると、モータのインダクタンスが減少する傾向にあり、この影響で高調波電流が増加したと考えられる。

また、フラックスバリアを有する Type-B のモータは、運転条件および駆動方式に関係なく、5 次および 7 次の高調波電流が大幅に低減していることがわかる。これは、回転子の磁極部にフラックスバリアを設けると、q 軸インダクタンスが小さくなり、電機子反作用の影響によって発生する空間高調波磁束が減少する結果、固定子磁束の偏りが抑制され、モータの磁束密度分布が改善されたためと考えられる。

次に、モータの損失分離を行うにあたり、機械損 W_m 、銅損 W_{cu} 、鉄損 W_i は、第 2 章で示した式に基づいて算定した。ここで、本論文では、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波による損失を $W_{carrier}$ と定義し、PWM インバータ駆動時のモータの全損失から正弦波交流電源で駆動した場合のモータの

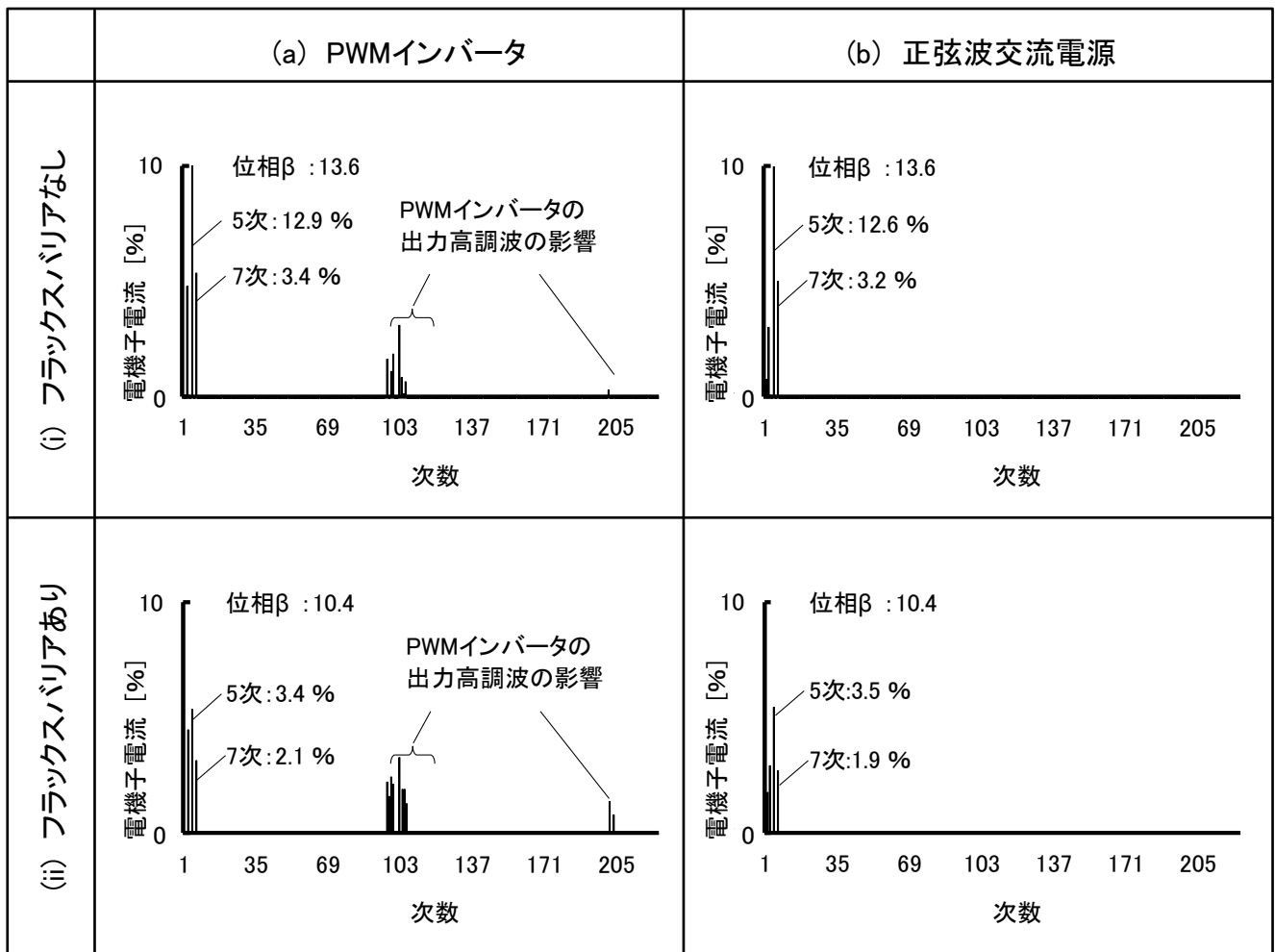


図3.10 モータの電機子電流の調波分析結果(1075min⁻¹)

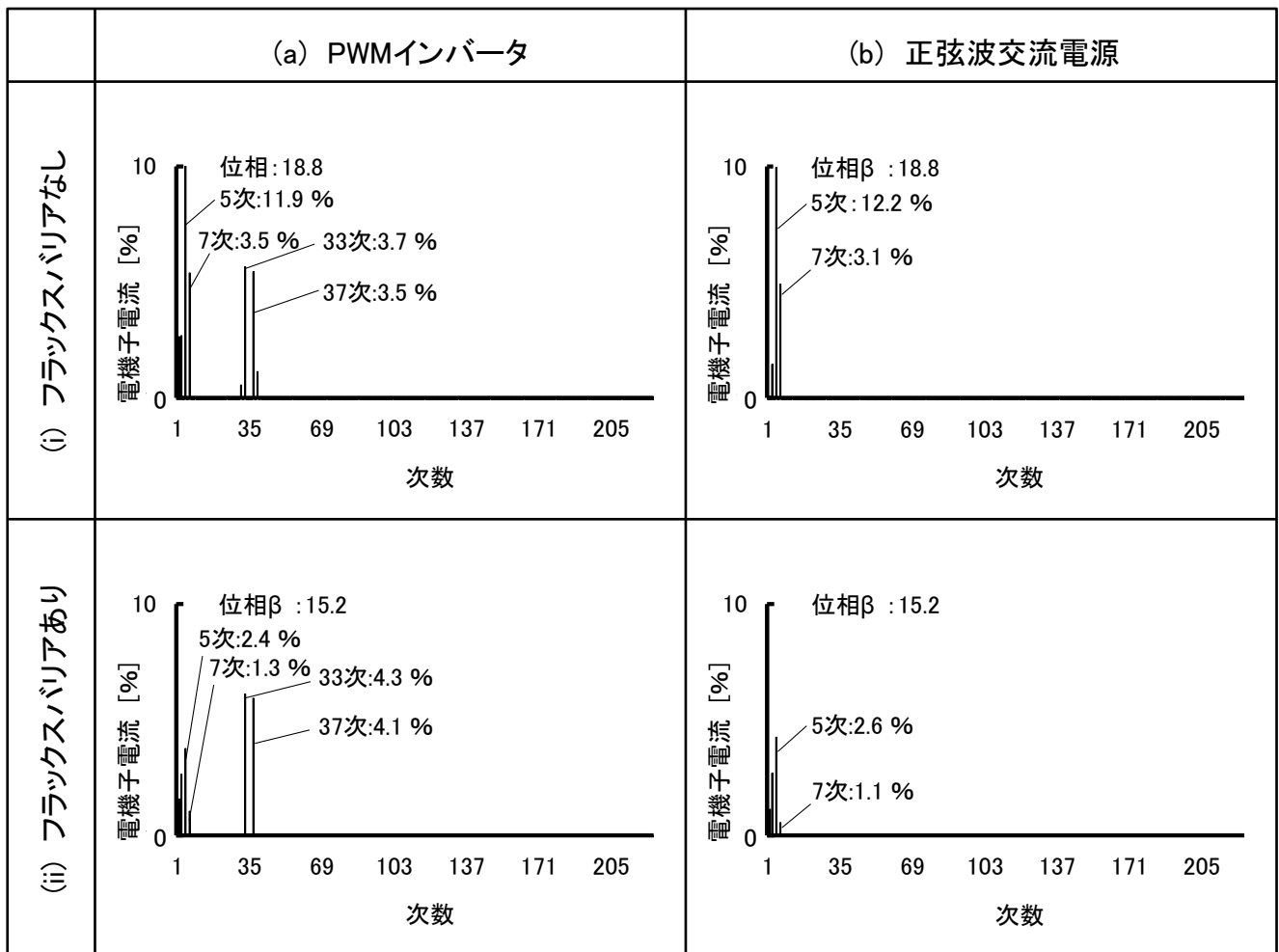


図3.11 モータの電機子電流の調波分析結果(3115min⁻¹)

全損失を差し引いて求めた⁽⁵¹⁾。

図 3.12 にモータの損失の測定結果を示す。図において、(a)は 1075 min⁻¹時、(b)は 3115 min⁻¹時である。ここで、損失は、3115 min⁻¹時の Type-A のモータの全損失の計算値を基準とした。これらの図より、Type-A、Type-B のいずれのモータにおいても、正弦波交流電源で駆動した場合と比較して、PWM インバータ駆動時は損失が大きく、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波による損失が無視できないこと、フラックスバリアを有する Type-B のモータでは、その傾向が顕著であることがわかる。また、銅損は、駆動方式およびモータ構造には依存しないが、回転子にフラックスバリアを設けると、鉄損が減少していることがわかる。

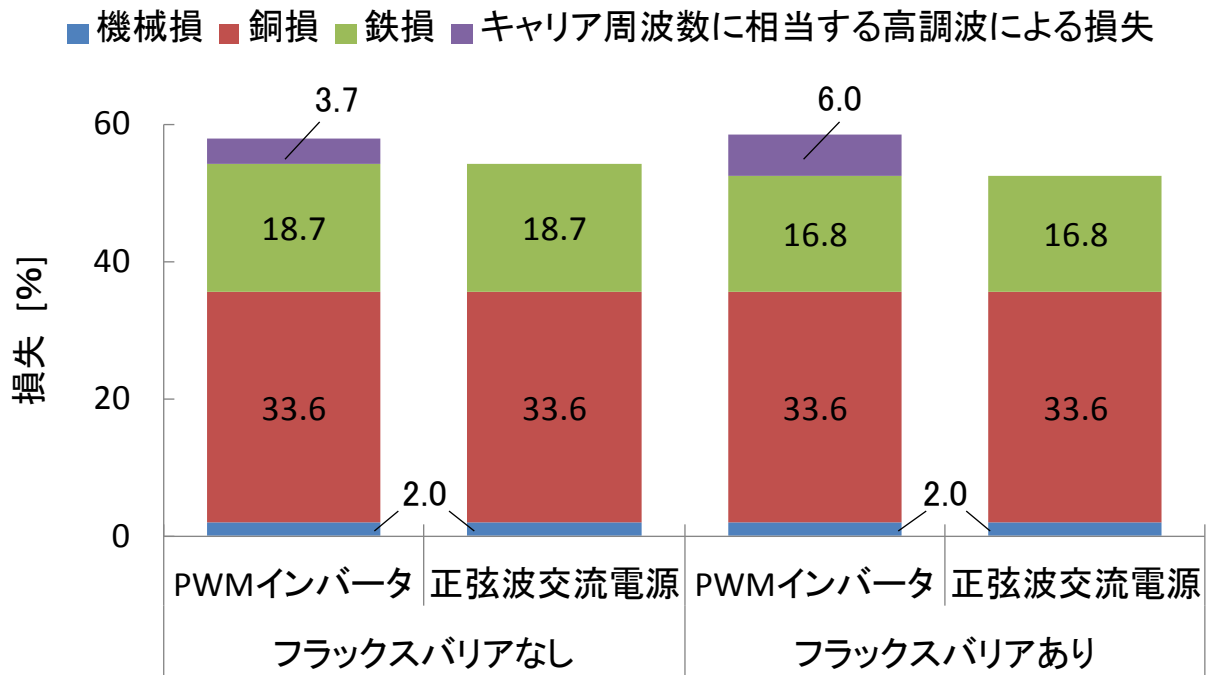
以上より、正弦波交流電源で駆動した場合、回転子にフラックスバリアを設けると、負荷時における電機子反作用の影響を緩和するとともに、5 次および 7 次の高調波電流を抑制し、高調波による損失を低減できることが明らかとなった。

また、正弦波交流電源で駆動した場合と比べて、PWM インバータ駆動時は、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が増大すること、フラックスバリアを有する Type-B のモータでは、モータのインダクタンスが小さくなるため、高調波による損失が増大することが明らかとなった。

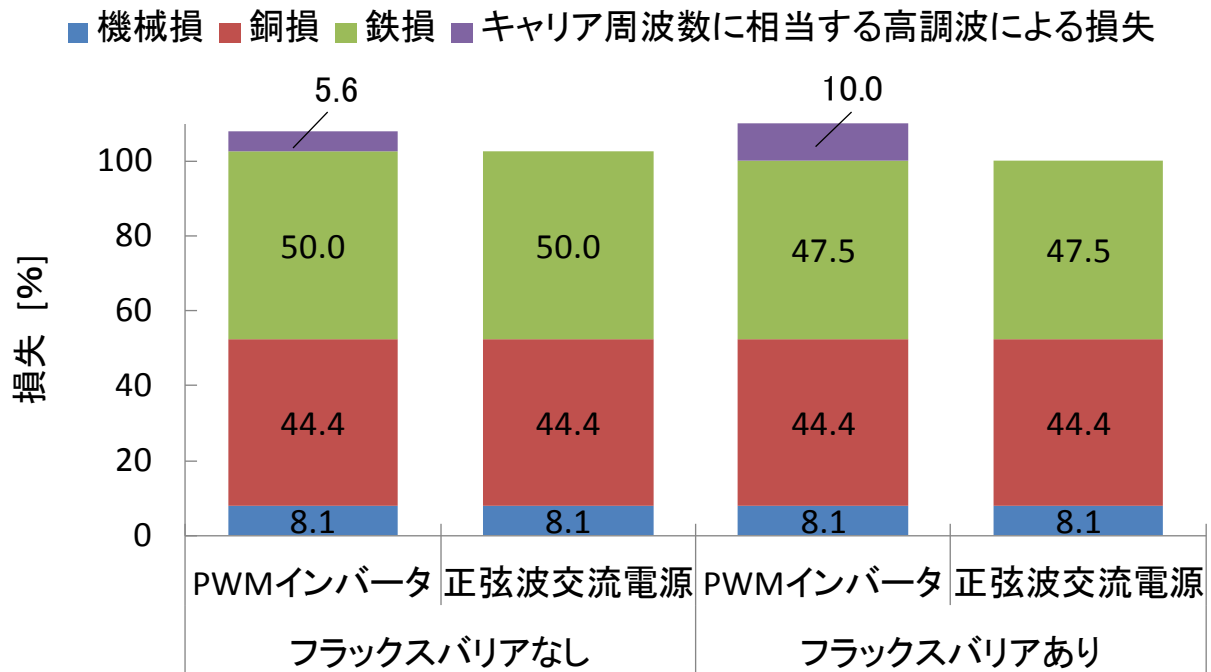
3.2.3 磁界解析に基づく回転子のフラックスバリア構造の損失分析

測定結果における鉄損には、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波による損失のほかに、永久磁石の渦電流損、漂遊負荷損などが含まれる。そのため、実測の電機子電流を入力とした磁界解析をもとに、モータの損失を算定するとともに、損失の発生要因について考察した。磁界解析において計算する損失は、回転子鉄心および固定子鉄心の鉄損^{(52), (53)}、ならびに永久磁石の渦電流損とした。

表 3.6 に解析条件を示す。実測の電機子電流および位相 β を入力とした磁界解析を実施するにあたり、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高次の高



(a) 1075min⁻¹



(b) 3115min⁻¹

図3.12 モータの損失の測定結果

表3.6 解析条件

項目	単位	(a)	(b)
回転速度	min ⁻¹	1075	3115
解析ステップ数	—	900	
考慮した高調波次数の数	—	225	
永久磁石	—	ネオジム磁石	
永久磁石の導電率	S/m	6.7 x 10 ⁵	
電磁鋼板	—	35A300	

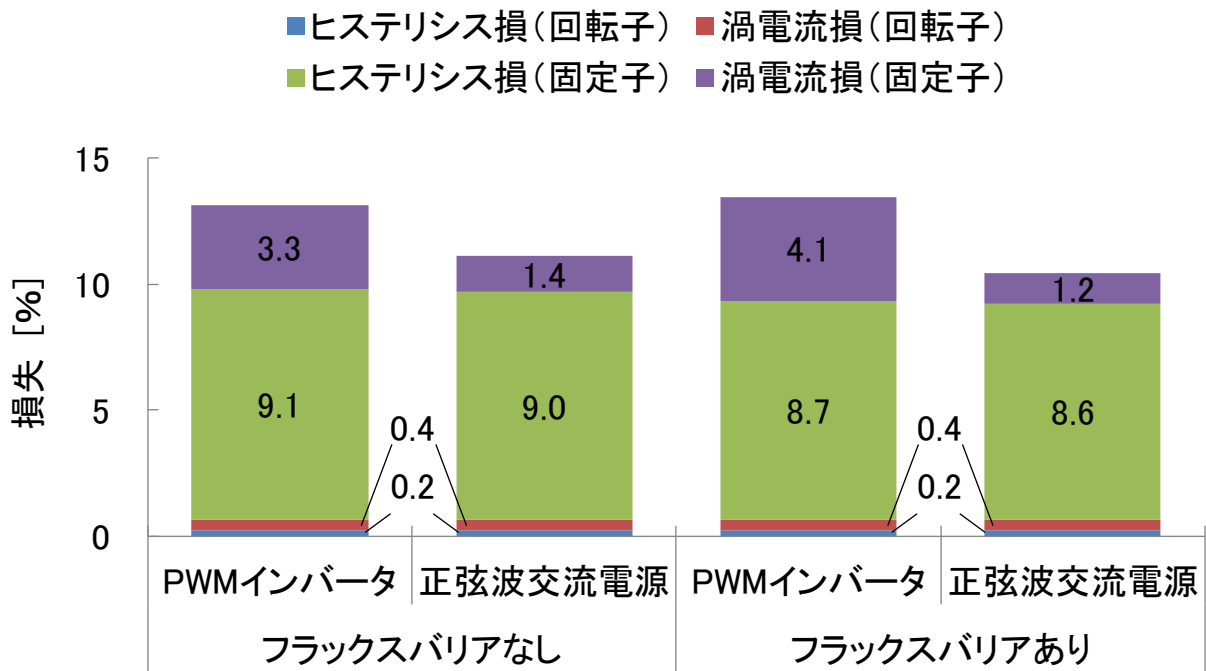
調波電流の影響を詳細に分析するため、時間刻みは、低速および高速時ともに電気角の1周期を900ステップとし、電機子電流の高調波次数は225次まで考慮した。

図3.13にモータの鉄損の計算結果を示す。図において、(a)は 1075 min^{-1} 時、(b)は 3115 min^{-1} 時である。ここで、鉄損は、 3115 min^{-1} 時のType-Aのモータの全損失の計算値を基準とした。これらの図より、Type-A、Type-Bのいずれのモータにおいても、正弦波交流電源で駆動した場合と比較して、PWMインバータ駆動時は、固定子鉄心の渦電流損が増大しており、フラックスバリアを有するType-Bのモータでは、その傾向が顕著であることがわかる。これは、図3.10および図3.11に示したように、Type-Bのモータでは、PWMインバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が増大するためと考えられる。

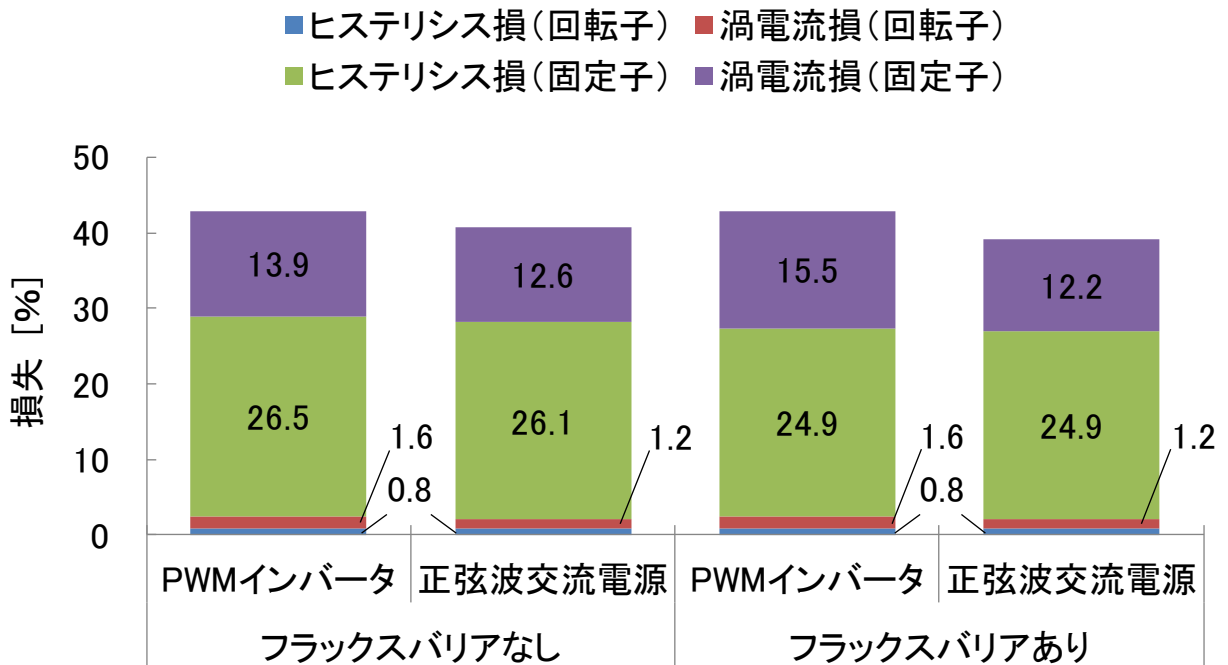
一方、正弦波交流電源で駆動した場合は、低速および高速時ともに鉄損が減少している。これは、図3.10および図3.11に示したように、Type-Bのモータでは、電機子反作用の影響によって生じる5次および7次の高調波電流が減少するためと考えられる。

図3.14および図3.15に 1075 min^{-1} および 3115 min^{-1} における永久磁石の渦電流損を調波分析した結果を示す。図において、(a)はPWMインバータ駆動時、(b)は正弦波交流電源で駆動した場合である。これらの図より、Type-A、Type-Bのいずれのモータにおいても、正弦波交流電源で駆動した場合と比較して、PWMインバータ駆動時は、永久磁石の渦電流損が増大しており、フラックスバリアを有するType-Bのモータでは、その傾向が顕著であることがわかる。これは、前述した鉄損と同様で、回転子にフラックスバリアを設けた場合、PWMインバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が増大するためと考えられる。

一方、正弦波交流電源で駆動した場合は、低速および高速時ともに永久磁石の渦電流損が減少していることがわかる。これも、前述した鉄損と同様で、フラックスバリアを設けることにより電機子反作用の影響によって生じる5次および7次の高調波電流が減少するためと考えられる。



(a) 1075min⁻¹



(b) 3115min⁻¹

図3.13 モータの鉄損の計算結果

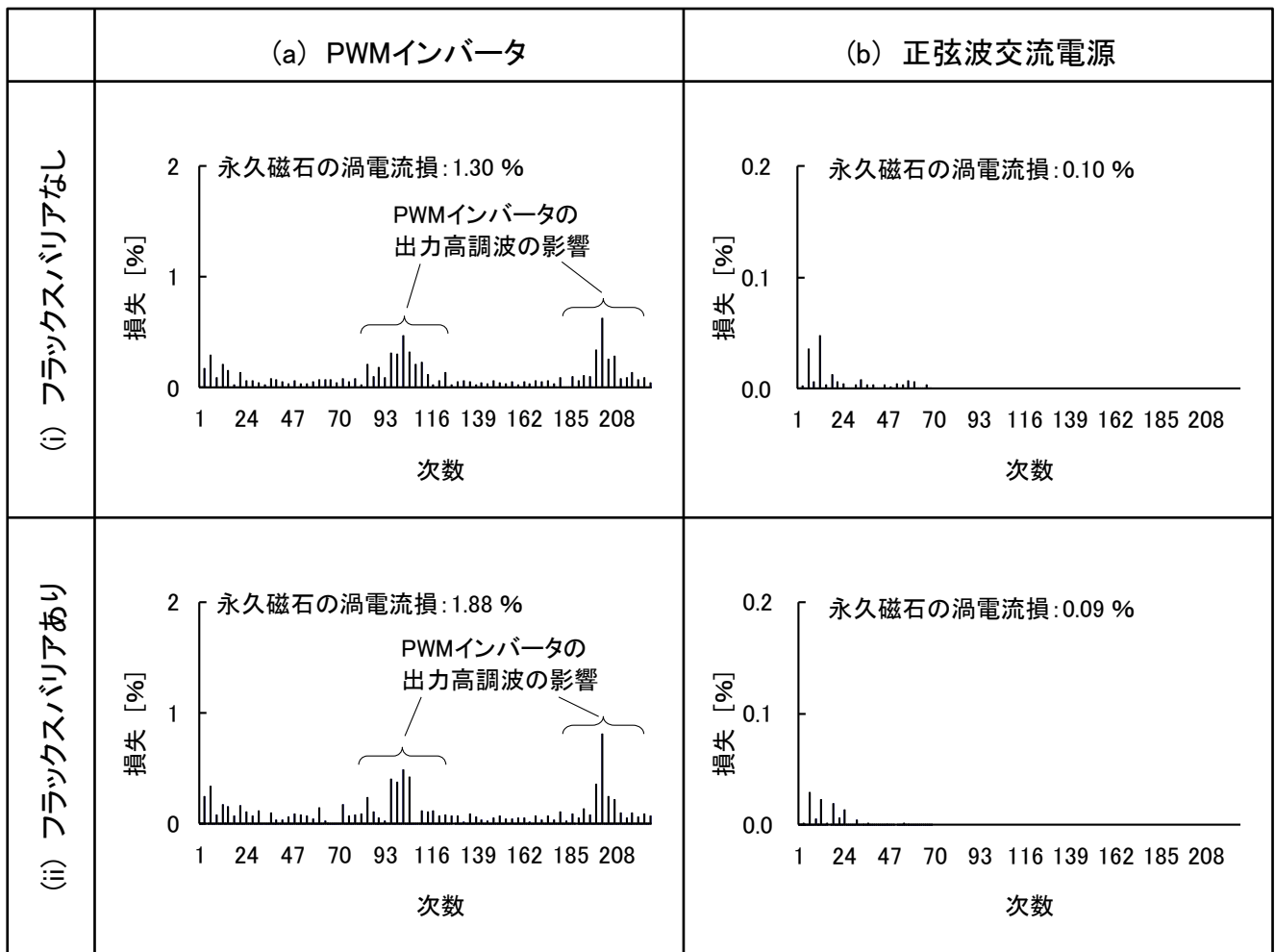


図3.14 永久磁石の渦電流損の調波分析結果(1075min⁻¹)

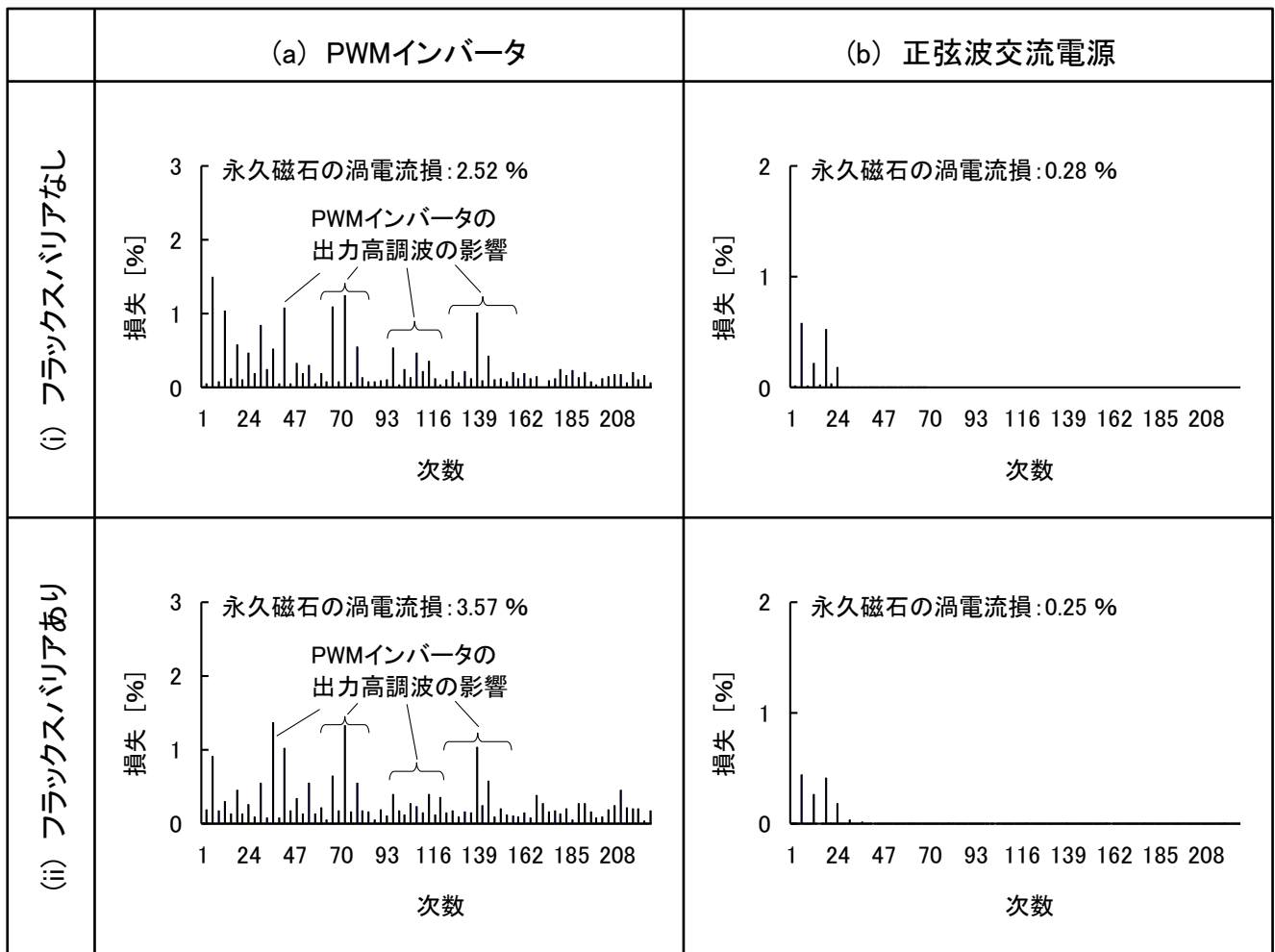


図3.15 永久磁石の渦電流損の調波分析結果(3115min⁻¹)

以上より、正弦波交流電源で駆動した場合、回転子にフラックスバリアを設けると、電機子反作用の影響を抑制し、5次および7次の高調波電流が減少し、鉄損および永久磁石の渦電流損を低減できることが明らかとなった。しかしながら、正弦波交流電源で駆動した場合と比べて、PWMインバータ駆動時では、PWMインバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が増大すること、フラックスバリアを有するType-Bのモータでは、モータのインダクタンスが小さくなるため、固定子ならびに永久磁石の渦電流損が増大することが明らかとなった。そこで、次節では、フラックスバリアを有するType-Bのモータの固定子巻線の巻数を増やして高インダクタンス化したIPMモータを試作し、実測により提案手法の有用性を検証する。

3.3 固定子巻線の高インダクタンス化による損失低減

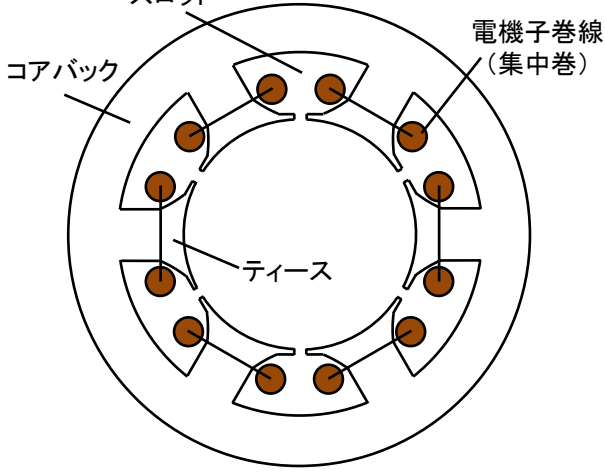
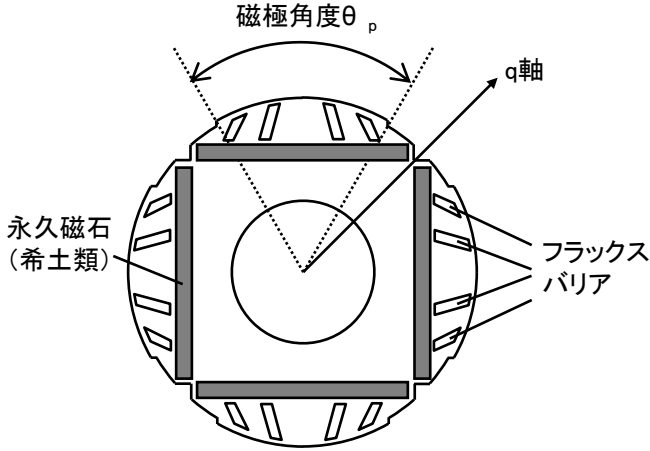
フラックスバリアを有するType-Bのモータの固定子巻線の巻数を増やして高インダクタンス化したIPMモータをType-Cとする。

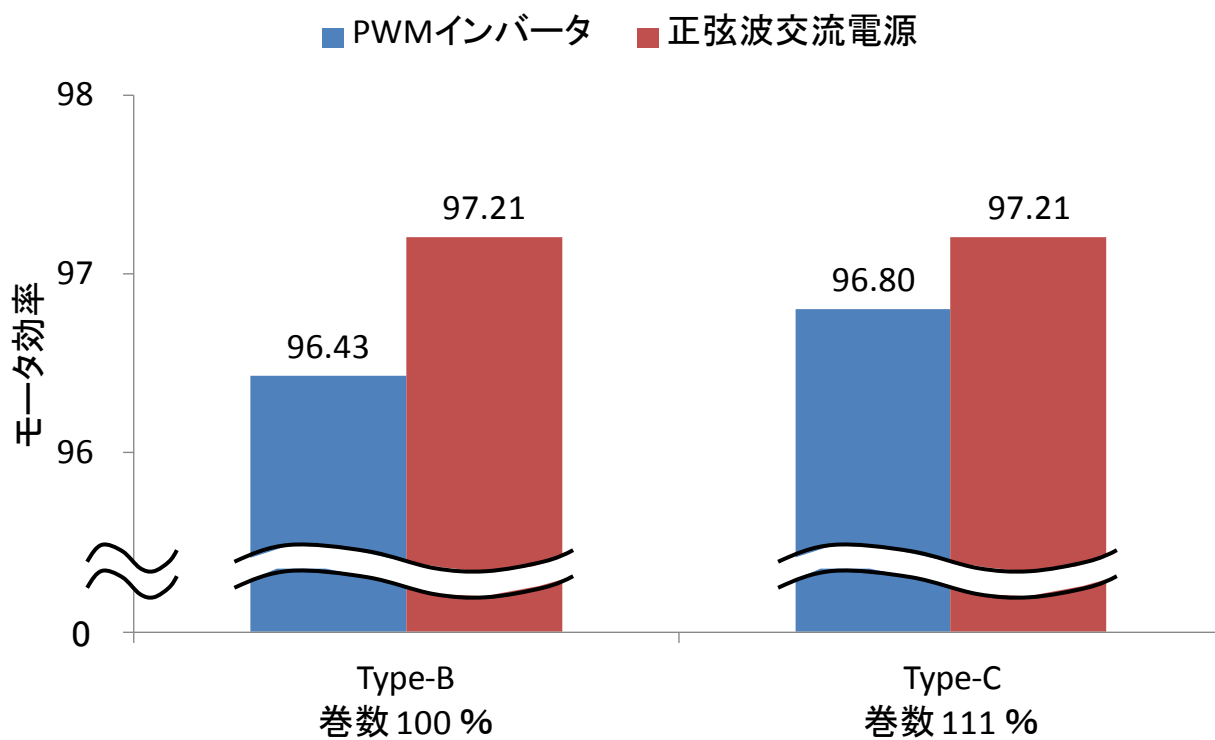
表3.7にType-Cのモータの概略形状、ならびに主要諸元を示す。回転子は、Type-Bのモータと同じものを使用した。固定子Iに対して、電機子巻線の線径を94%と小さくし、巻数を111%に増やした固定子IIを使用した。以下、Type-Cのモータの特性を実測し、前述したフラックスバリアを有するType-Bのモータの特性と比較することで、固定子巻線を高インダクタンス化した効果を検証する。

Type-Cのモータの特性は、図3.6(b)に示した試験装置を用いて、PWMインバータと正弦波交流電源で駆動した場合の二通りを測定した。前節と同様の手法で、IPMモータの空間高調波磁束とPWMインバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を分離した。測定項目は、表3.4(b)に示した測定条件における回転速度、負荷トルク、端子電圧、電機子電流、モータ入力、モータ効率、電機子電流の波形および位相 β である。

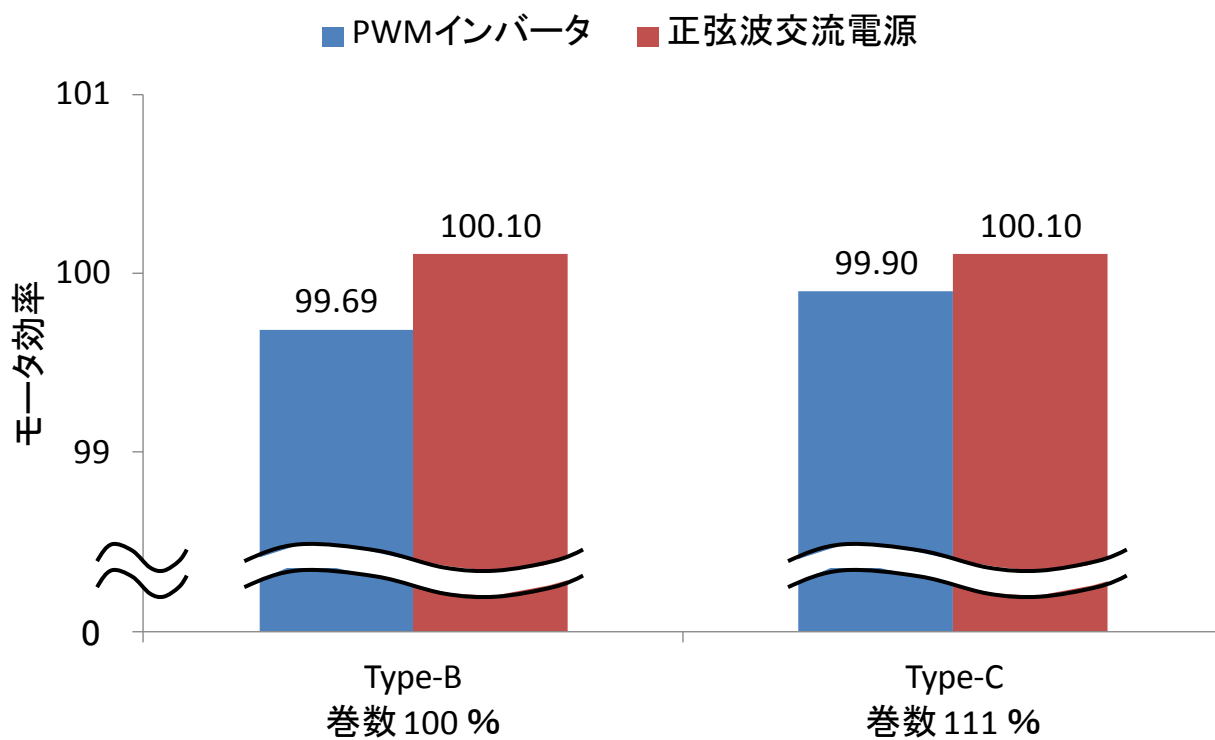
図3.16にモータ効率の測定結果を示す。図において、(a)は 1075 min^{-1} 時、(b)

表3.7 Type-Cのモータの概略形状, ならびに主要諸元

項目	単位	Type-C
固定子の断面	-	<p>固定子II: 巻数 111 %</p> 
回転子の断面	-	<p>回転子II: フラックスバリアあり</p> 
極数	-	4
スロット数	-	6
最大出力	kW	2.2
固定子外径	mm	112
積厚	mm	55
エアギャップ	mm	0.6
巻線仕様	-	三相 二並列Y結線 集中巻
巻数	%	111.4
線径	%	94.3
電機子巻線抵抗 R_a	Ω	0.64
d軸同期インダクタンス L_d	mH	12.98
q軸同期インダクタンス L_q	mH	15.86
誘導起電力定数 K_e	V/rad/s	0.215
誘導起電力の波形ひずみ率	%	6.1



(a) 1075min⁻¹



(b) 3115min⁻¹

図3.16 モータ効率の測定結果

は 3115 min^{-1} 時である。ここで、モータ効率は、 3115 min^{-1} 時の Type-A のモータの計算値を基準とした。これらの図より、正弦波交流電源で駆動した場合、Type-B と Type-C のモータ効率は同じであるが、PWM インバータ駆動時のモータ効率は、Type-B のモータに対して、低速および高速時ともに Type-C のモータの方が高いことがわかる。

以上より、固定子巻線の巻数を増やすことで、PWM インバータ駆動時の効率が向上することがわかった。その理由を明らかにするため、モータの電機子電流の調波分析、ならびにモータの損失分離を行った。

図 3.17 および図 3.18 に 1075 min^{-1} および 3115 min^{-1} における電機子電流を調波分析した結果を示す。図において、(a)は PWM インバータ駆動、(b)は正弦波交流電源で駆動した場合である。ここで、電機子電流は、各運転条件での基本波実効値を基準とした。これらの図より、Type-B のモータに対して、Type-C のモータは、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が低減していることがわかる。固定子巻線の巻数を増やすと、巻数の二乗に比例して、モータのインダクタンスが大きくなり、この影響で高調波電流が低減したと考えられる。一方、正弦波交流電源で駆動した場合は、低速および高速時ともに固定子巻線の巻数を増やしても、電機子電流の高調波成分は変化していない。

図 3.19 にモータの損失の測定結果を示す。図において、(a)は 1075 min^{-1} 時、(b)は 3115 min^{-1} 時である。ここで、損失は、 3115 min^{-1} 時の Type-A のモータの全損失の計算値を基準とした。これらの図より、正弦波交流電源で駆動した場合、Type-B と Type-C のモータの損失は同じであるが、PWM インバータ駆動時のモータの損失は、Type-B のモータに対して、低速および高速時ともに Type-C のモータの方が低減していることがわかる。

以上より、PWM インバータ駆動時は、固定子巻線の巻数を増やすことで、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波電流の増加を抑制し、高調波による損失を低減できることを示した。

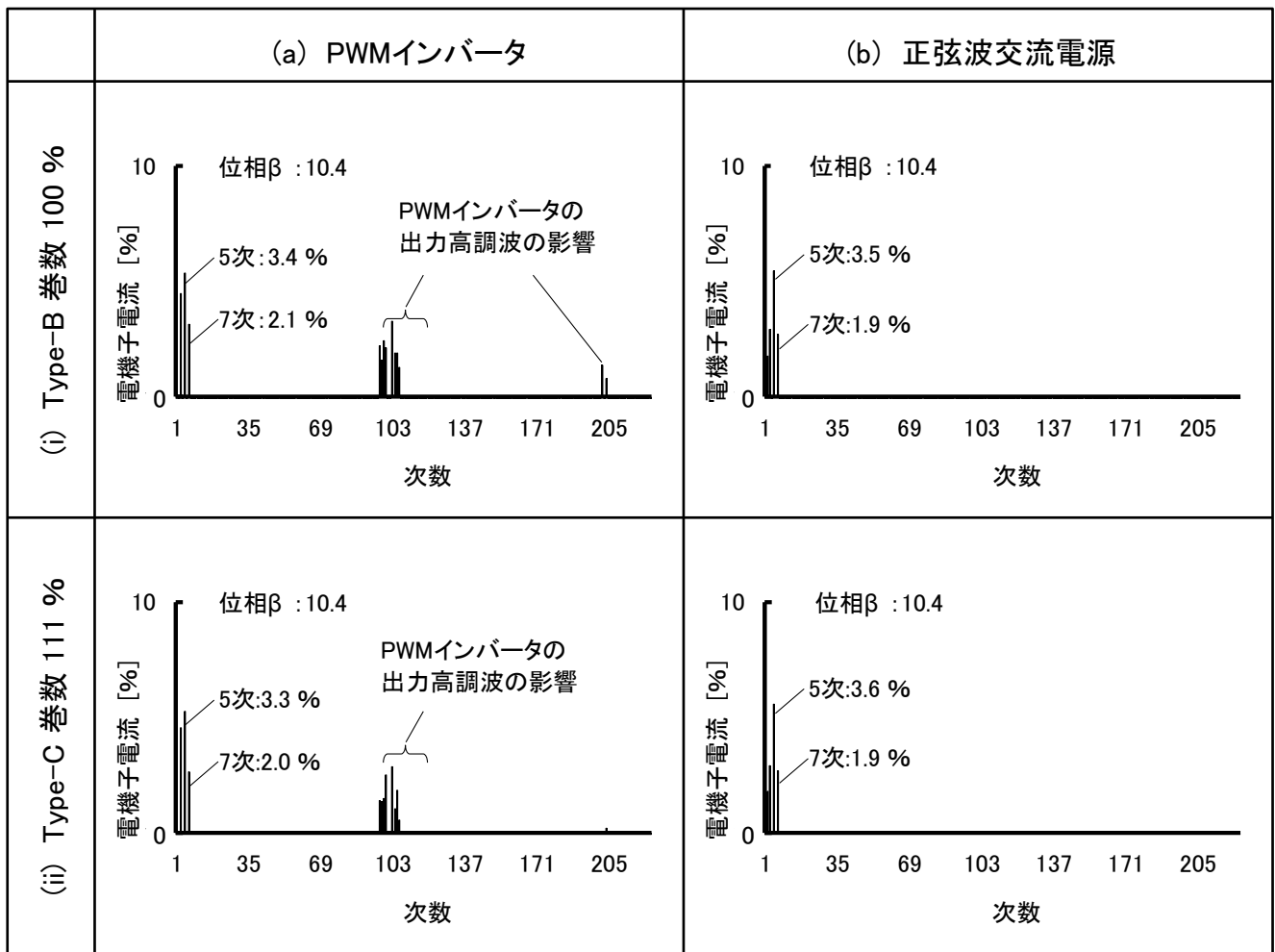


図3.17 モータの電機子電流の調波分析結果(1075min⁻¹)

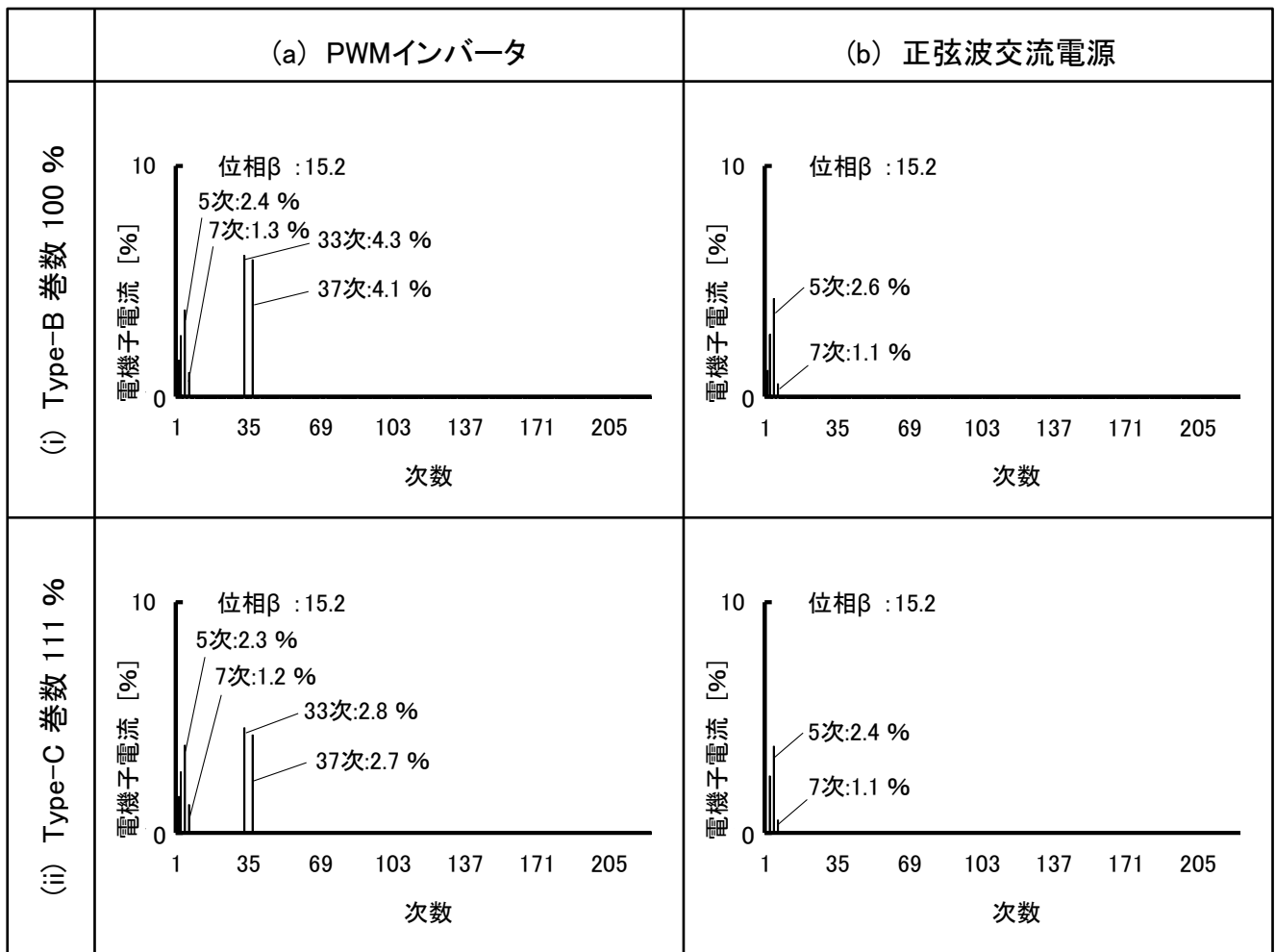
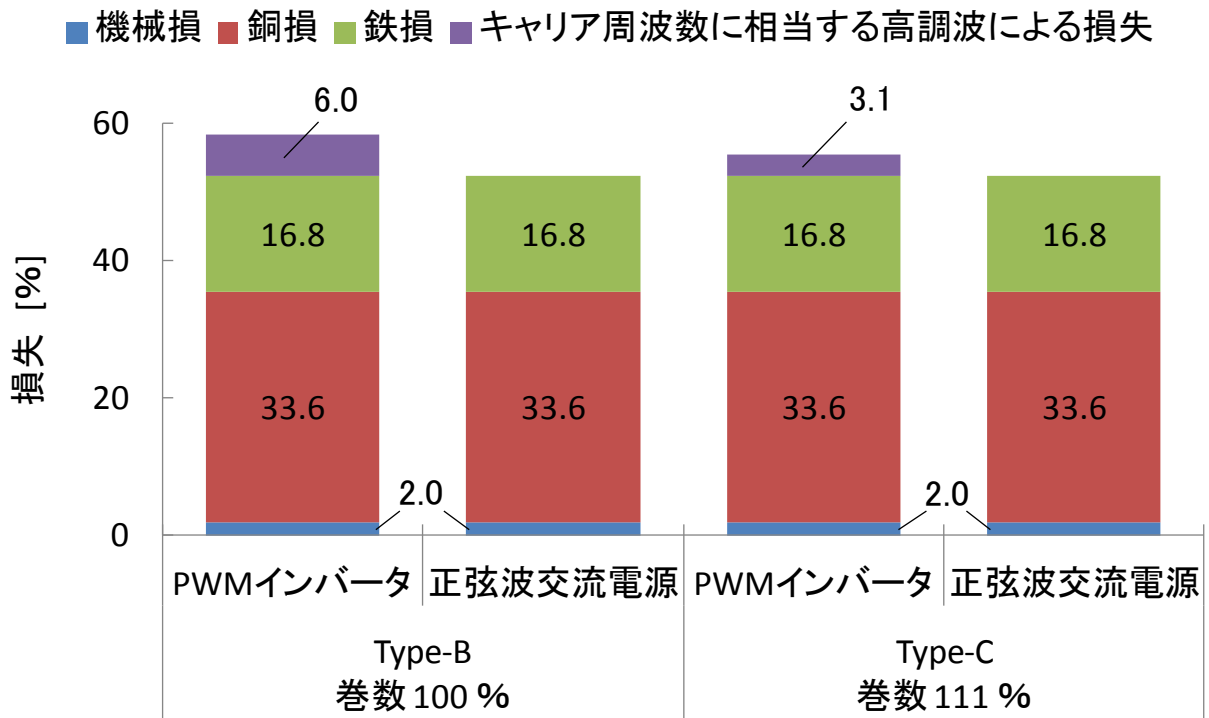
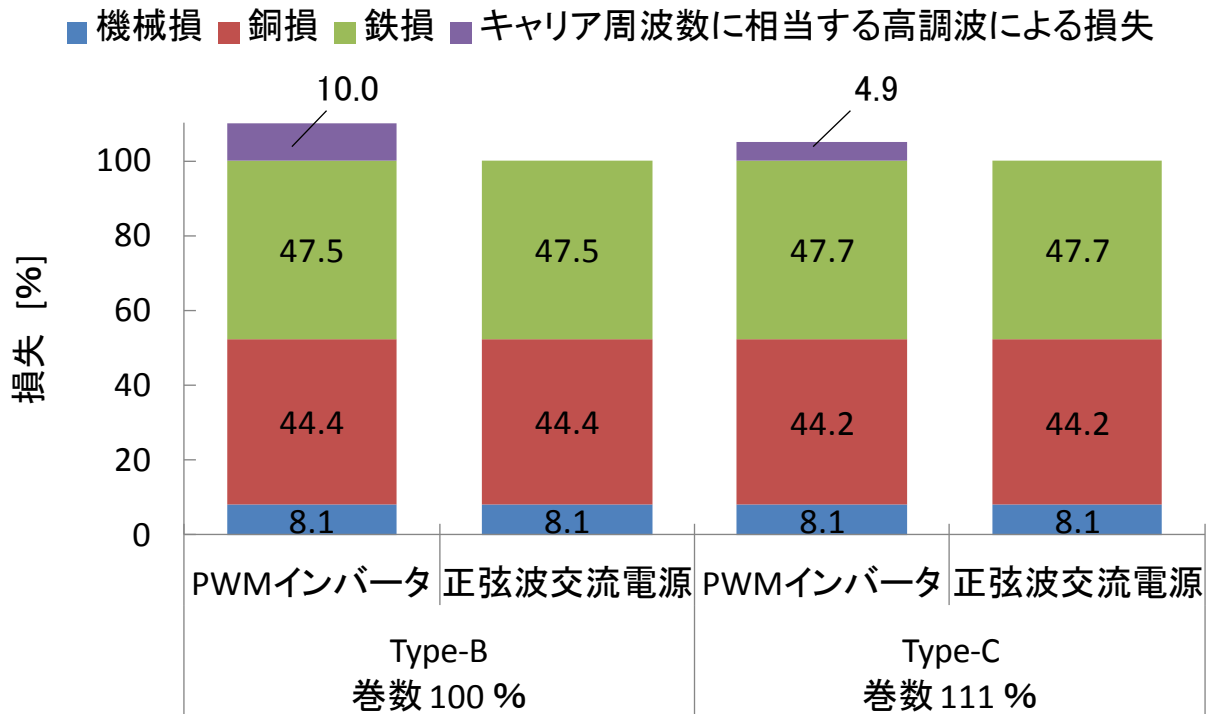


図3.18 モータの電機子電流の調波分析結果(3115min⁻¹)



(a) 1075min⁻¹



(b) 3115min⁻¹

図3.19 モータの損失の測定結果

3.4 磁界解析に基づく高調波損失の分析

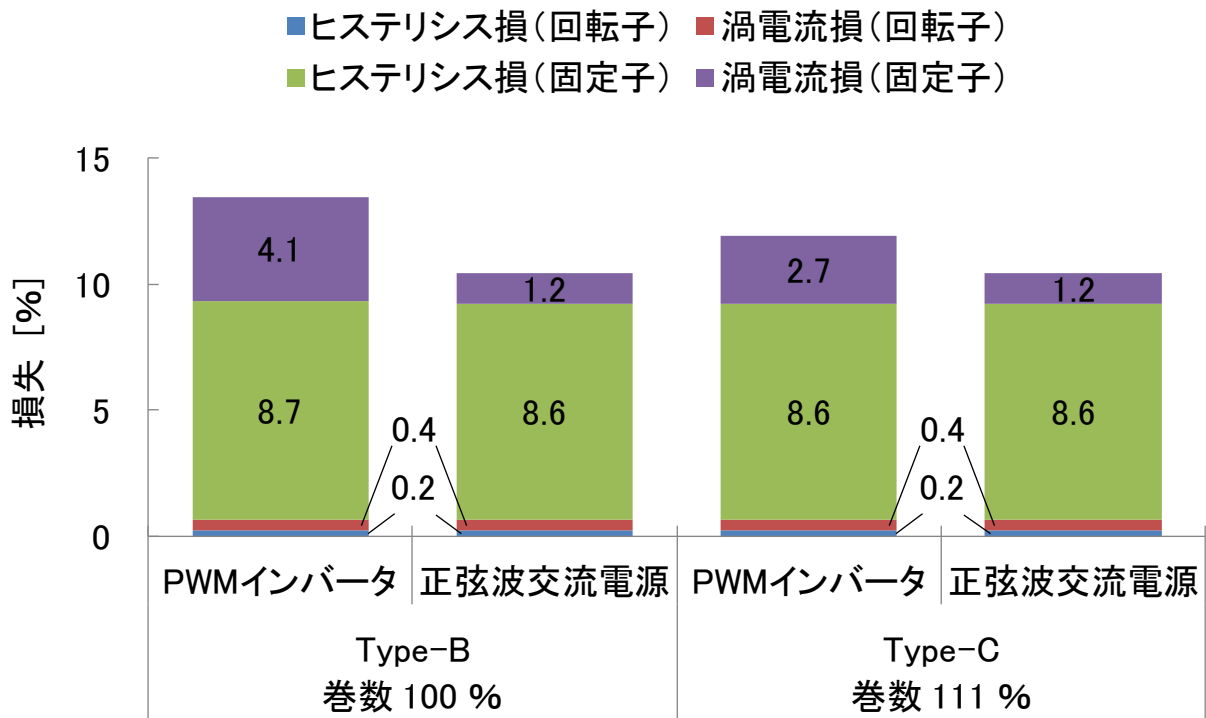
ここでは、Type-C のモータを対象に、実測の電機子電流を入力とした磁界解析をもとに、モータの損失を算定するとともに、損失の発生要因について考察する。

磁界解析において計算する損失は、3.2 節と同様に、回転子鉄心および固定子鉄心の鉄損^{(52), (53)}、ならびに永久磁石の渦電流損とした。また、表 3.6 に示したように、解析条件も 3.2 節と同様とし、時間刻みは、低速および高速時ともに電気角の 1 周期を 900 ステップとし、電機子電流の高調波次数は 225 次まで考慮した。

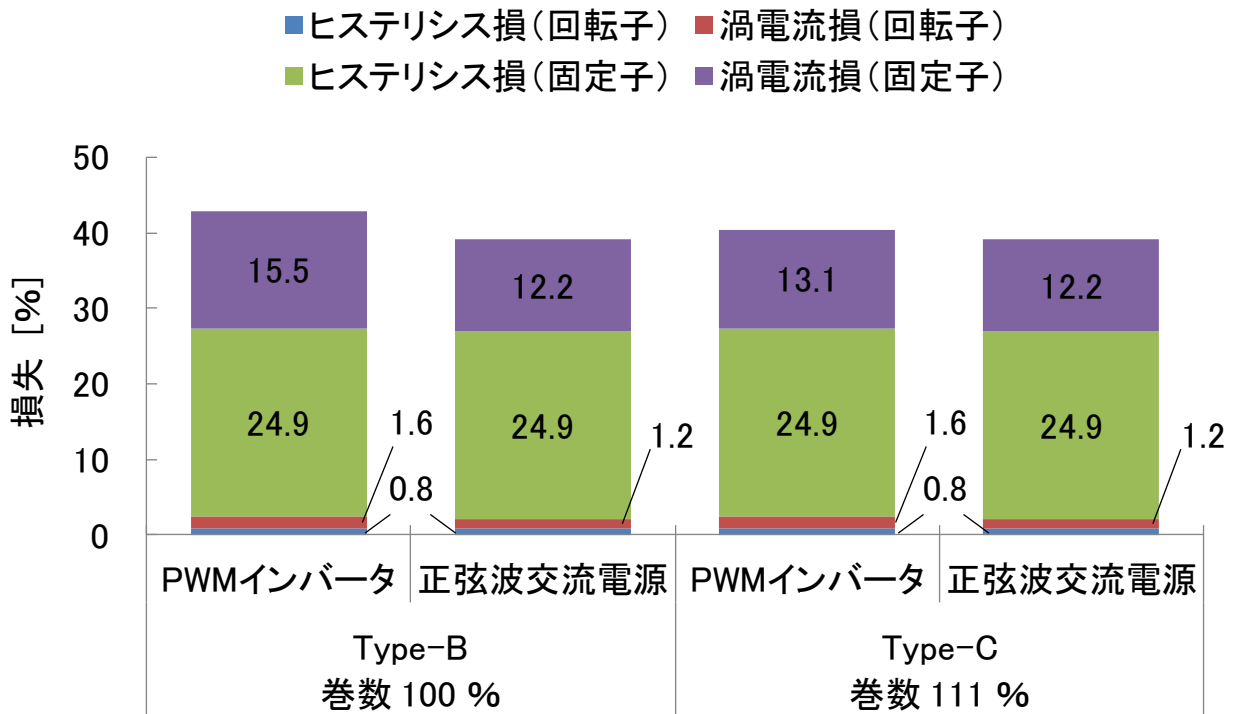
図 3.20 にモータの鉄損の計算結果を示す。図において、(a)は 1075 min^{-1} 時、(b)は 3115 min^{-1} 時である。ここで、鉄損は、 3115 min^{-1} 時の Type-A のモータの全損失の計算値を基準とした。これらの図より、正弦波交流電源で駆動した場合、低速および高速時ともに Type-B と Type-C のモータの鉄損は同じであるが、固定子巻線の巻数を増やすと、PWM インバータ駆動時では、固定子鉄心の渦電流損が低減していることがわかる。これは、図 3.17 および図 3.18 に示したように、固定子巻線の巻数を増やすと、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が減少するためと考えられる。

図 3.21 および図 3.22 に 1075 min^{-1} および 3115 min^{-1} における永久磁石の渦電流損を調波分析した結果を示す。図において、(a)は PWM インバータ駆動時、(b)は正弦波交流電源で駆動した場合である。これらの図より、正弦波交流電源で駆動した場合、低速および高速時ともに Type-B と Type-C のモータの永久磁石の渦電流損は同じであるが、固定子巻線の巻数を増やすと、PWM インバータ駆動時では、永久磁石の渦電流損が低減していることがわかる。これは、前述した鉄損と同様に、固定子巻線の巻数を増やすと、PWM インバータのキャリア周波数に相当する高調波電流が減少するためと考えられる。

図 3.23 にモータのインダクタンスとキャリア周波数相当の高調波による損失の関係を示す。図において、横軸は、d 軸同期インダクタンス L_d と q 軸同期イ



(a) 1075min⁻¹



(b) 3115min⁻¹

図3.20 モータの鉄損の計算結果

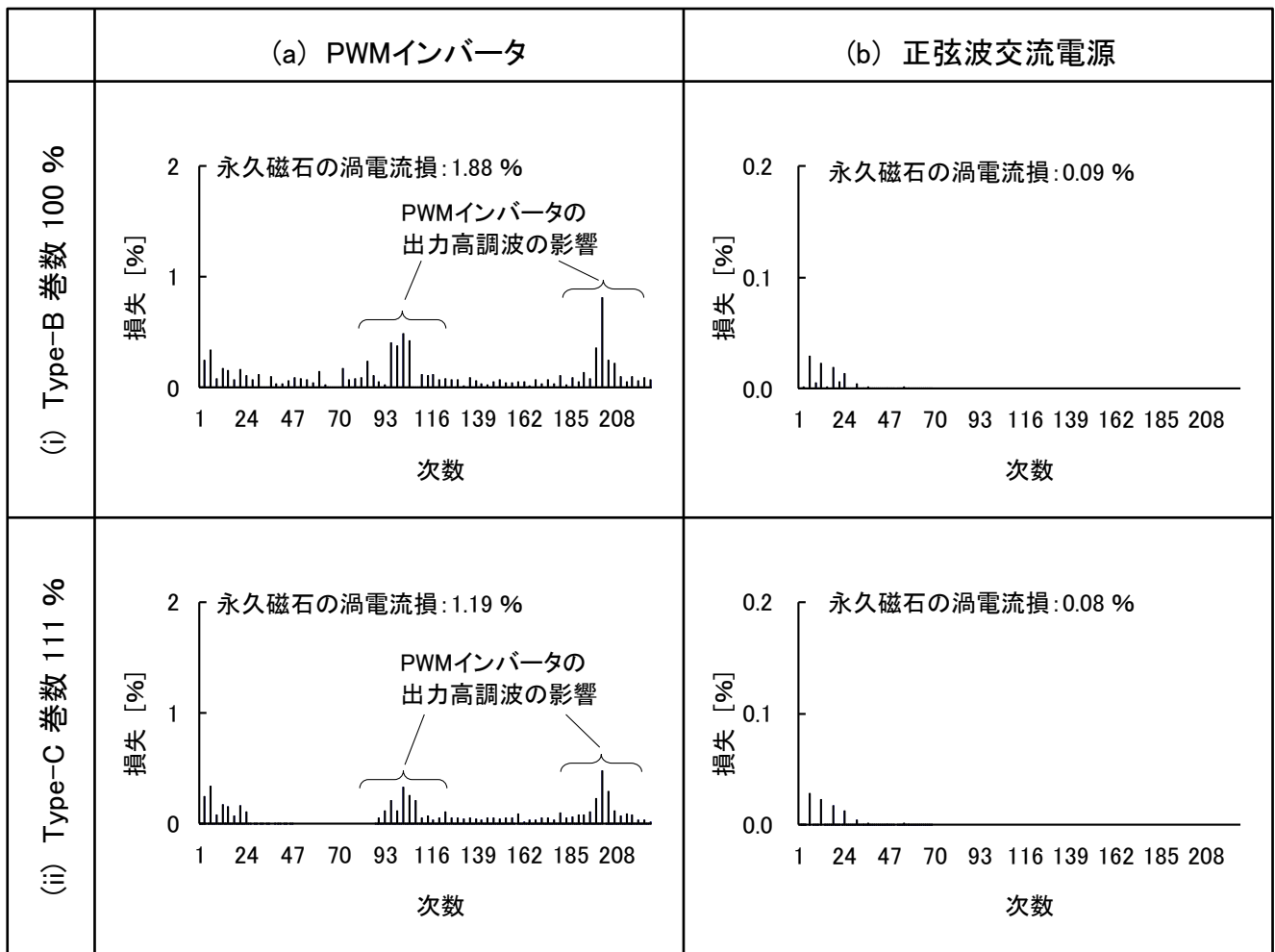


図3.21 永久磁石の渦電流損の調波分析結果(1075min⁻¹)

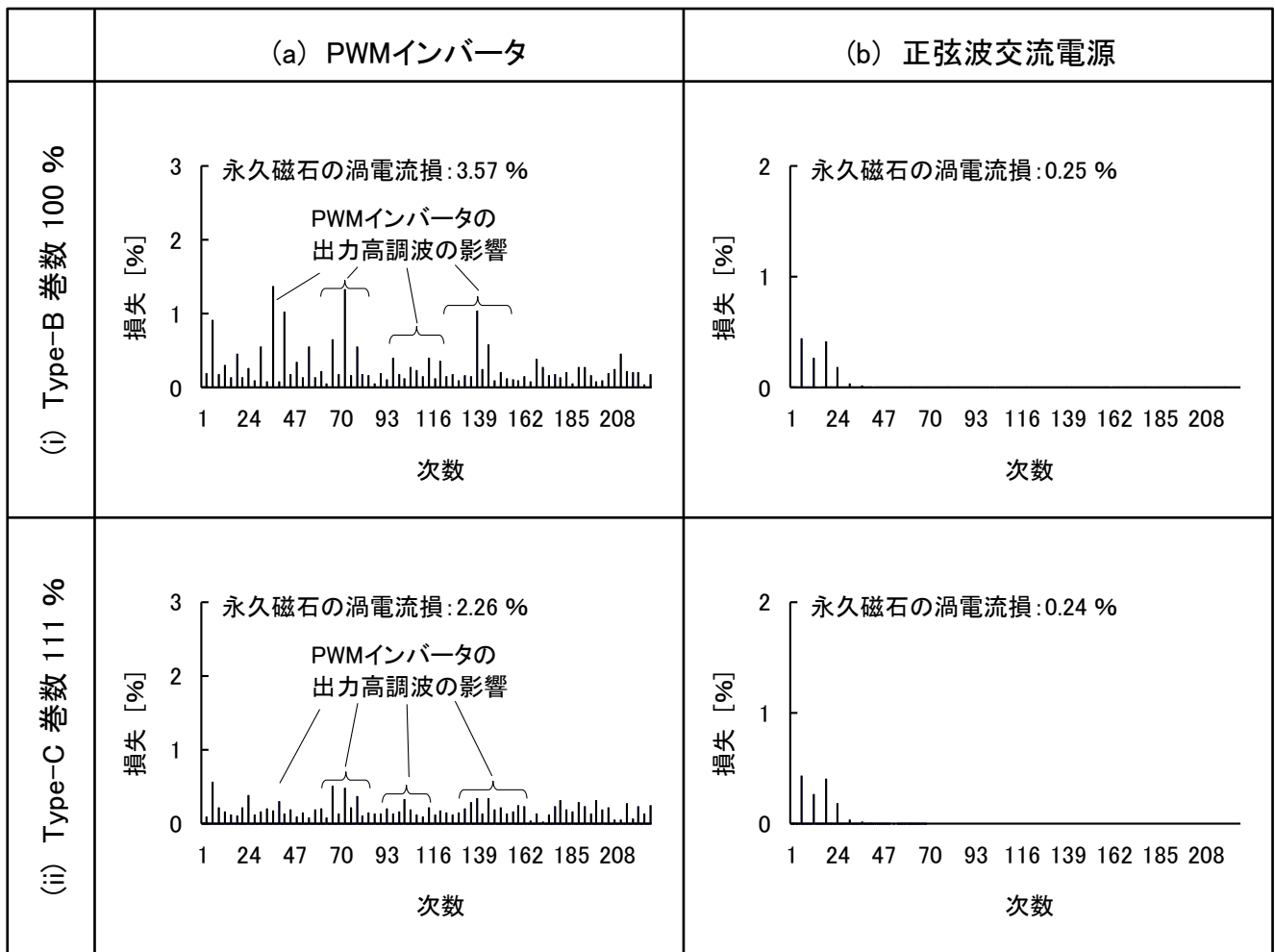


図3.22 永久磁石の渦電流損の調波分析結果 (3115min^{-1})

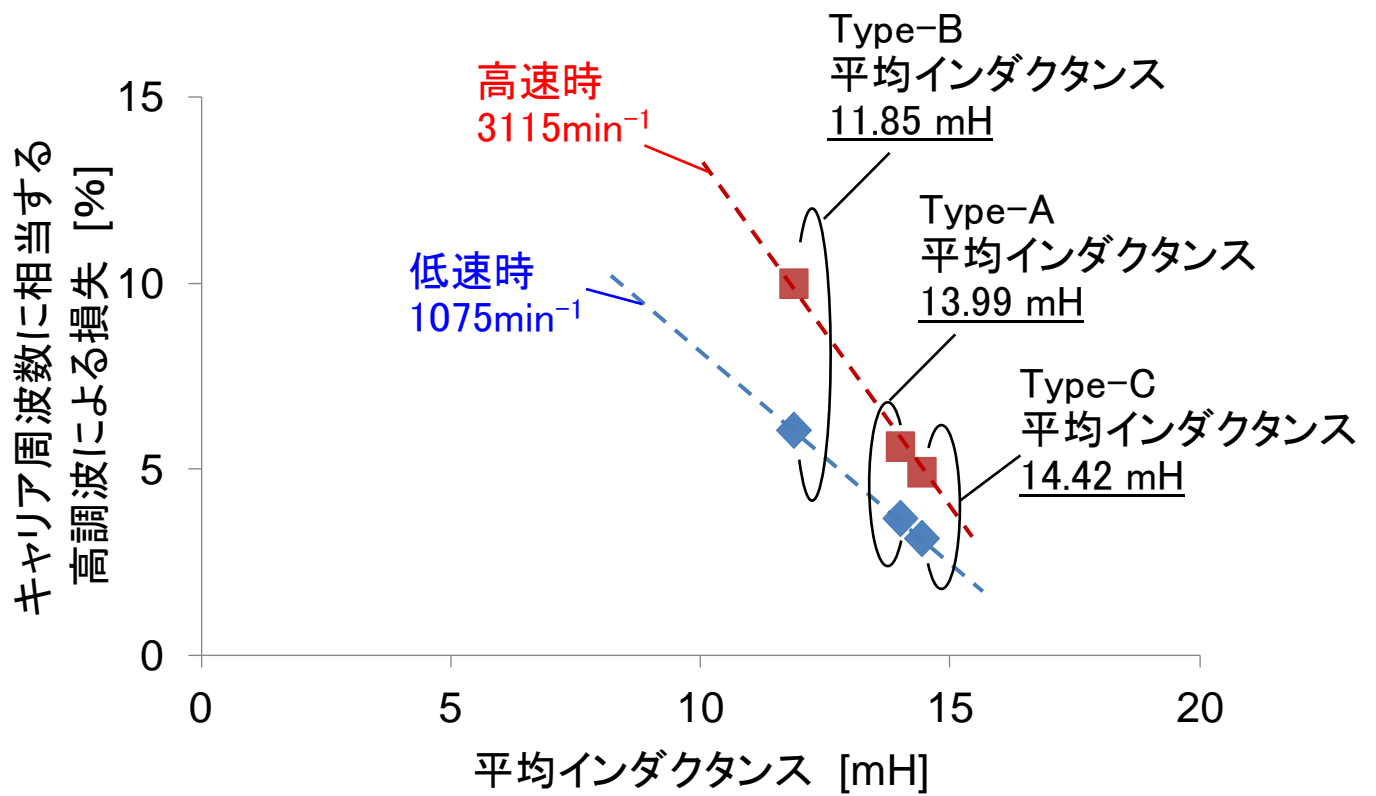


図3.23 モーターのインダクタンスとキャリア周波数相当の高調波による損失の関係

インダクタンス L_q の平均値である。これをみると、低速および高速時ともに平均インダクタンスが大きくなるに従い、キャリア周波数に相当する高調波による損失が減少していることがわかる。

以上より、PWM インバータ駆動時は、固定子巻線の巻数を増やすなどモータの高インダクタンス化が必要であることを示した。

3.5 まとめ

本章では、磁界解析に基づいて、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにした。次いで、電機子反作用によって生じる損失を低減するため、回転子のフラックスバリアの最適な形状と配置を提案した。これに基づいて、フラックスバリア構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証した。

また、PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにし、固定子巻線の高インダクタンス化による損失低減を提案するとともに、試作 IPM モータによりその効果を検証した。

以上の考察を通じて、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束より PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束の方がモータ損失に及ぼす影響が大きいことが明らかとなった。さらに、PWM インバータで駆動した場合、フラックスバリアなしの IPM モータにおいて、正弦波交流電源で駆動した場合と比較して、PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束が増大し、固定子鉄心の渦電流損、ならびに永久磁石の渦電流損が増加することが明らかとなった。さらに、これらの損失は、固定子巻線の巻数を増やして高インダクタンス化することで低減可能であることを示した。

また、正弦波交流電源で駆動した場合、フラックスバリアなしの IPM モータは、電機子反作用によって 5 次および 7 次の空間高調波磁束が増大し、固定子鉄心および回転子鉄心の鉄損、ならびに永久磁石の渦電流損が増加することが明らかとなった。さらに、これらの損失は、回転子のフラックスバリアの最適

な形状と配置によって低減可能であることを示した。

第4章 回転子のスキュー構造による損失低減

4.1 本章の目的

集中巻の IPM モータの場合、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束によって、モータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力が増大し、モータ効率の低下や、振動・騒音の増大の原因になることが指摘されている⁽¹⁵⁾。IPM モータにおいて、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力を小さくするには、回転子の永久磁石を軸方向に分割し、その分割面で周方向に永久磁石配置をずらすことで低減させるスキュー構造が一般的に知られている^{(46)・(48)}。しかしながら、このようなスキュー構造では、永久磁石の数が増えて加工費が増え、さらに回転子が組み立てにくくなるなどコスト増の要因となる。また、永久磁石の有効磁束が減少し、モータ効率やトルクが低下する。そのため、モータ性能を維持しながら製作の容易な回転子のスキュー構造の検討が必要である。

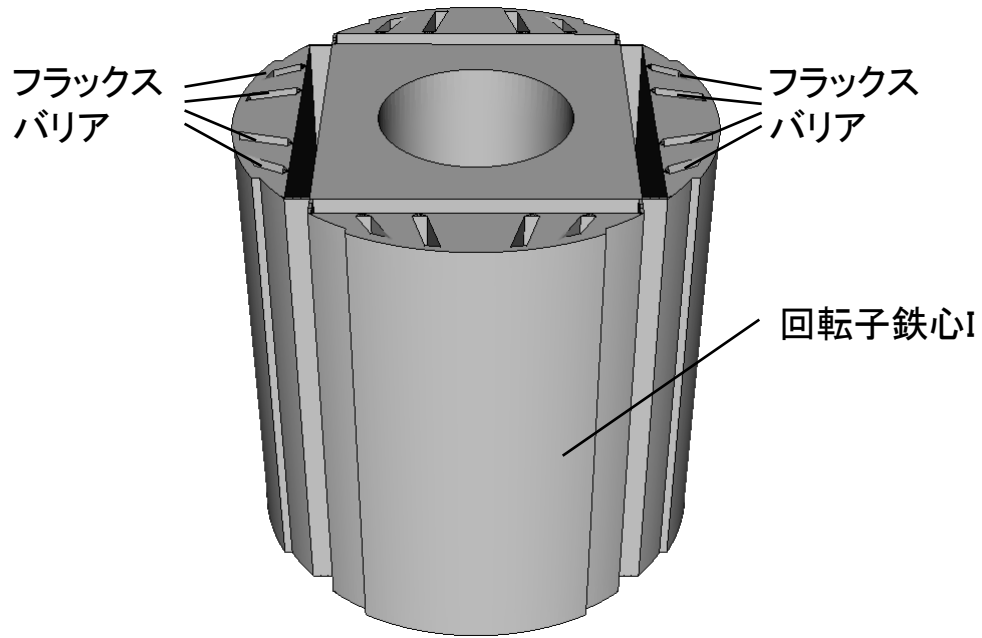
本章では、磁界解析に基づいて、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束がモータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力など振動要因に及ぼす影響を明らかにする。次いで、効率改善と、振動・騒音の抑制を図るため、モータ性能を維持しながら製作の容易な回転子のスキュー構造を提案する。すなわち、回転子断面が異なる 2 種類の回転子鉄心を軸方向に 3 段組み合わせることで、永久磁石回転子がスキュー構造となる IPM モータを提案し、三次元磁界解析によって回転子断面の最適形状を明らかにする。さらに、永久磁石回転子がスキュー構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証する。

4.2 提案する回転子のスキュー構造の概要

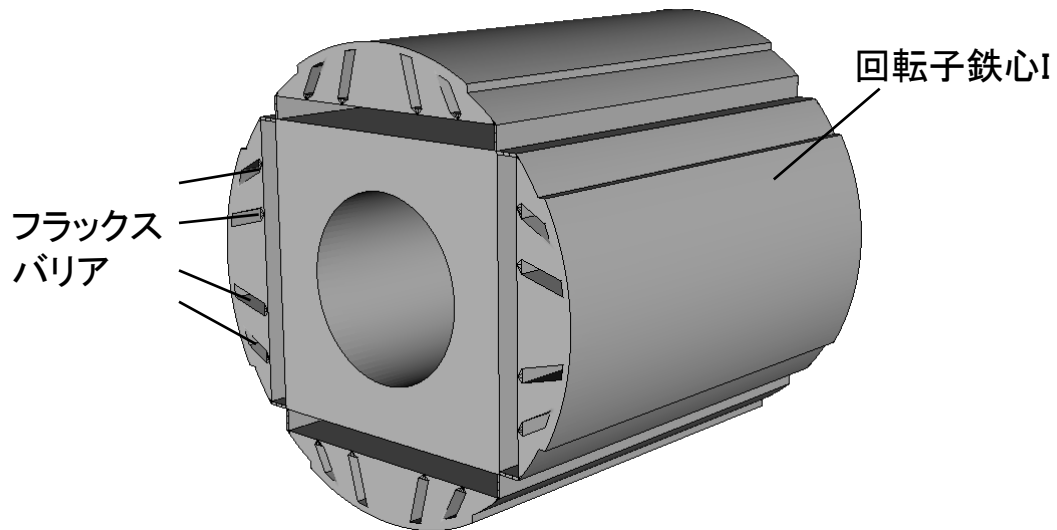
表 4.1 にスキューなしのモータ、表 4.2 にスキューありのモータの概略形状、ならびに主要諸元、図 4.1 にスキューなしの回転子 I、図 4.2 にスキューありの

表4.1 スキューなしのモータの概略形状, ならびに主要諸元

項目	単位	諸元
固定子の断面	-	<p>固定子: スキューなし</p>
回転子の断面	-	<p>回転子I: スキューなし 磁極角度$\theta_A = \theta_B$</p>
極数	-	4
スロット数	-	6
最大出力	kW	11
固定子外径	mm	132
積厚	mm	70
エアギャップ	mm	0.8
巻線仕様	-	三相 二並列Y結線 集中巻
電機子巻線抵抗 R_a	Ω	0.253
d軸同期インダクタンス L_d	mH	2.43
q軸同期インダクタンス L_q	mH	2.86
誘導起電力定数 K_e	V/rad/s	0.167



(a) 横

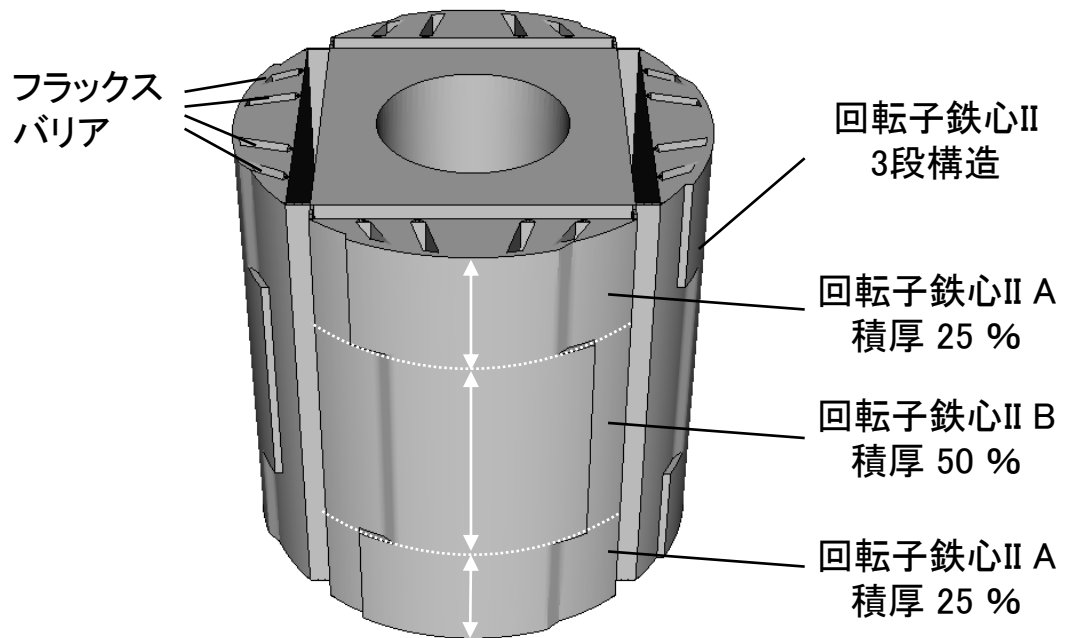


(b) 傾斜

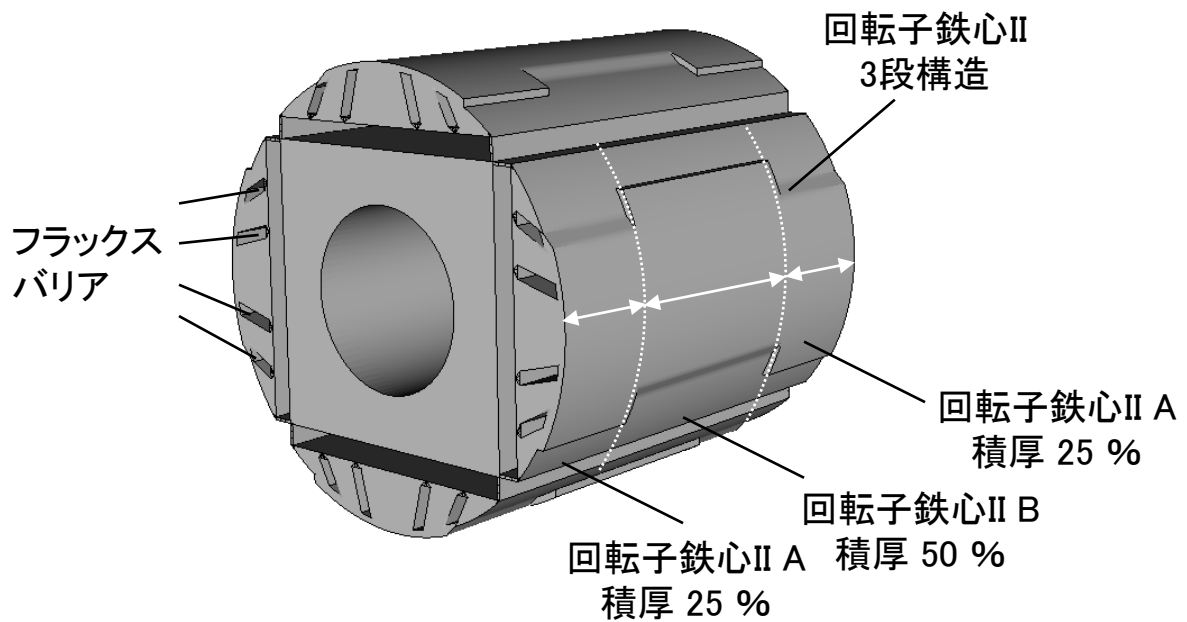
図4.1 スキューなしの回転子Iの外観

表4.2 スキューありのモータの概略形状, ならびに主要諸元

項目	単位	諸元
固定子の断面	-	<p>固定子: スキューなし</p>
回転子の断面	-	<p>回転子II A: 断面A / 磁極角度$\theta_A < \theta_B$</p>
		<p>回転子II B: 断面B / 磁極角度$\theta_A > \theta_B$</p>
極数	-	4
スロット数	-	6
最大出力	kW	11
固定子外径	mm	132
積厚	mm	70
エアギャップ	mm	0.8
巻線仕様	-	三相 二並列Y結線 集中巻
電機子巻線抵抗 R_a	Ω	0.253
d軸同期インダクタンス L_d	mH	2.42
q軸同期インダクタンス L_q	mH	2.95
誘導起電力定数 K_e	V/rad/s	0.166



(a) 横



(b) 傾斜

図4.2 スキューありの回転子IIの外観

回転子 II の外観を示す。

スキューなしのモータは、4極6スロット集中巻で、スキューを設けていない固定子を組み合わせた構造となっている。固定子は、第3章で検討した固定子と同様で、ティース先端の根元を円弧上とし、無負荷時の誘導起電力が略正弦波となるようにしている⁽²³⁾。回転子 I は、第3章で検討した IPM 構造と同様で、永久磁石の端部漏れ磁束を低減するため、永久磁石の極間部の鉄心を切削加工するとともに⁽²²⁾、回転子鉄心外側の外周部に段差を設け、磁極角度 θ_A と θ_B を足し合わせて 60 度程度にしている⁽²²⁾。さらに、電機子反作用による鉄損の増加を抑制するとともに、コギングトルクを低減するため、磁極部にフラックスバリアを設けている。なお、回転子 I は、図 4.1 に示すように、軸方向に対して、同一の回転子断面を積み上げて回転子鉄心 I を形成し、スキューは設けていない。

スキューありのモータは、固定子はスキューなしのモータと同じである。回転子 II は、磁極角度を $\theta_A < \theta_B$ とした回転子断面 A と磁極角度を $\theta_A > \theta_B$ とした回転子断面 B の異なる 2 種類の回転子鉄心を軸方向に 3 段組み合わせて形成している。回転子断面 A と回転子断面 B では、磁束密度分布が異なるため、軸方向に対して、磁束の変化を持たせたスキュー構造となる⁽⁵⁴⁾。

以上より、提案する永久磁石回転子のスキュー構造は、従来の永久磁石を軸方向に分割し、その分割面で周方向に永久磁石配置をずらすことで低減させるスキュー構造と比べて、製作が容易になるものと考えられる。

4.3 磁界解析に基づく回転子のスキュー構造の検討

ここでは、4.2 節で述べた IPM モータを対象に、三次元磁界解析によるモータ特性を計算する方法ならびにモータ特性を計算した結果について述べる。

4.3.1 解析条件および解析方法

磁界解析においては、表 4.3 に示すような無負荷時では、誘導起電力およびコギングトルク、平均トルクが $9.4 \text{ N} \cdot \text{m}$ とした負荷時では、電機子電流、モータ効率、銅損、鉄損、トルクリプルおよび電磁加振力を計算する。

表4.3 解析条件

項目	単位	(a) 無負荷時	(b) 負荷時
回転速度	min ⁻¹	3600	
解析ステップ数	—	180	
端子電圧	V	—	160
考慮した高調波次数の数	—	—	1(基本波のみ)
永久磁石	—	ネオジム磁石	
永久磁石の導電率	S/m	—	6.7 x 10 ⁵
電磁鋼板	—	35A300	
平均トルク	N・m	—	9.4

ここで、モータの振動および騒音の主な原因には固定子の円環振動がある。すなわち、固定子に作用する電磁加振力によって、固定子に変形して振動し、騒音が発生する。このときの円環モードを図 4.3 に示す。ここで、 n は振動の節の数である。0 次の円環モードは、固定子が一様に径方向に伸縮するモードである。1 次の円環モードは、モータが偏心している場合で、固定子の変形よりも回転子の変形が問題となる。2 次の円環モードは、楕円状に変形するモードであり、固定子鉄心の振動に対して、大きな影響を与える^{(54)・(57)}。ここで、対象機は 4 極であるため、図 4.3(c) に示すように、点 A から点 C を経て点 B に至る半円周上に N 極と S 極が存在する。1 次の空間高調波の基本波とは、N 極と S 極の 2 極分、すなわち、点 A から点 B を 1 波長とする波のことを意味する。つまり、1 次の空間高調波と 2 次の円環モードが対応する。同様に、図 4.3(d) に示すように、2 次の空間高調波と 4 次の円環モードが対応する。ただし、2 次の円環モードの次数より大きい場合、電磁加振力の振幅は n^4 に反比例するため、2 次の円環モードと比べると振幅が非常に小さく、振動および騒音の問題にはならない。そこで、本解析では、固定子の 2 次の円環モードに着目し、図 4.4 に示す手順に基づいて、電磁加振力の高調波分析を行った。

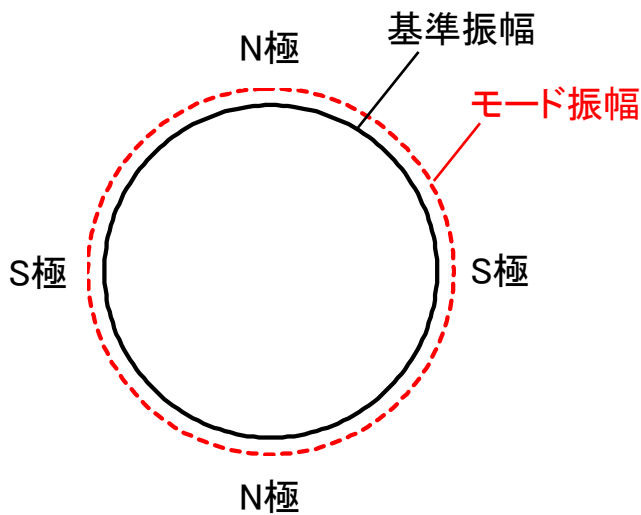
また、図 4.4 に示すように、モータのエアギャップ中の磁束密度を磁界解析で計算し、各点における径方向の電磁加振力 F_r は、マクスウェルの応力方程式を用いて次式のように表される。

$$F_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) \quad (4.1)$$

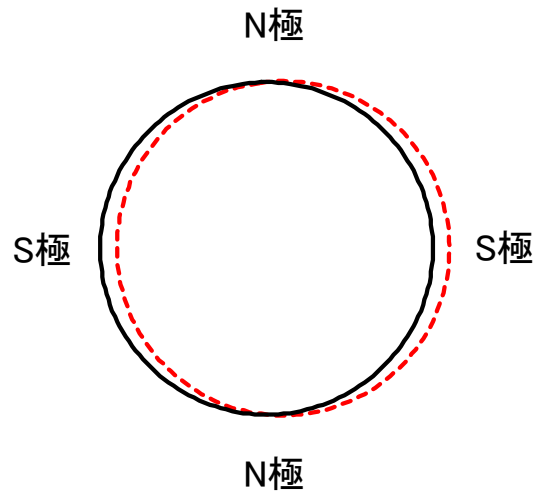
ここで、 B_r : 径方向ギャップ磁束密度、 B_θ : 周方向ギャップ磁束密度、 μ_0 : 真空の透磁率である。

(4.1)式で表される電磁加振力は、空間分布および時系列データであるため、フーリエ級数に展開すると次式で表わされる。

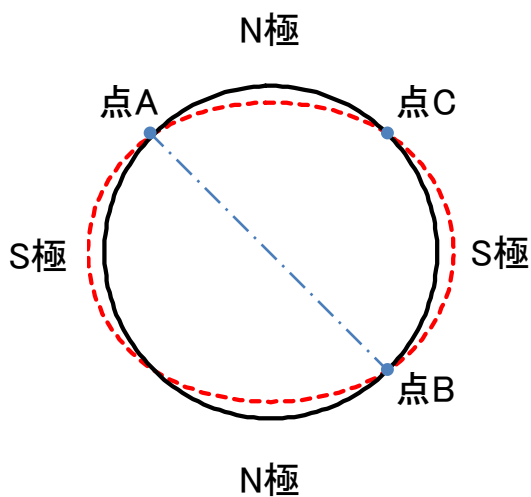
$$F_r(x,t) = \sum_k^K \sum_l^L a_{k,l} \sin(kx - l\omega t + \alpha_{k,l}) \quad (4.2)$$



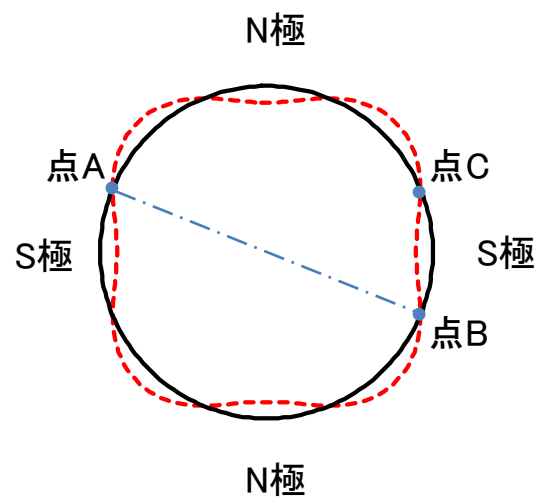
(a) 空間高調波の次数 $k=0$
(円環モードの次数 $n=0$)



(b) 空間高調波の次数 $k=0.5$
(円環モードの次数 $n=1$)



(c) 空間高調波の次数 $k=1$
(円環モードの次数 $n=2$)



(d) 空間高調波の次数 $k=2$
(円環モードの次数 $n=4$)

図4.3 円環モードと空間高調波の次数の関係

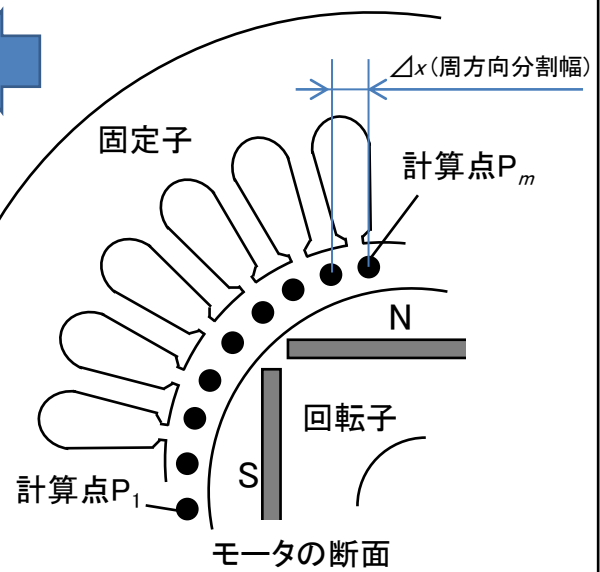
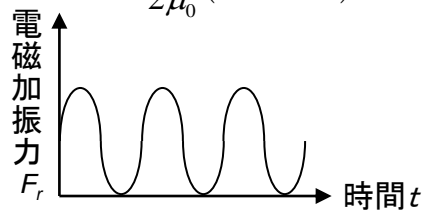
電磁加振力の時系列データ

エアギャップ中の計算点 P_m における磁束密度の抽出

B_r : 径方向ギャップ磁束密度
 B_θ : 周方向ギャップ磁束密度

径方向の電磁加振力 F_r の算出

$$F_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2)$$



電磁加振力の空間分布データ

電磁加振力の空間分布

計算点 P_1

固定子

x 周方向位置

電磁加振力の空間・時間高調波の分析

電磁加振力

時間高調波の次数

空間高調波の次数

フーリエ級数の算出

$$F_r(x, t) = \sum_k^K \sum_l^L a_{k,l} \sin(kx - l\omega t + \alpha_{k,l})$$

図4.4 電磁加振力の高調波分析法

ここで、 x ：周方向の座標、 k ：空間高調波の次数、 K ：空間高調波の最大次数、 l ：時間高調波の次数、 L ：時間高調波の最大次数、 $a_{k,l}$ ：高調波成分の振幅、 $\alpha_{k,l}$ ：高調波成分の位相である。

(4.2)式に示すように、時間高調波の次数 l には正負があり、正の場合は回転子の回転方向と同方向、負の場合は逆方向であることを意味する。

ここで、先に述べた通り、4極のIPMモータを対象とした振動および騒音は、1次の空間高調波、円環モードとしては楕円状の2次が問題となる。また、時間高調波としては、可聴域の1 kHz～3 kHzが問題になることがこれまでの文献で指摘されている^{(54)・(57)}。

以上の点を踏まえて、提案するIPMモータの振動および騒音の低減を図ることとした。

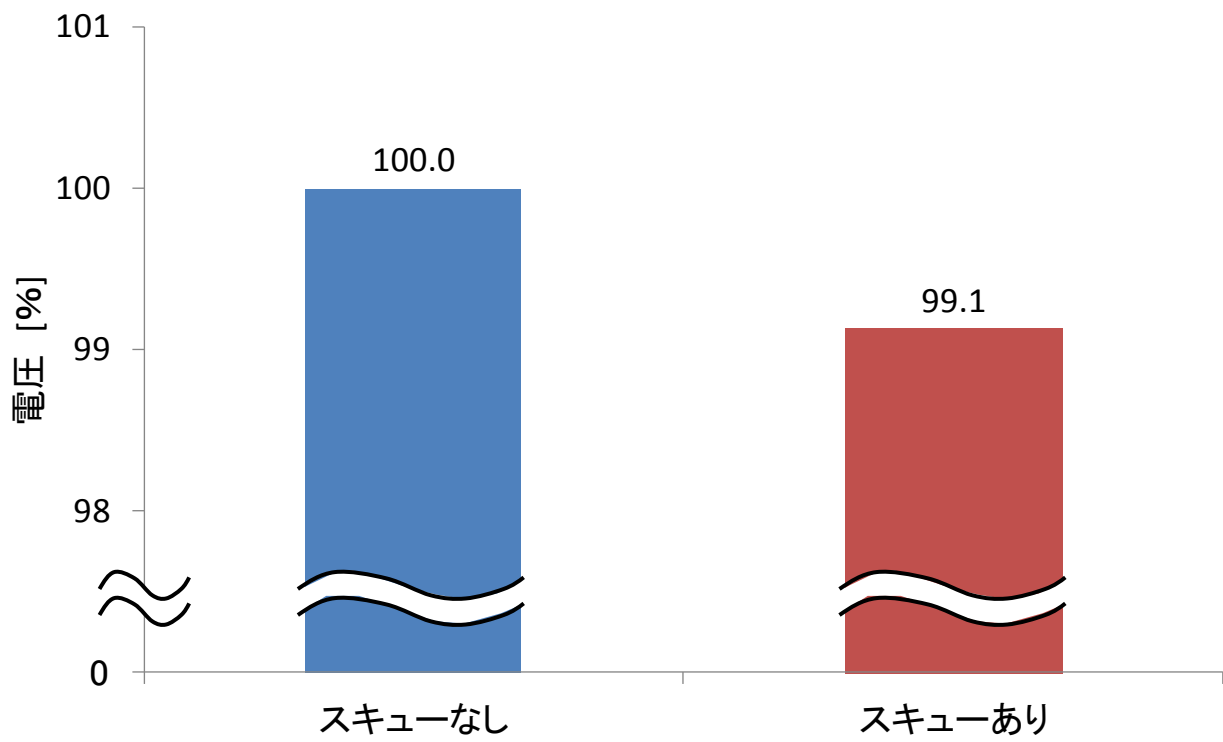
4.3.2 無負荷時のモータ特性計算結果

図 4.5 に回転子にスキューがない場合とある場合の無負荷誘導起電力の計算結果を示す。図において、(a)は誘導起電力の基本波実効値、(b)は高調波の実効値である。ここで、誘導起電力は、スキューなしモータの基本波実効値を基準とする百分率法で示している。これらの図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータの誘導起電力は、基本波実効値が 0.9 %減少するものの、5次および7次の高調波成分が低減していることがわかる。

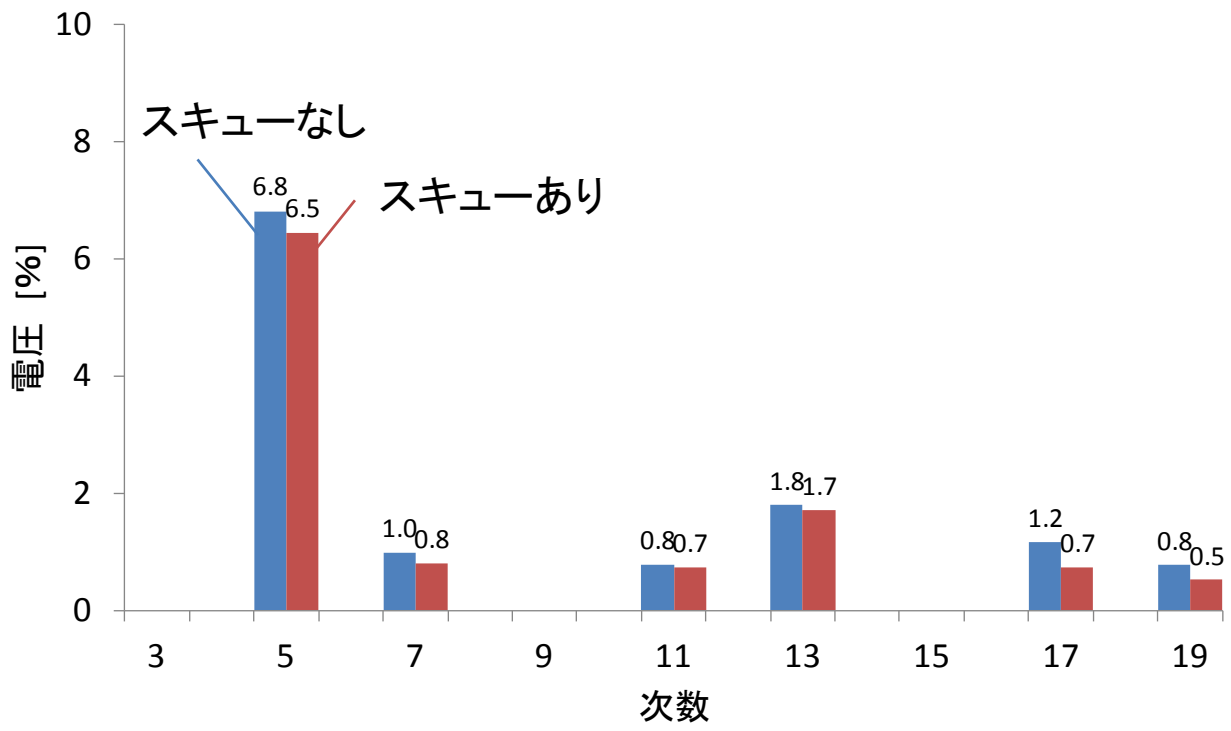
図 4.6 に回転子にスキューがない場合とある場合のコギングトルクの計算結果を示す。ここで、コギングトルクは、同図(b)で示したように、スキューなしモータのコギングトルクの最大値と最小値の差を基準としている。同図(a)より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータのコギングトルクは、6次、12次および18次の空間高調波成分が減少していることがわかる。

4.3.3 負荷時のモータ特性計算結果

図 4.7 に回転子にスキューがない場合とある場合の電機子電流の計算結果を示す。図において、(a)は電機子電流の基本波実効値、(b)は高調波の実効値である。ここで、電機子電流は、スキューなしモータの基本波実効値を基準とした。

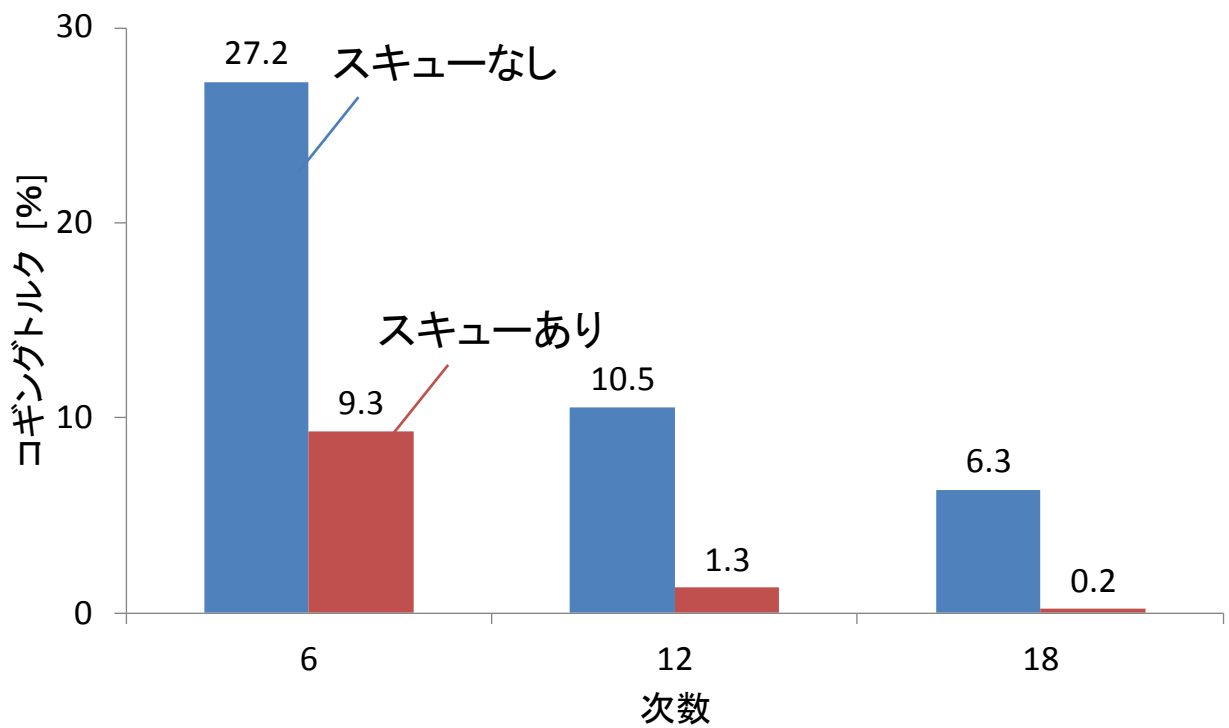


(a) 基本波実効値

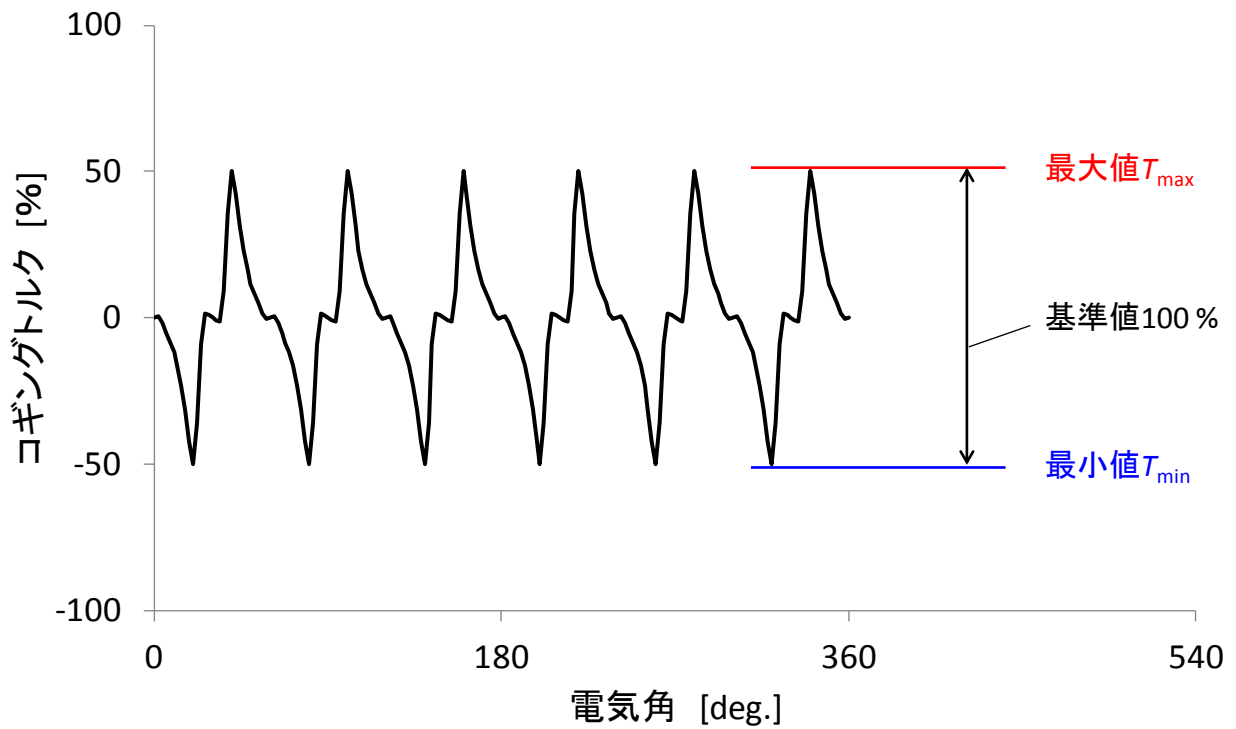


(b) 調波分析結果

図4.5 無負荷誘導起電力の計算結果

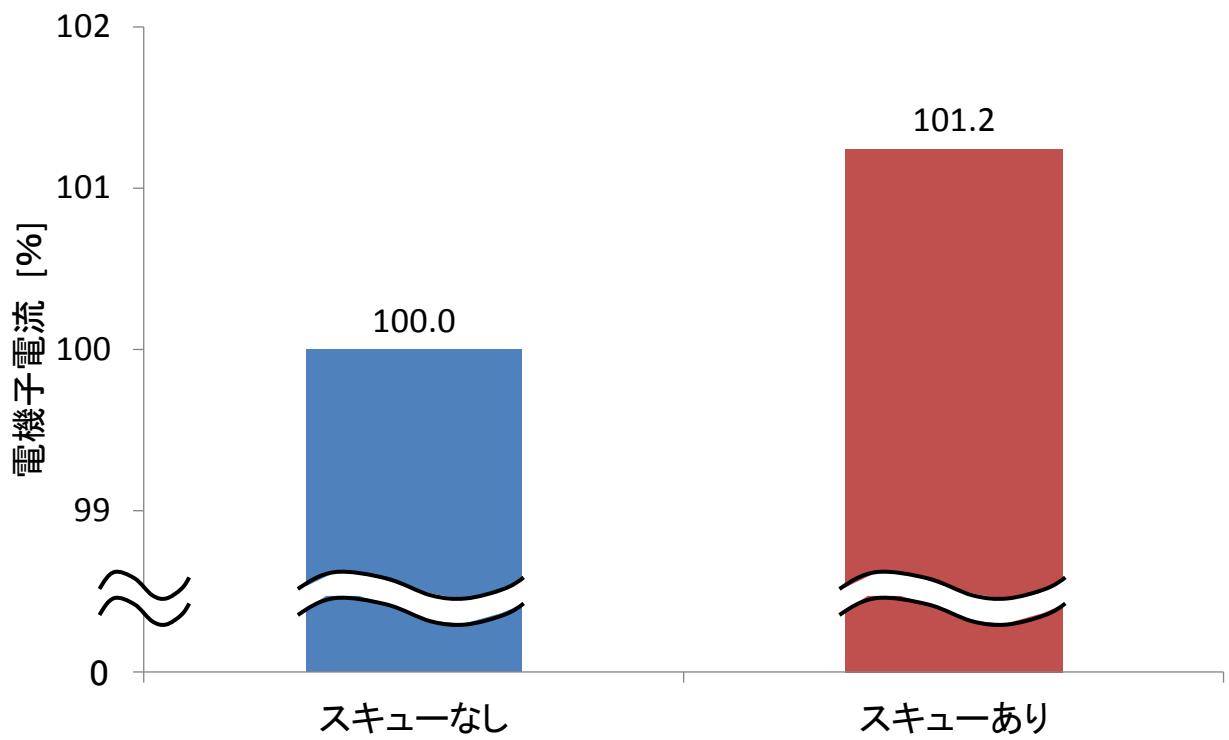


(a) 調波分析結果

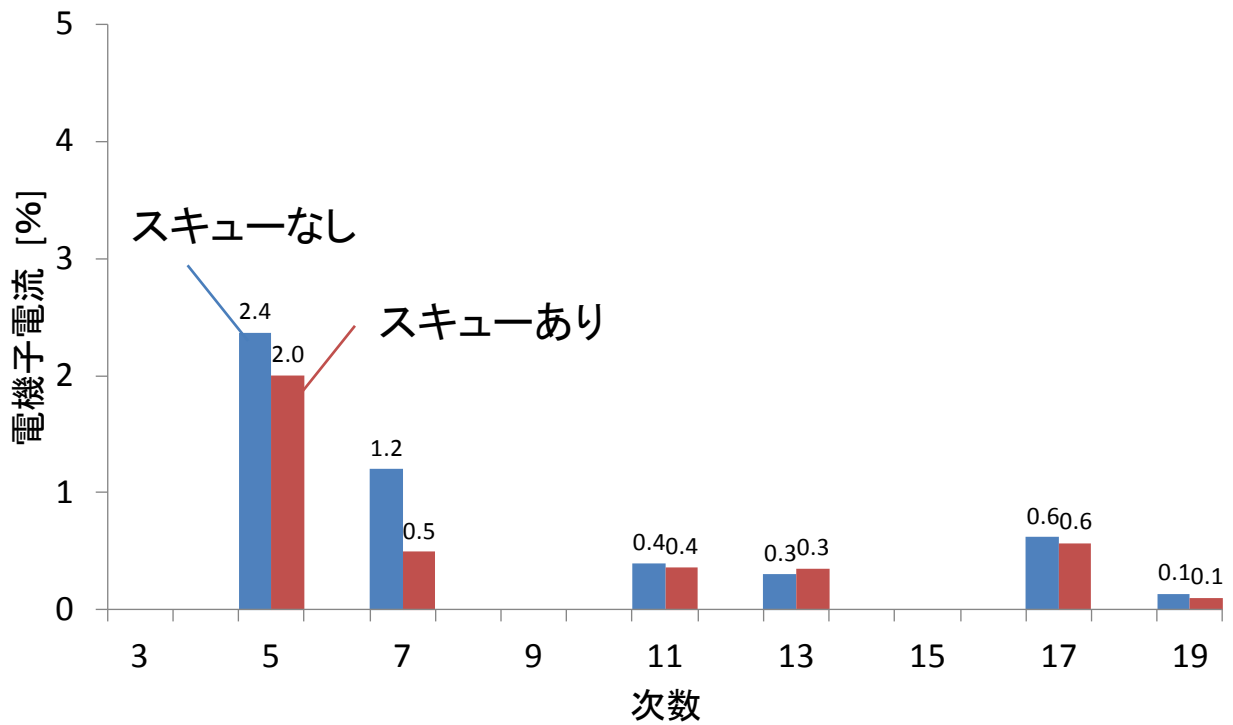


(b) コギングトルクの基準値

図4.6 コギングトルクの計算結果



(a) 基本波実効値



(b) 調波分析結果

図4.7 電機子電流の計算結果

これらの図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータの電機子電流は、基本波実効値が約 1.2 % 増加するものの、5 次および 7 次の高調波電流が減少していることがわかる。

図 4.8 に回転子にスキューがない場合とある場合のモータの損失の計算結果を示す。ここで、損失は、スキューなしモータの全損失を基準とした。これを見ると、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータの銅損は 2 % 増加し、鉄損は同値となっていることがわかる。

図 4.9 に回転子にスキューがない場合とある場合のモータ効率の計算結果を示す。ここで、モータ効率は、スキューなしモータの値を基準とした。図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータの効率は、ほぼ同等であることがわかる。

図 4.10 に回転子にスキューがない場合とある場合のトルクリプルの計算結果を示す。ここで、トルクリプルは、同図(b)で示したように、スキューなしモータの平均トルクを基準とした。同図(a)より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータのトルクリプルは、6 次、12 次および 18 次の空間高調波成分が減少していることがわかる。

図 4.11 に回転子にスキューがない場合とある場合の 1 次の空間高調波（2 次の円環モード）における径方向の電磁加振力の計算結果を示す。図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータは、可聴域の 1 kHz~3 kHz に相当する 10 次の高調波成分（1.2 kHz）、14 次の高調波成分（1.68 kHz）、16 次の高調波成分（1.92 kHz）、20 次の高調波成分（2.4 kHz）、22 次の高調波成分（2.64 kHz）が減少していることがわかる。

以上より、スキューを有するモータは、モータ効率を低下させずに、モータの振動および騒音の要因であるコギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力を抑制できる見通しを得た。以下、提案する IPM モータのスキュー効果の有有用性を実証するため、実験で検討した結果について述べる。

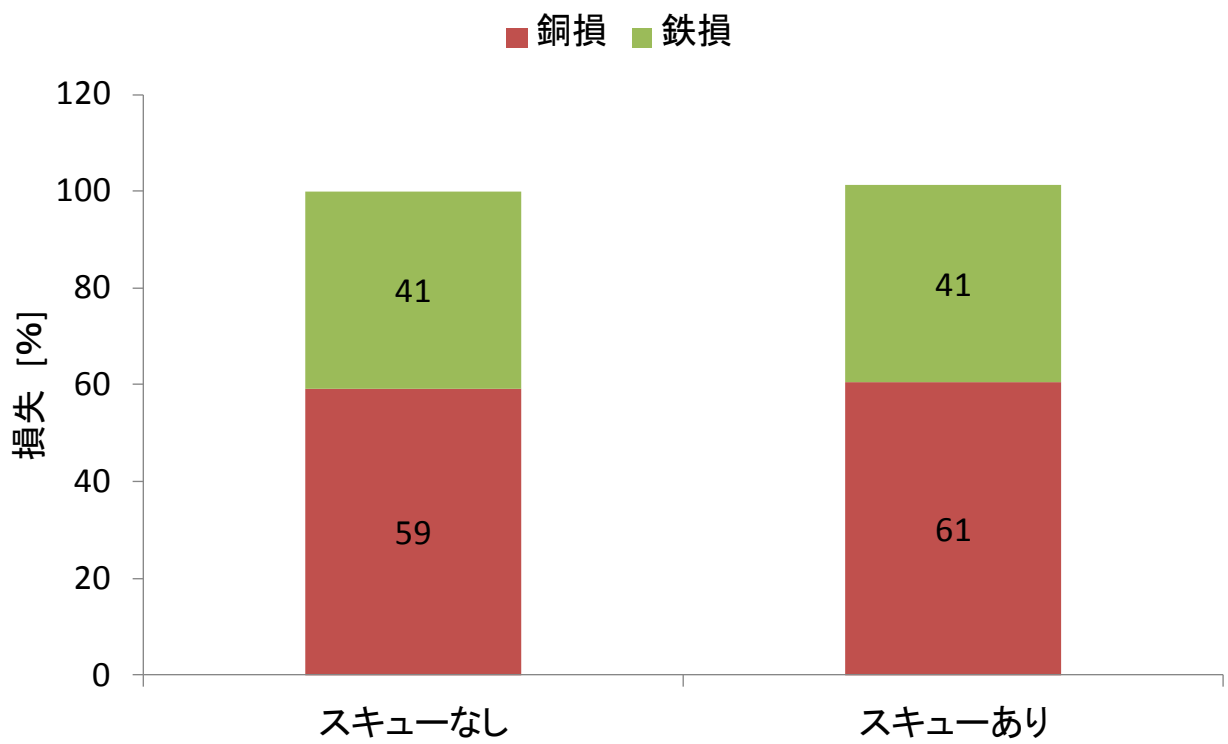


図4.8 モータの損失の計算結果

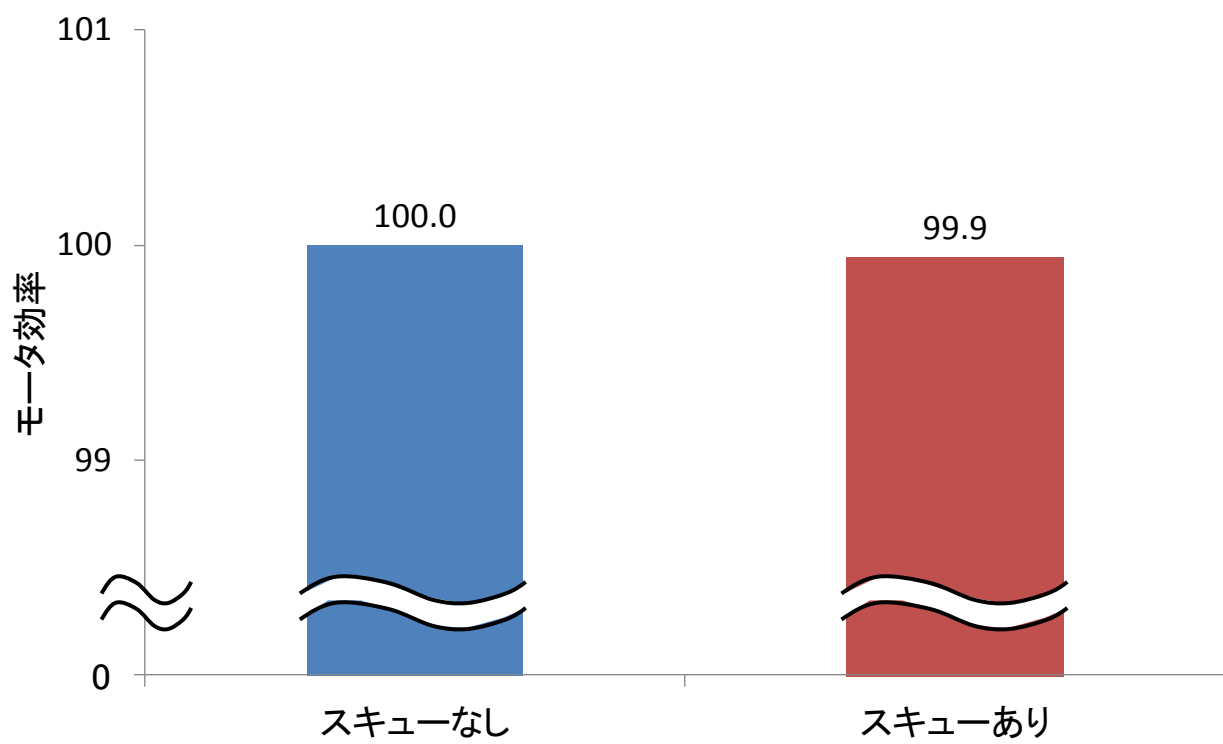
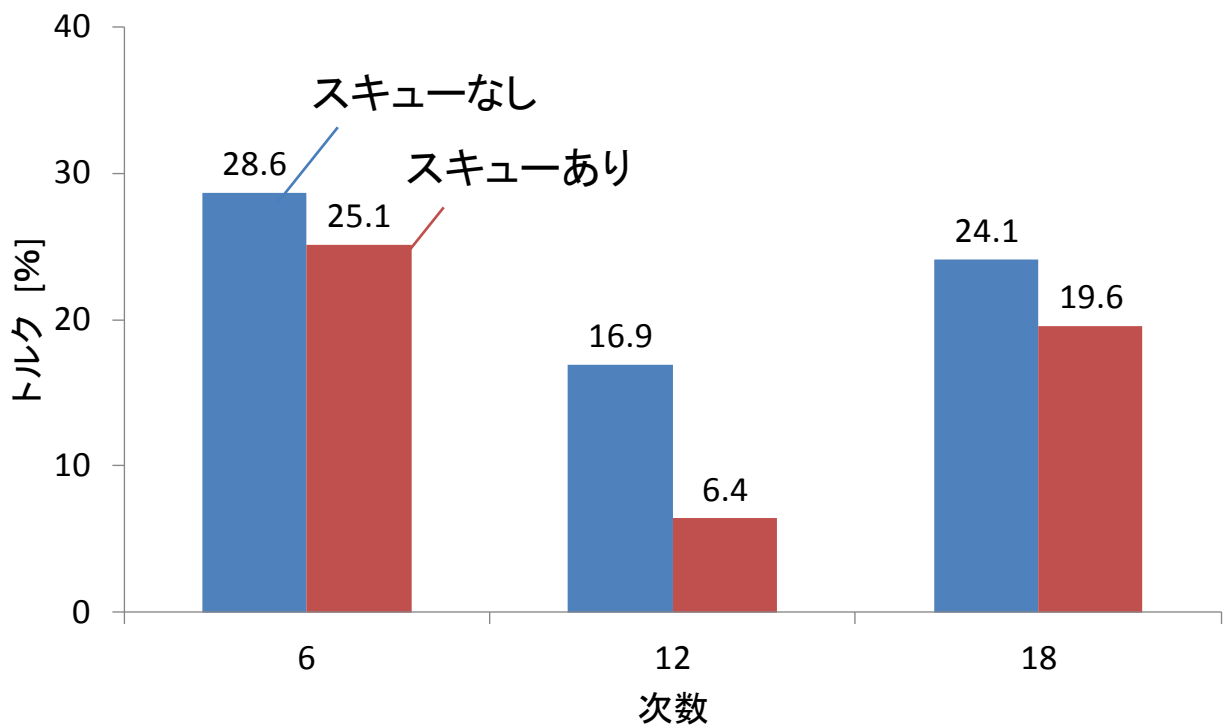
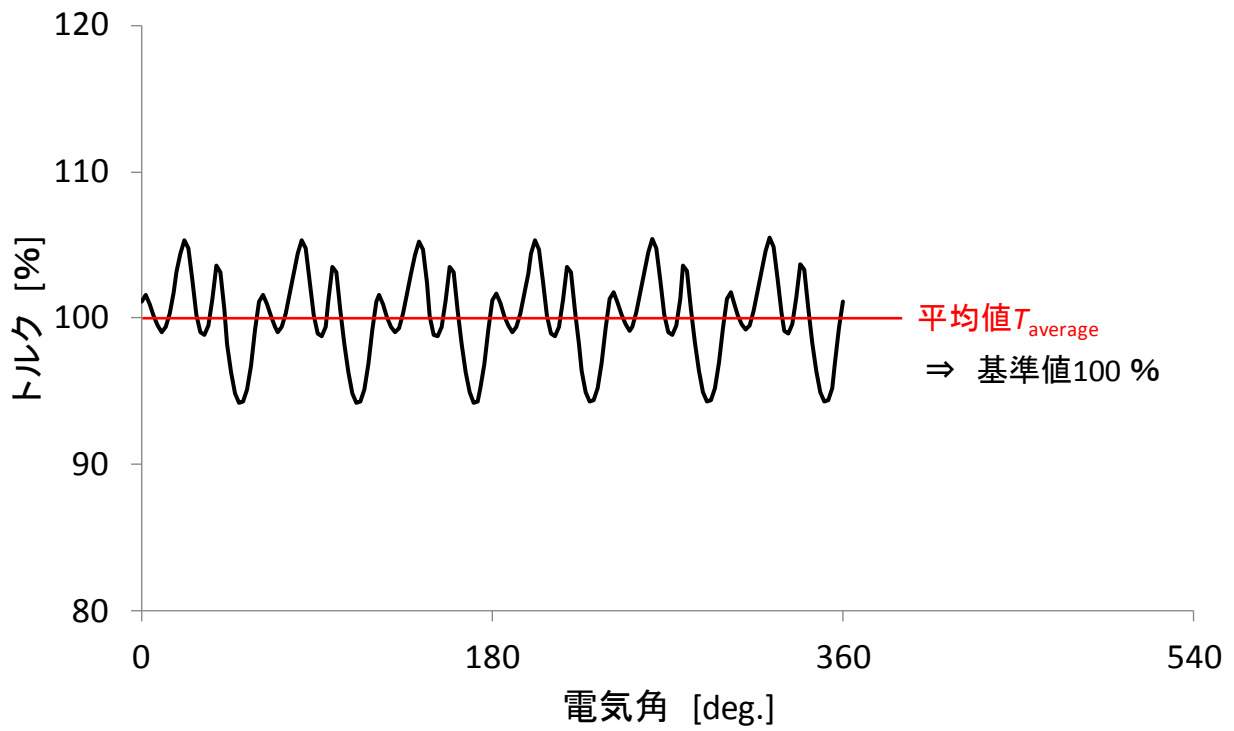


図4.9 モータ効率の計算結果



(a) 調波分析結果



(b) トルクリップルの基準値

図4.10 トルクリップルの計算結果

拡大図

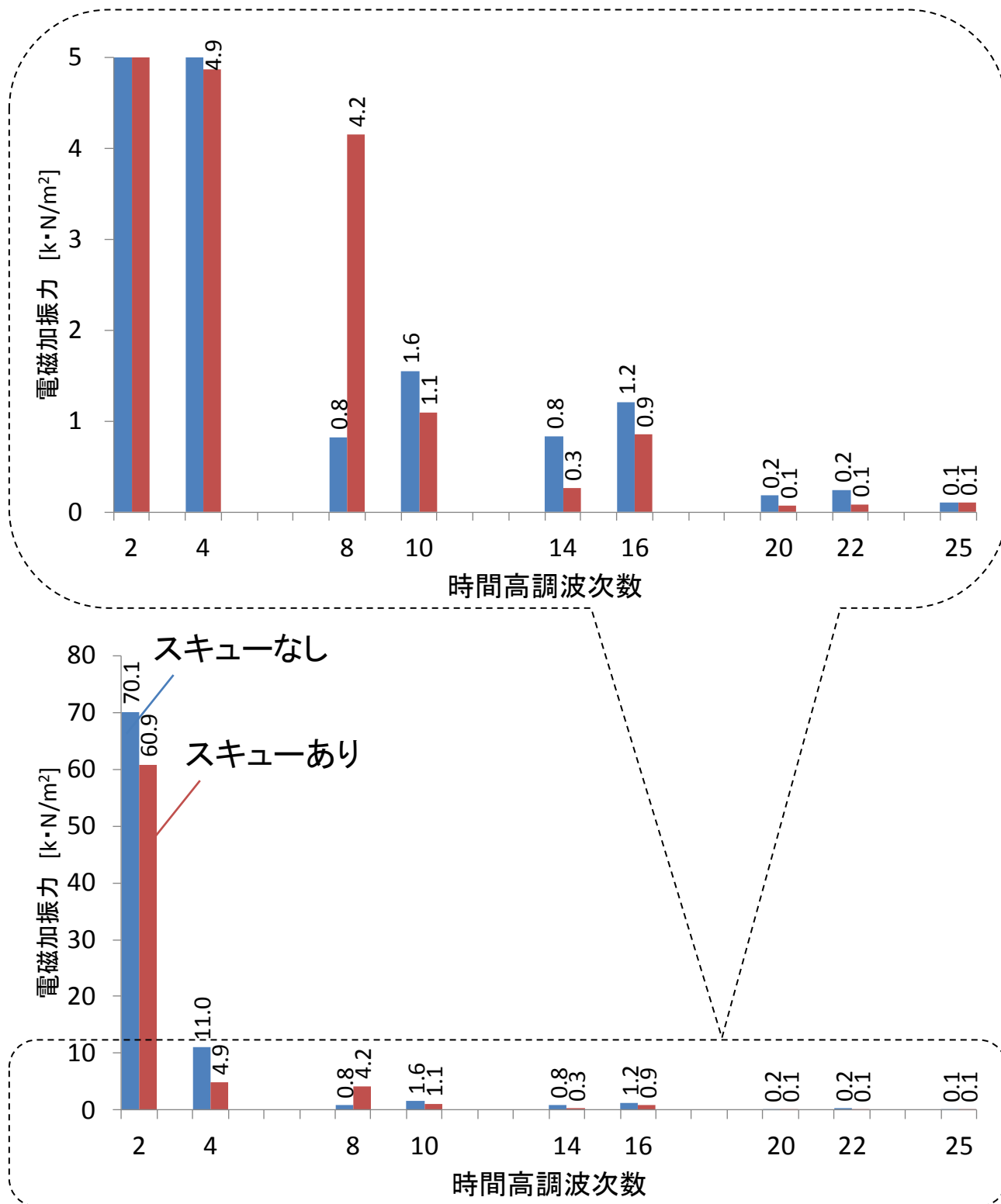


図4.11 1次の空間高調波における径方向の電磁加振力の計算結果

4.4 実測による回転子のスキュー構造の検討

試作した IPM モータは、スキューなしとスキューありの回転子をそれぞれ 1 台、固定子は 1 台を製作し、共通で使用した。4.3 節で述べた永久磁石回転子のスキュー構造の有用性を、実測にて評価する方法ならびに比較・評価した結果について述べる。

4.4.1 測定条件および測定方法

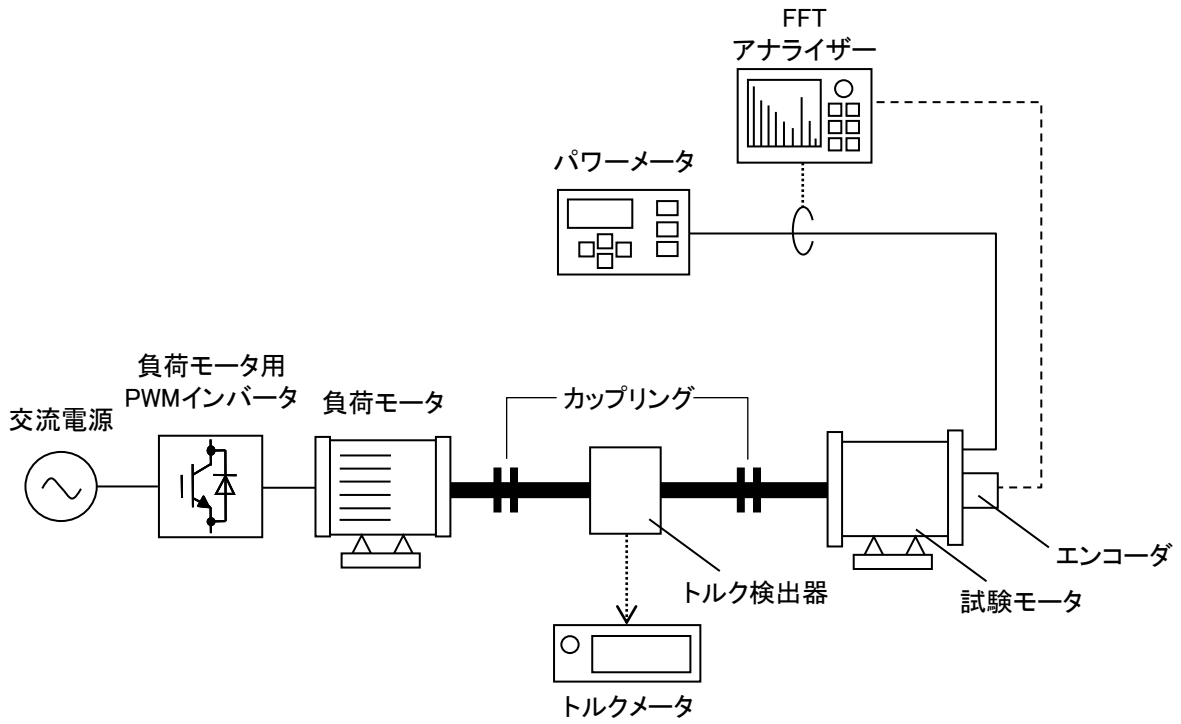
図 4.12 にモータの特性測定装置の構成、表 4.4 に測定条件を示す。モータ特性としては、無負荷時と負荷トルク $9.4 \text{ N}\cdot\text{m}$ を与えた負荷時を測定した。ここで、無負荷試験においては、図 4.12(a)に示すような構成で、PWM インバータによって負荷モータを駆動し、試験モータの無負荷誘導起電力とコギングトルクを測定した。ただし、コギングトルクの測定においては、使用するトルク検出器の分解能を考慮し、回転速度を 1 min^{-1} 以下とした。

負荷トルク $9.4 \text{ N}\cdot\text{m}$ を与えた負荷試験においては、図 4.12(b)に示すような構成で、PWM インバータで試験モータを駆動した。キャリア周波数 f_c は 6 kHz に設定した。測定項目は、回転速度、負荷トルク、端子電圧、電機子電流、モータ入力、モータ効率、電機子電流の波形および振動加速度である。振動加速度は、図 4.12(b)で示したように、加速度ピックアップを試験モータの真上に設置し、FFT アナライザを用いて測定した。

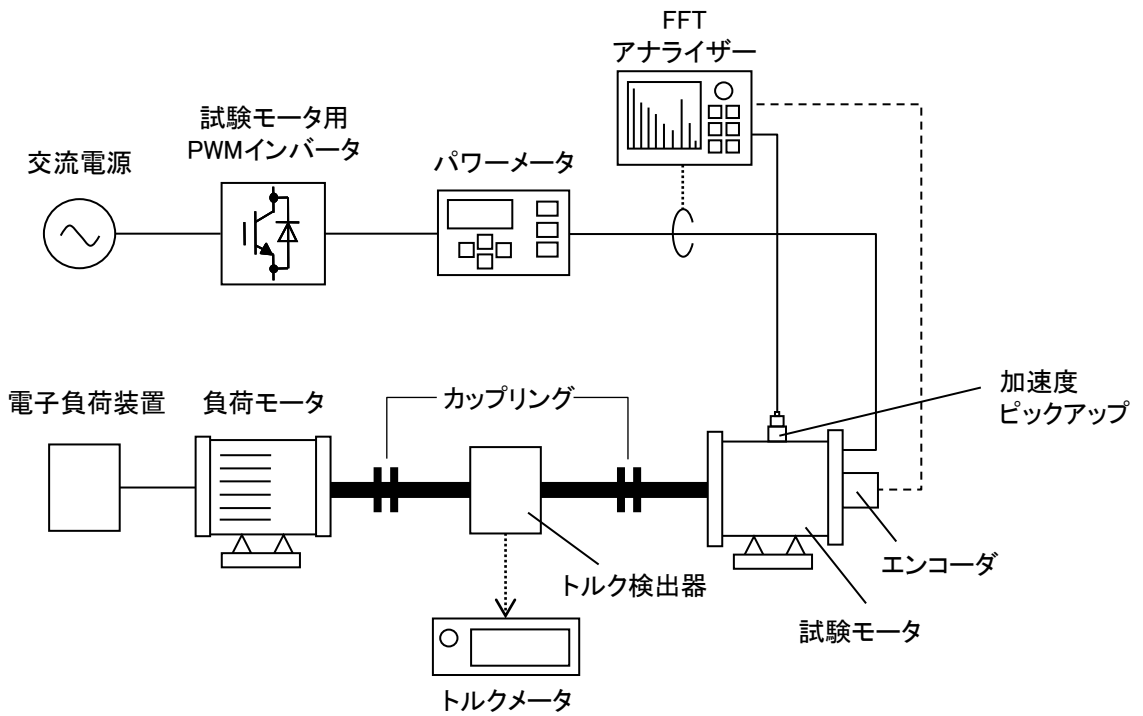
4.4.2 無負荷時のモータ特性測定結果

図 4.13 に回転子にスキューがない場合とある場合の無負荷誘導起電力の測定結果を示す。図において、(a)は誘導起電力の基本波実効値、(b)は高調波の実効値で、比較のため計算結果を併せて表記している。ここで、誘導起電力は、スキューなしモータの基本波実効値の計算値を基準とした。これらの図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータの誘導起電力の実測値は、基本波実効値が 0.7% 減少するものの、5 次および 7 次の高調波成分が減少していることがわかる。これらの測定結果は、計算結果と傾向が一致している。

図 4.14 に回転子にスキューがない場合とある場合のコギングトルクの測定結



(a) 無負荷時

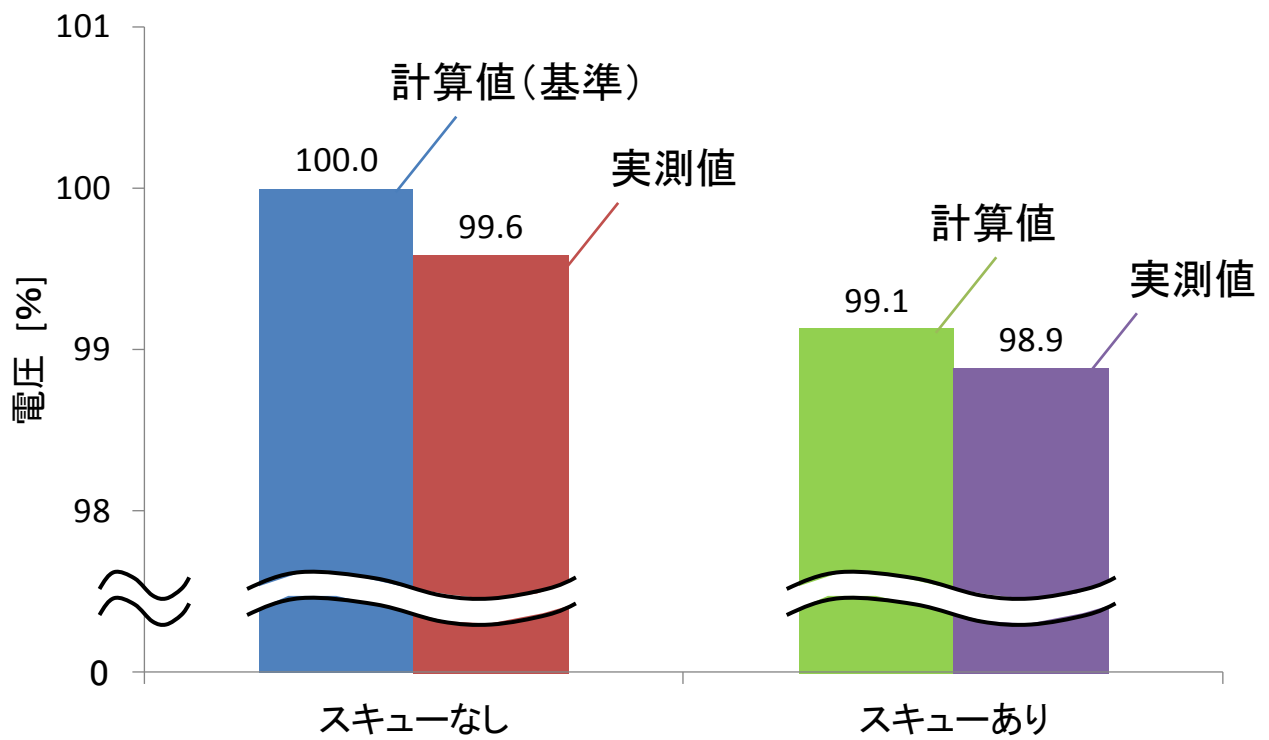


(b) 負荷時

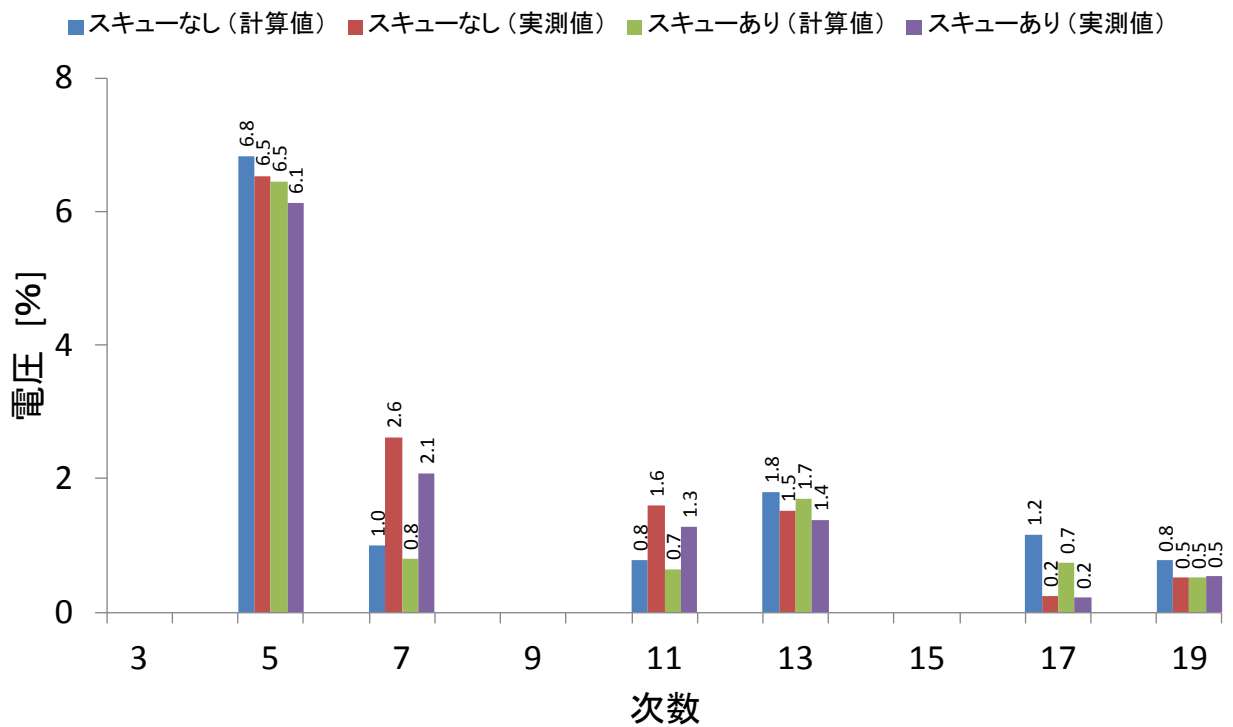
図4.12 モータの特性測定装置の構成

表4.4 測定条件

項目	単位	(a) 無負荷時	(b) 負荷時
直流電圧	V	270	
回転速度	min ⁻¹	3600	
負荷トルク	N・m	—	9.4



(a) 基本波実効値



(b) 調波分析結果

図4.13 無負荷誘導起電力の測定結果

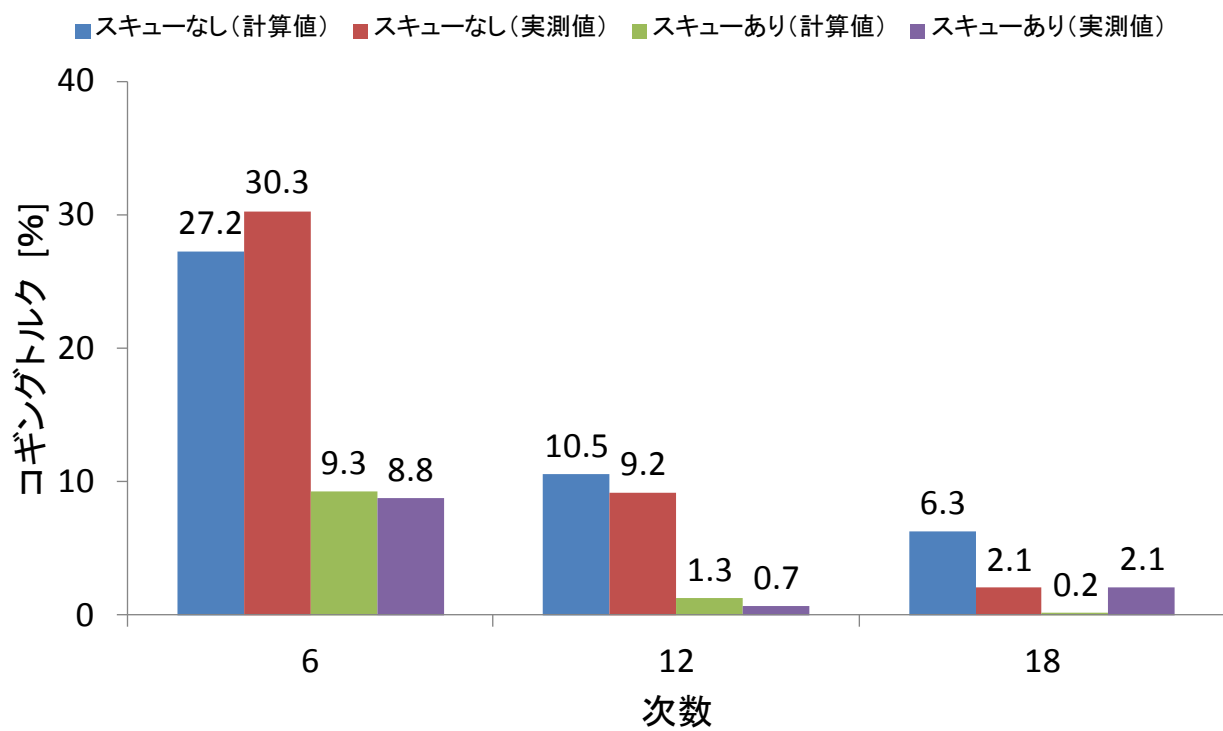


図4.14 コギングトルクの測定値の調波分析結果

果を示す。ここで、コギングトルクは、図 4.6(b)で示したように、スキューなしモータのコギングトルクの計算値における最大値と最小値の差を基準とし、比較のため計算結果を併せて表記した。図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータのコギングトルクは、6次および12次の空間高調波成分が減少していることがわかる。実測における18次の空間高調波成分はほぼ同じ値となっているが、これは測定に使用したトルク検出器の分解能の影響と考えられる。この点を除けば、実測結果は計算結果と傾向が一致し、提案するモータのスキュー効果が確認できる。

4.4.3 負荷時のモータ特性測定結果

表 4.5 に回転子にスキューがない場合とある場合の負荷時のモータ特性測定結果、図 4.15 にモータ効率の測定結果を示す。表において、(a)はスキューなしモータ、(b)はスキューありモータを測定した結果で、比較のため計算結果を併せて表記している。ここで、モータの特性値は、スキューなしモータの計算値を基準とした。表 4.5 および図 4.15 より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータは、端子電圧、電機子電流、モータ入力およびモータ効率がほぼ同等であることがわかる。すなわち、提案するモータは、性能の低下が見られないことを確認することができたといえる。

図 4.16 に回転子にスキューがない場合とある場合の電機子電流の測定結果を示す。図において、(a)は電機子電流の基本波実効値、(b)は高調波の実効値であり、比較のため計算結果を併せて表記している。ここで、電機子電流は、スキューなしモータの計算値を基準とした。これらの図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータの電機子電流は、基本波実効値が 1.5 % 増加するものの、5次および7次の高調波電流が減少していることがわかる。これらの測定結果は、計算結果と傾向が一致している。

4.4.4 モータの損失分離結果

モータの損失分離方法として、機械損 W_m 、銅損 W_{cu} 、鉄損 W_i は、第 2 章で示した式に基づいて算定した。

表4.5 モータ特性の測定結果

項目 種類	単位	(a) スキューなし		(b) スキューあり	
		計算値	実測値	計算値	実測値
端子電圧	%	100.0	100.3	100.0	99.9
電機子電流	%	100.0	99.8	101.2	101.3
モータ入力	%	100.0	100.1	100.1	100.2
モータ効率	—	100.0	99.9	99.9	99.8

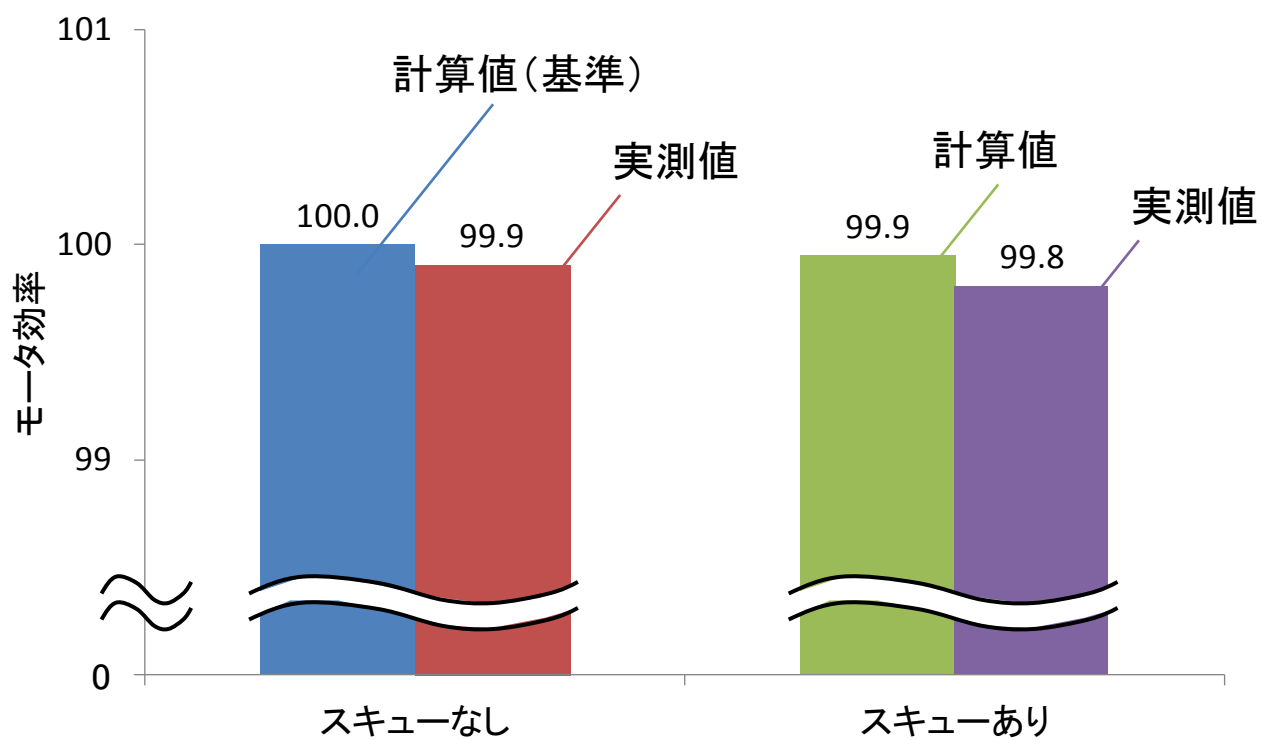
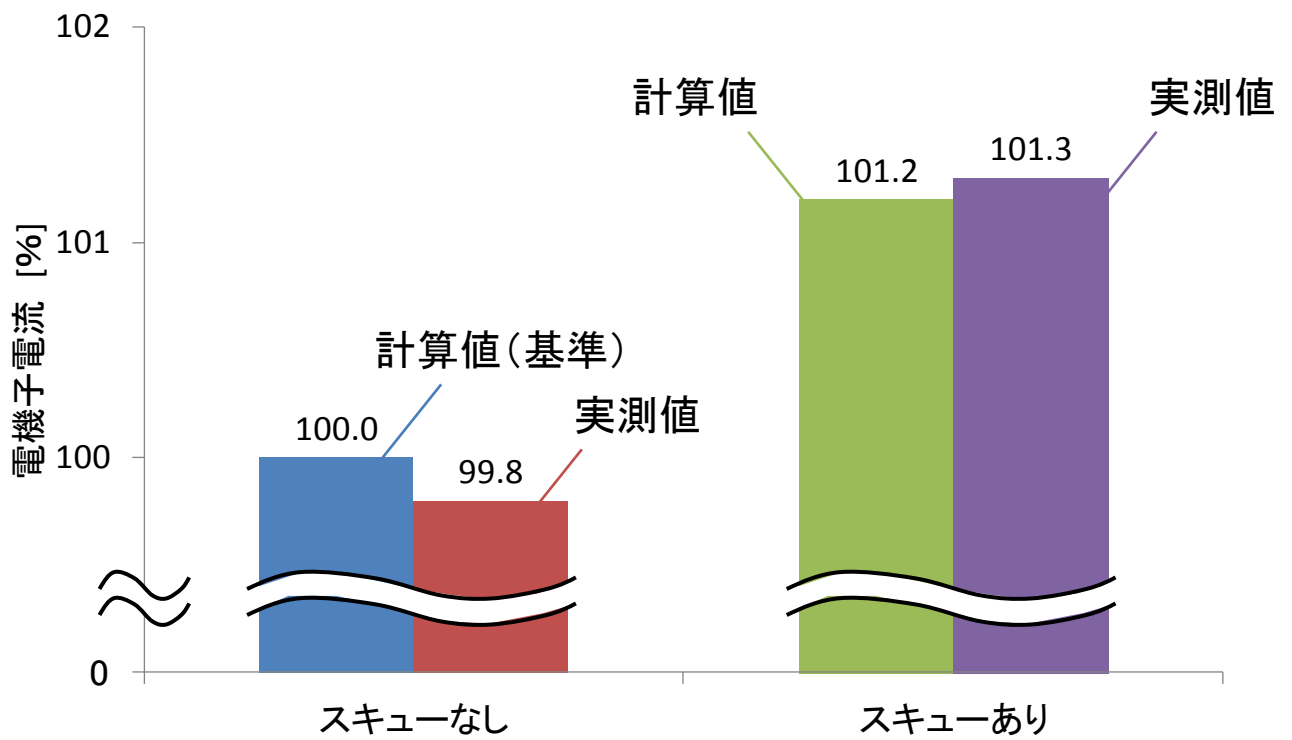
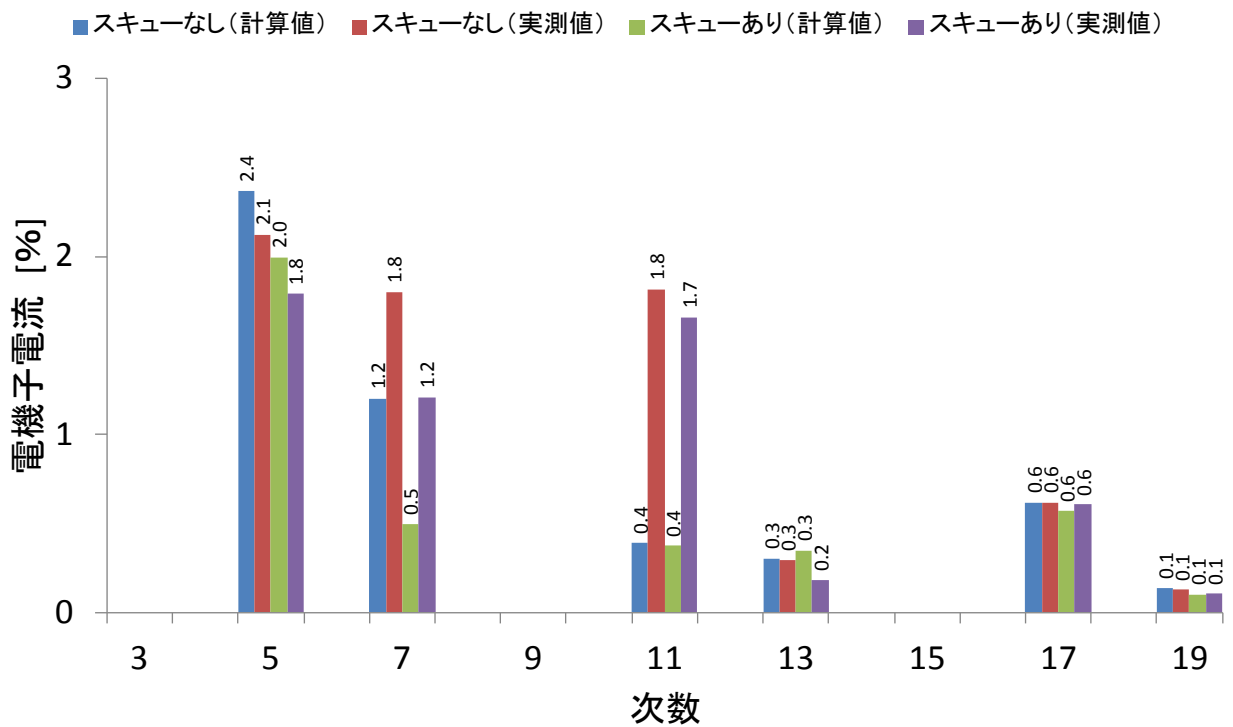


図4.15 モータ効率の測定結果



(a) 基本波実効値



(b) 調波分析結果

図4.16 電機子電流の測定結果

図 4.17 に回転子にスキューがない場合とある場合のモータの損失の測定結果を示す。ここで、損失は、スキューなしモータの全損失の計算値を基準とし、比較のため計算結果を併せて表記している。図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータは、銅損が 2 %，鉄損が 2 % 増えており、計算結果に対して、銅損は同様な傾向を示したものの、鉄損は微増する結果となった。スキューを有する回転子は、スキューなしの回転子に対して、磁極角度 θ_A と θ_B が d 軸に対して非対称となり、磁極角度が小さい方の段差部では、フラックスバリアとの距離が近くなっている。この切削加工の影響と考えられる。

4.4.5 モータの振動測定結果

図 4.18 に回転子にスキューがない場合とある場合の振動加速度の測定結果を示す。図において、(a)はスキューなしモータ、(b)はスキューありモータである。ここで、採取した振動加速度の各周波数帯域の値を L_1, L_2, \dots, L_n [dB]としたとき、総合的な値 L [dB]は次式を用いて算出した⁽⁵⁸⁾。

$$L = 10 \log_{10} \left(10^{\frac{L_1}{10}} + 10^{\frac{L_2}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_n}{10}} \right) \quad (4.3)$$

これらの図より、スキューなしモータに対して、スキューを有するモータの振動加速度は、可聴域の 1 kHz～3 kHz が減少していることがわかる。特に、最も大きい 10 次の高調波成分 (1.2 kHz) では約 36%，14 次の高調波成分 (1.68 kHz) では約 27%，振動加速度が減少していることがわかる。さらに、振動加速度の総合的な値としては、約 2.1 dB 小さくなっていることがわかる。

以上、実測により提案する永久磁石回転子のスキュー構造の有用性を実証した。

4.5 まとめ

本章では、磁界解析に基づいて、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束がモータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力など振動要因に及ぼす影響を明らかにした。次いで、効率改善と、振動・

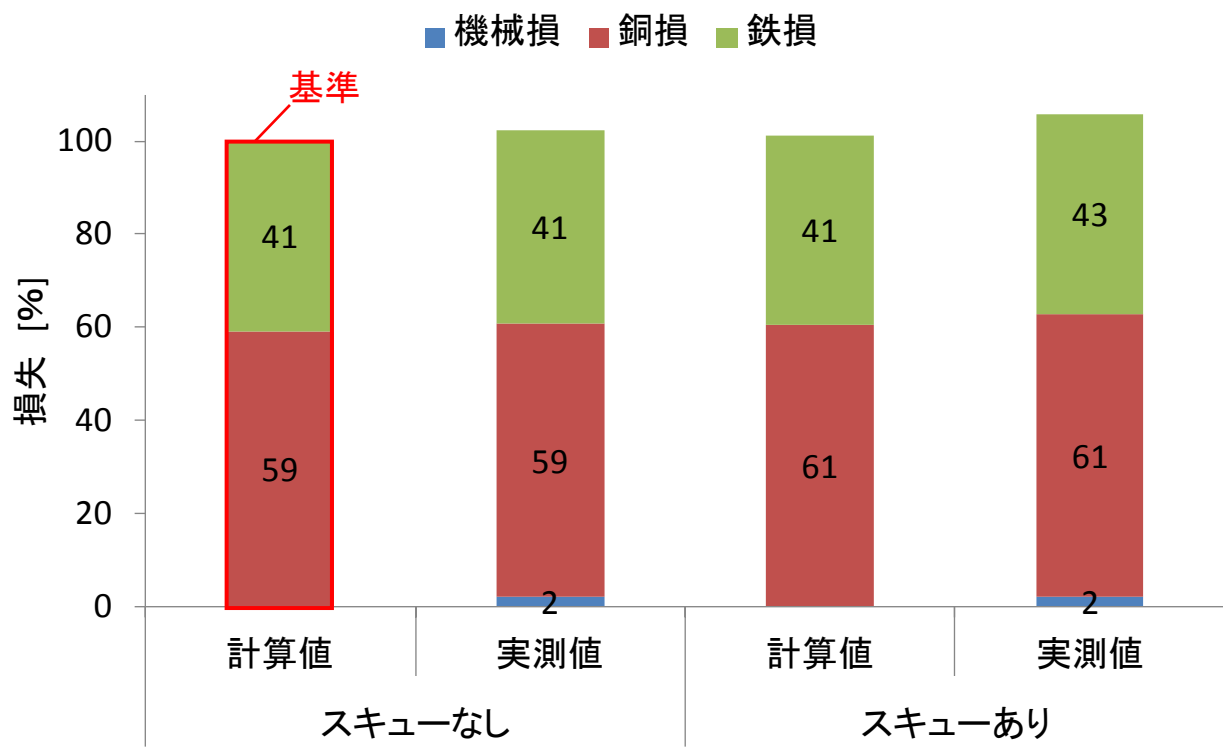
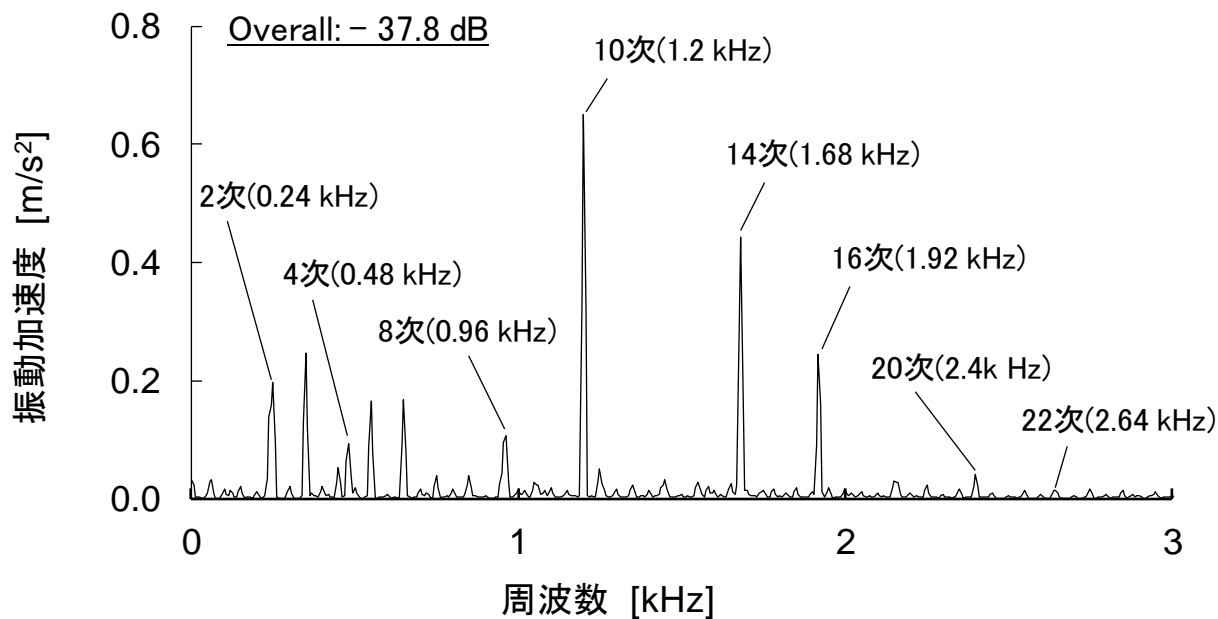
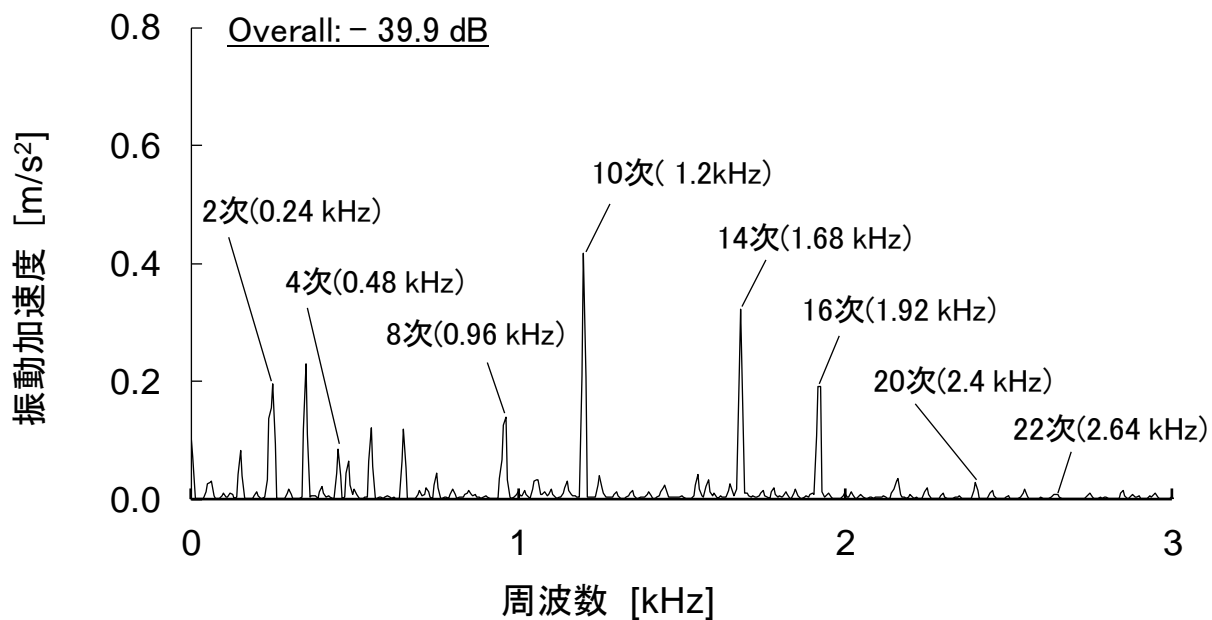


図4.17 モータの損失の測定結果



(a) スキューなし



(b) スキューあり

図4.18 振動加速度の測定結果

騒音の抑制を図るため、モータ性能を維持しながら製作の容易な回転子のスキュー構造を提案した。すなわち、回転子断面が異なる 2 種類の回転子鉄心を軸方向に 3 段組み合わせることで、永久磁石回転子がスキュー構造となる IPM モータを提案し、三次元磁界解析によって回転子断面の最適形状を明らかにした。さらに、永久磁石回転子がスキュー構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証した。

さらに、これらの考察から、スキューを有するモータは、スキューなしモータと比較して、電機子電流が僅かに増加するものの、5 次および 7 次の高調波電流に起因する損失が減少するため、モータ効率が低下しないこと、コギングトルクおよびトルクリプルの 6 次および 12 次の空間高調波成分が低減されること、可聴域の 1 kHz~3 kHz に相当する電磁加振力が減少するため、振動加速度の総合的な値を約 2.1 dB 小さくできることが明らかとなった。

第5章 インバータの変調方式による損失低減

5.1 本章の目的

第4章において、集中巻IPMモータの効率改善と、振動・騒音の抑制を図るため、モータ性能を維持しながら製作の容易な回転子のスキュー構造を提案した。さらに、5次および7次など低次の高調波磁束によるコギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力を抑制し、モータの振動の低減が可能であることを明らかにした。

一方、高次の高調波磁束は、インバータの駆動方式の影響であることが指摘されている⁽⁵⁹⁾。一般に、PWMインバータの主な駆動方式は、三相変調方式と二相変調方式である。三相変調方式は、二相変調方式と比べて、低次の高調波磁束が少なく高効率で、振動や騒音が低いといわれており、産業用や車載用インバータの変調方式として広く用いられている⁽³⁷⁾。

一方、インバータ効率が重要になる家電・空調分野では、二相変調方式が主流になりつつある⁽²⁰⁾。しかしながら、これまでは、インバータ制御という視点から二相変調方式を検討した例が多く、モータへの影響については十分な検討がなされていない⁽³⁷⁾⁻⁽⁴⁰⁾。モータの駆動システムの効率は、モータとインバータを含めた総合効率で評価しなければならない。また、インバータの駆動方式でモータの振動や騒音が大きく変わるため、総合効率が高く、振動や騒音が低い駆動システムが望まれる。そのため、PWMインバータの変調方式の違いがモータ特性に及ぼす影響を明らかにし、損失の低減策を検討する必要がある。

本章では、駆動システムの最適化を図るため、PWMインバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を明らかにする。まず、実測により二相変調方式と三相変調方式でモータを駆動した場合の効率および振動を評価する。さらに、実測の端子電圧を入力とした磁界解析に基づいて、PWMインバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を考察する。

なお、PWM インバータの変調方式の影響で発生する損失および電磁加振力などモータ特性を計算するには、回路または制御シミュレータによる PWM 電圧入力時のモータの端子電圧を算出し、これを入力とした磁界解析をもとに、モータ特性を計算するのが好ましい。しかしながら、IPM モータの回転子位置依存性を考慮した解析を行う場合、現状の回路または制御シミュレータでは、計算時間が膨大となる。ここでは、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにするために、実測の端子電圧を入力とした磁界解析をもとに、モータ特性を計算することとした。

5.2 試作した IPM モータの概要

表 5.1 に試作した IPM モータの概略形状、ならびに主要諸元を示す。試作した IPM モータは、4 極 6 スロット集中巻で、回転子および固定子はスキューを設けていない構造となっている。固定子は、第 3 章および第 4 章で検討した固定子と同様で、ティース先端の根元を円弧上とし、無負荷時の誘導起電力が略正弦波となるようにしている⁽²³⁾。回転子は、第 3 章および第 4 章で検討した IPM 構造と同様で、永久磁石の端部漏れ磁束を低減するため、永久磁石の極間部の鉄心を切削加工するとともに⁽²²⁾、回転子鉄心外側の外周部に段差を設け、磁極角度 θ_p を 60 度程度にしている⁽²²⁾。さらに、電機子反作用による鉄損の増加を抑制するとともに、コギングトルクを低減するため、磁極部にフラックスバリアを設けている。

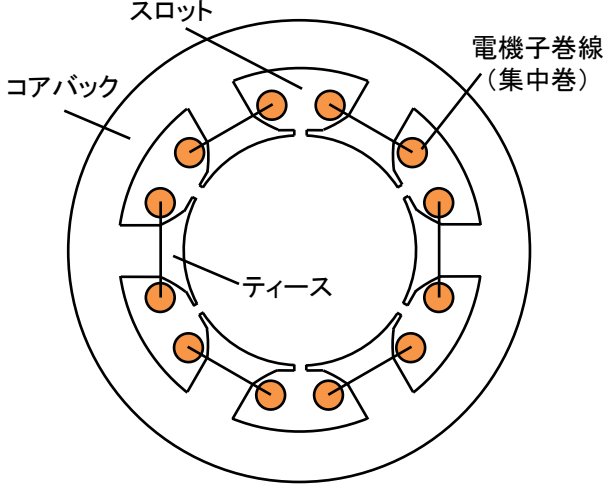
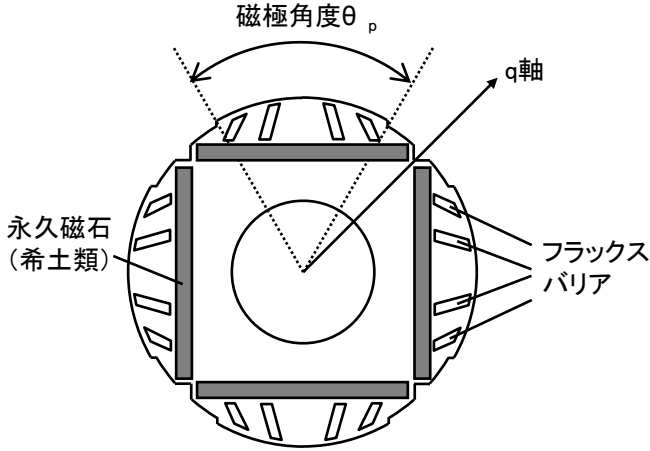
5.3 実測に基づくモータの特性評価

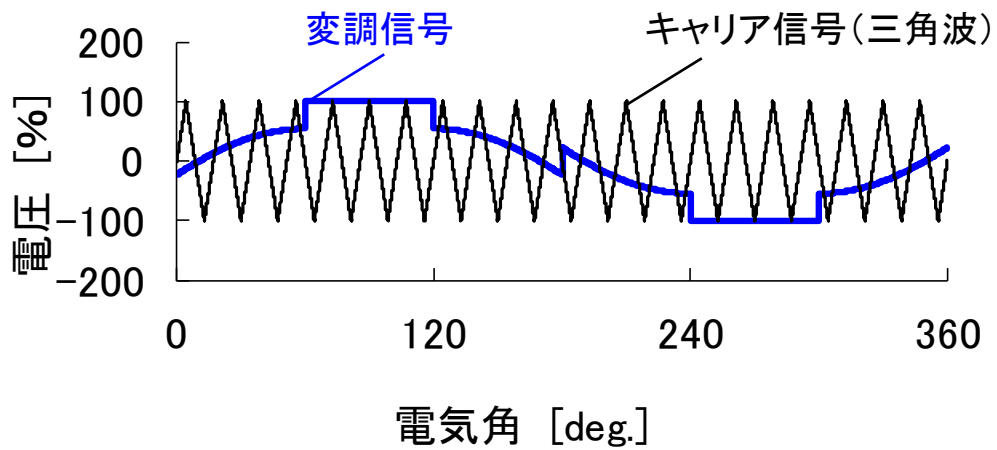
ここでは、5.2 節で述べた IPM モータを対象に、二相変調方式と三相変調方式でモータを駆動した場合のモータ特性および振動を測定する方法ならびに比較・評価した結果について述べる。

5.3.1 インバータの変調方式の概要

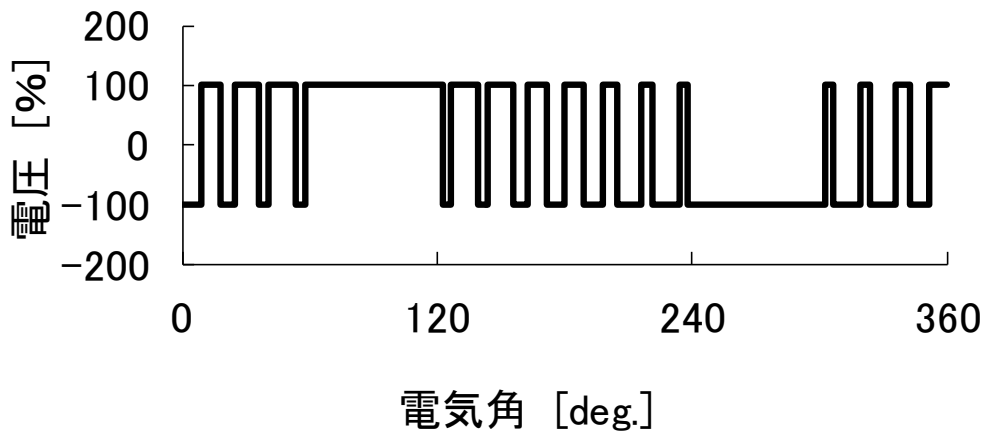
図 5.1 に二相変調方式の発生原理、図 5.2 に三相変調方式の発生原理を示す。

表5.1 試作したIPMモータの概略形状, ならびに主要諸元

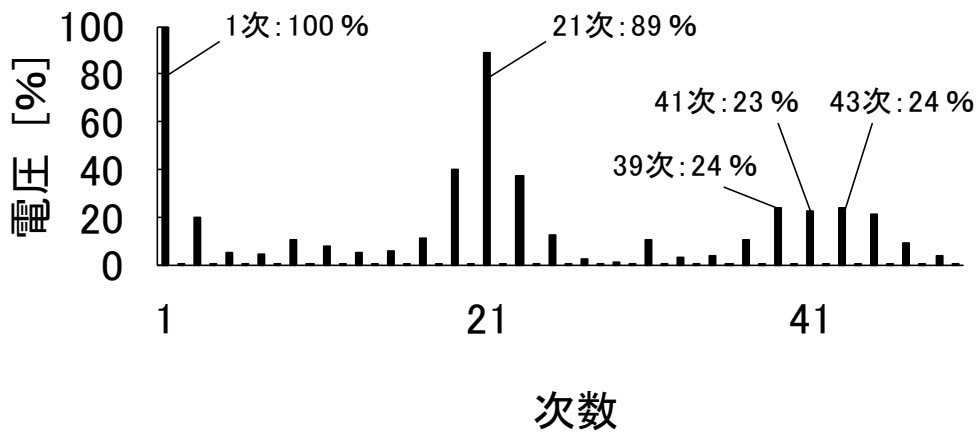
項目	単位	諸元
固定子の断面	-	<p>固定子</p> 
回転子の断面	-	<p>回転子: フラックスバリアあり</p> 
極数	-	4
スロット数	-	6
最大出力	kW	3
固定子外径	mm	112
積厚	mm	45
エアギャップ	mm	0.6
巻線仕様	-	三相 二並列Y結線 集中巻
電機子巻線抵抗 R_a	Ω	0.29
d軸同期インダクタンス L_d	mH	5.59
q軸同期インダクタンス L_q	mH	7.05
誘導起電力定数 K_e	V/rad/s	0.124
誘導起電力の波形ひずみ率	%	6.1



(a) 変調信号とキャリア信号の波形

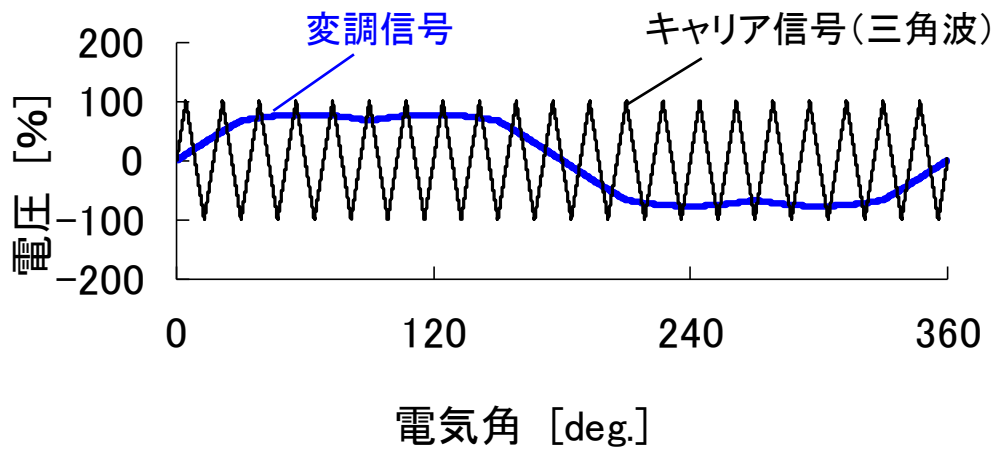


(b) PWM電圧

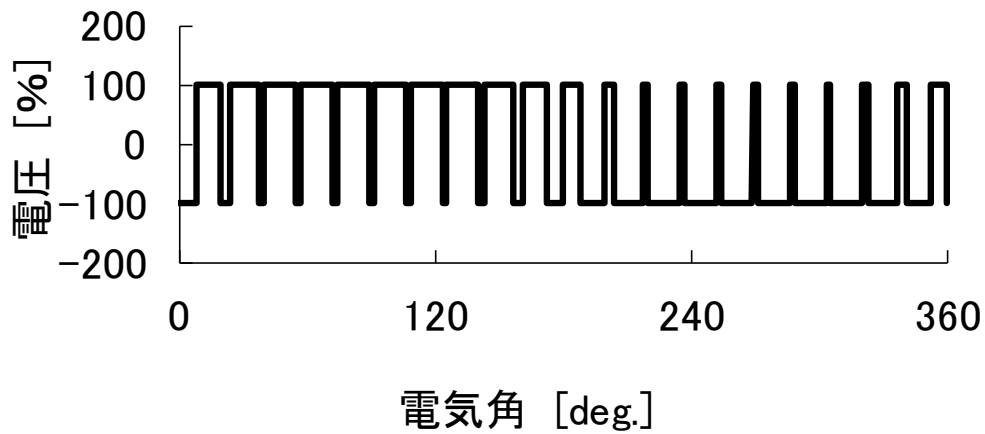


(c) PWM電圧の調波分析

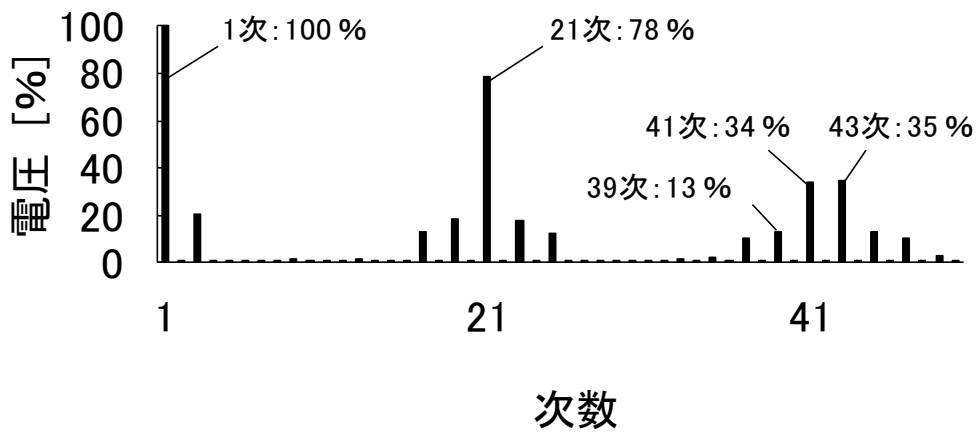
図5.1 二相変調方式の発生原理



(a) 変調信号とキャリア信号の波形



(b) PWM電圧



(c) PWM電圧の調波分析

図5.2 三相変調方式の発生原理

図において、(a)は変調信号とキャリア信号の波形、(b)はPWM電圧、(c)はPWM電圧を調波分析したものである。ここで、図に示した波形は、変調率 M を 0.7、インバータの直流電圧 E_{dc} を 250 V、キャリア信号のパルス数を 21 とした場合である。

二相変調方式は、図 5.1(a),(b)に示したように、三相変調信号の 60° 毎に一相の電圧を固定し、その固定された電圧をキャリア信号の振幅値と等しくし、ほかの二相の変調によって線間に正弦波 PWM 出力を得る方式である。そのため、インバータキャリアのスイッチング回数が三相変調方式に対して、 $1/3$ だけ減少し、図 5.1(c)に示したように、キャリア周波数 f_c に相当する 21 次成分が大きくなる⁽²⁰⁾。

一方、三相変調方式は、図 5.2(a),(b)に示したように、三相すべての正弦波変調信号に 3 次の高調波信号を加えるため、三相の線間電圧としては、3 次の高調波成分が現れない。また、常に三相の変調によって線間に正弦波 PWM 出力を得る方式であるため、図 5.2(c)に示したように、キャリア周波数 $2f_c$ に相当する 42 次成分が大きくなる⁽²⁰⁾。

以上より、各々の変調方式では、PWM 電圧の高調波成分の大きさが異なっていることがわかる。そのため、本論文では、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータ特性に及ぼす影響を明らかにする。

5.3.2 測定条件および測定方法

図 5.3 にモータの特性測定装置の構成、表 5.2 に測定条件を示す。モータ特性としては、PWM インバータの変調方式を二相変調方式と三相変調方式とした場合の二通りを測定する。PWM インバータの変調方式は、マイコンの制御定数の変更によって切り替えるため、使用する PWM インバータは 1 台である。

負荷トルク $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ を与えた負荷試験においては、図 5.3 に示すような構成で、PWM インバータで試験モータを駆動した。キャリア周波数 f_c は 3.6 kHz に設定した。測定項目は、回転速度、負荷トルク、端子電圧、電機子電流、モータおよびインバータの入力電力、モータ効率、インバータ効率、総合効率（モータ

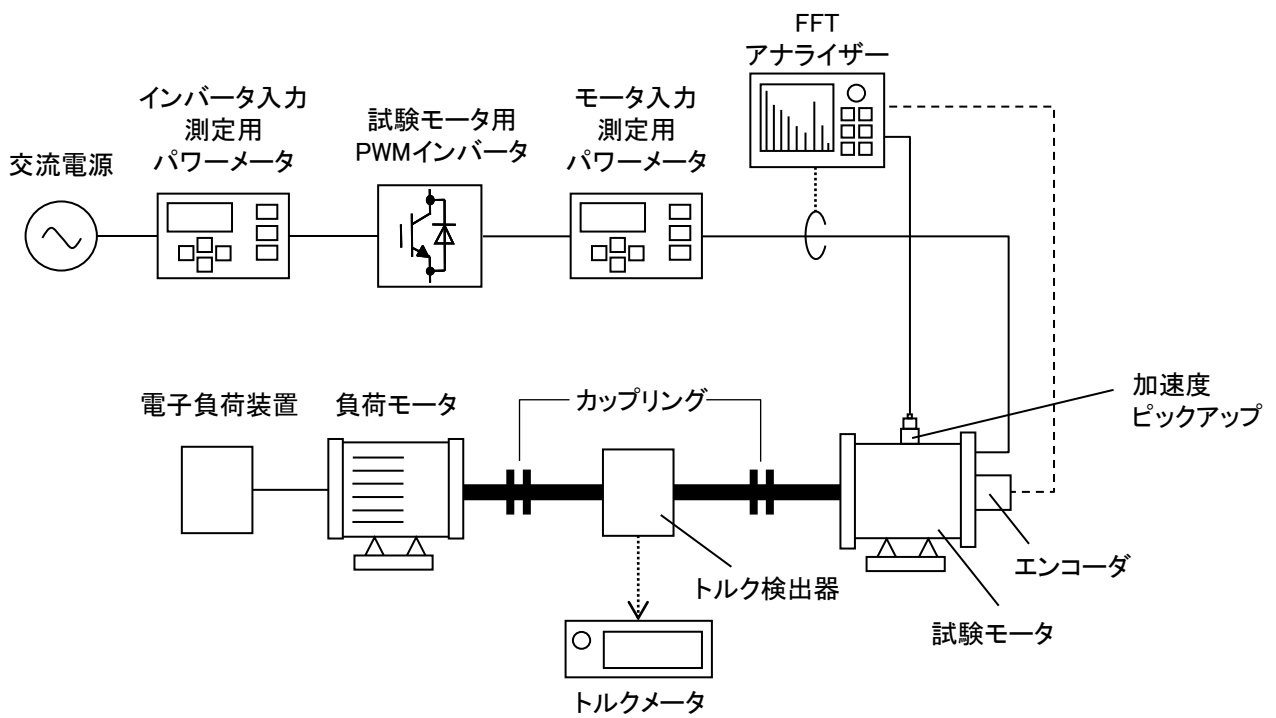


図5.3 モータの特性測定装置の構成

表5.2 測定条件

項目	単位	諸元
直流電圧	V	270
回転速度	min ⁻¹	1000～5000
負荷トルク	N・m	4.0

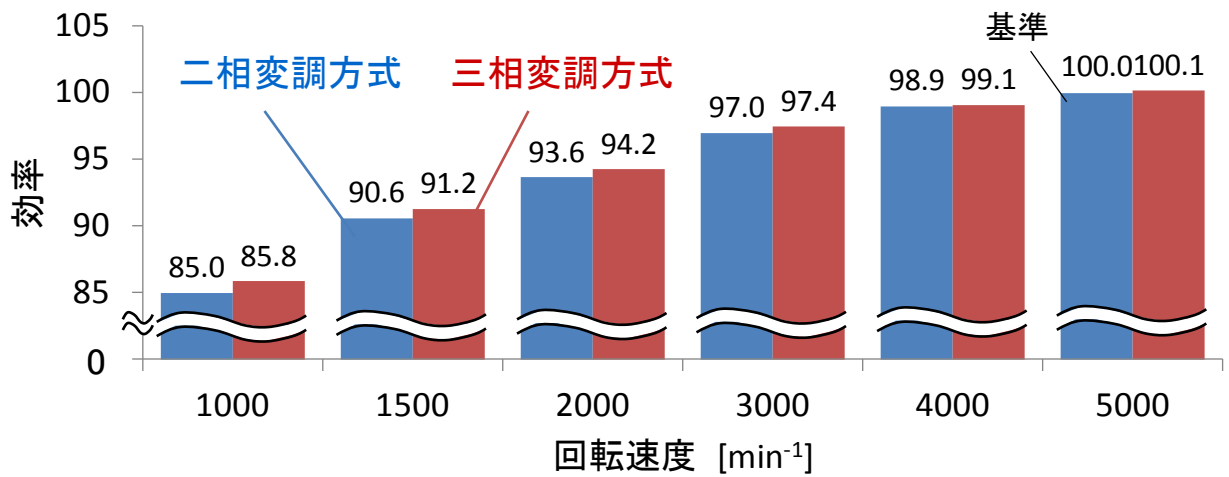
タ効率とインバータ効率の積)、端子電圧の波形および負荷角 δ 、電機子電流の波形および位相 β 、振動加速度である。振動加速度は、図 5.3 で示したように、加速度ピックアップを試験モータの真上に設置し、FFT アナライザを用いて測定した。

5.3.3 負荷時の特性測定結果

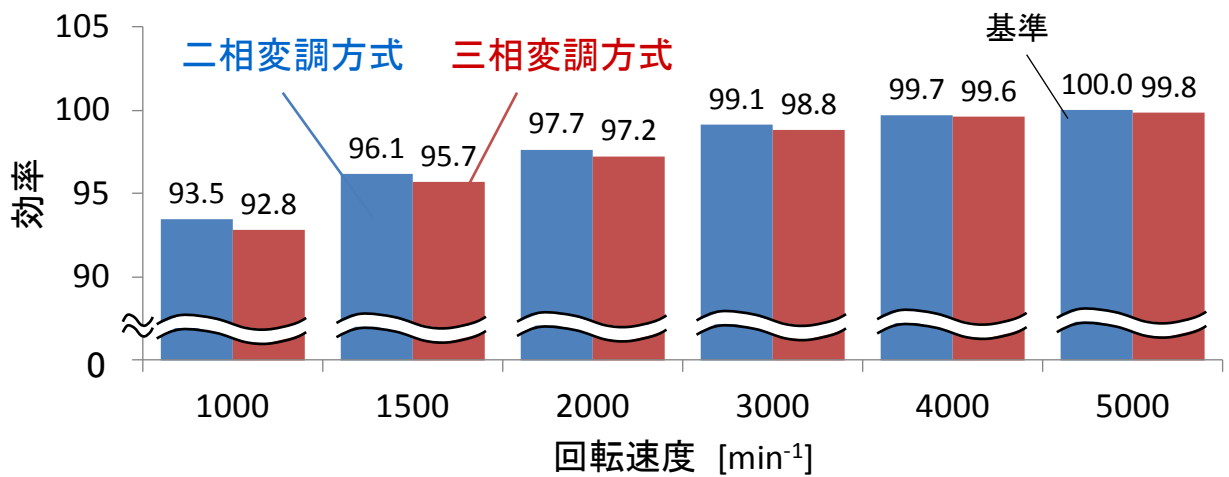
図 5.4 に各回転数における効率の測定結果を示す。図において、(a)はモータ効率、(b)はインバータ効率、(c)は総合効率である。ここで、効率は、 5000 min^{-1} において、二相変調方式でモータを駆動した場合の値を基準とした。図 5.4(a)より、モータを三相変調方式で駆動した方がモータ効率は高く、特に、低速で 0.8 %と差が大きく、回転速度が高くなるに従い効率の差が小さくなっている。これは、回転速度が低いと、誘導起電力の減少に伴い、モータの端子電圧が低くなり、インバータの変調率が低くなる。その結果、低速時は高速時に対して、インバータのスイッチング回数が増えて、モータに印加される PWM 電圧の出力高調波の影響によって高調波磁束が増え、銅損および鉄損が増加したためと考えられる。また、図 5.4(b)より、モータを二相変調方式で駆動した方がインバータ効率は高く、特に、低速で 0.7 %と差が大きく、回転速度が高くなるに従い効率の差が小さくなっている。これは、前述したモータ効率の場合と同様の理由であり、インバータの変調率が影響していると考えられる。特に、二相変調方式は、三相変調方式と比べて、インバータのスイッチング回数が $2/3$ に減少するため、この効果は高速時よりも低速時の方が大きいと考えられる。また、図 5.4(c)より、低速時ではモータを三相変調方式で駆動した方が総合効率は高く、高速時にはほぼ同程度である。

以上より、駆動方式および運転条件によって効率に差が生じることがわかる。その理由を明らかにするため、モータの損失分離を行った。モータの損失分離方法として、機械損 W_m 、銅損 W_{cu} 、鉄損 W_i は、第 2 章で示した式に基づいて算定した。

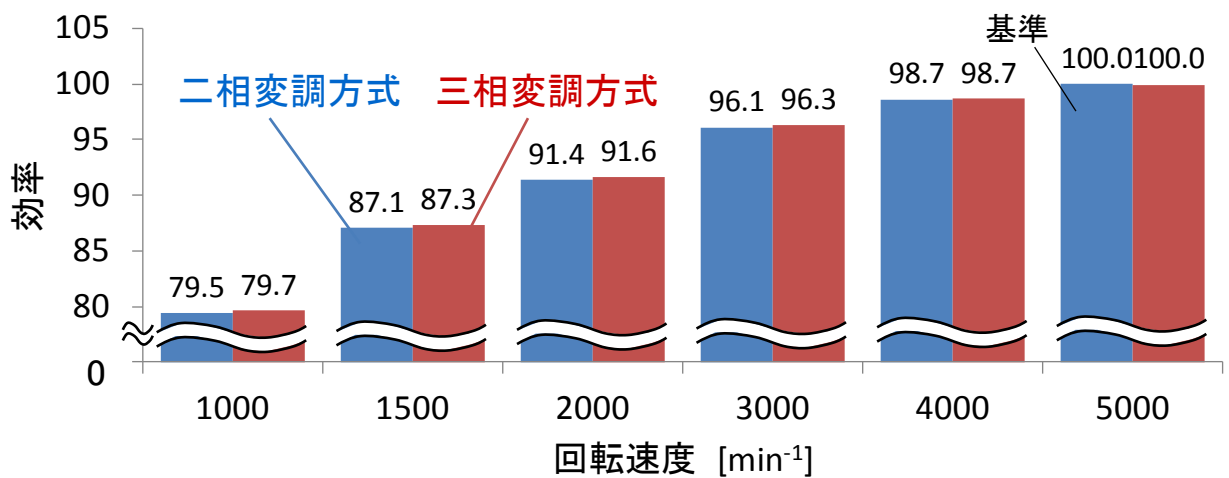
図 5.5 に各回転数におけるモータの損失の測定結果を示す。図において、(a)



(a) モータ効率

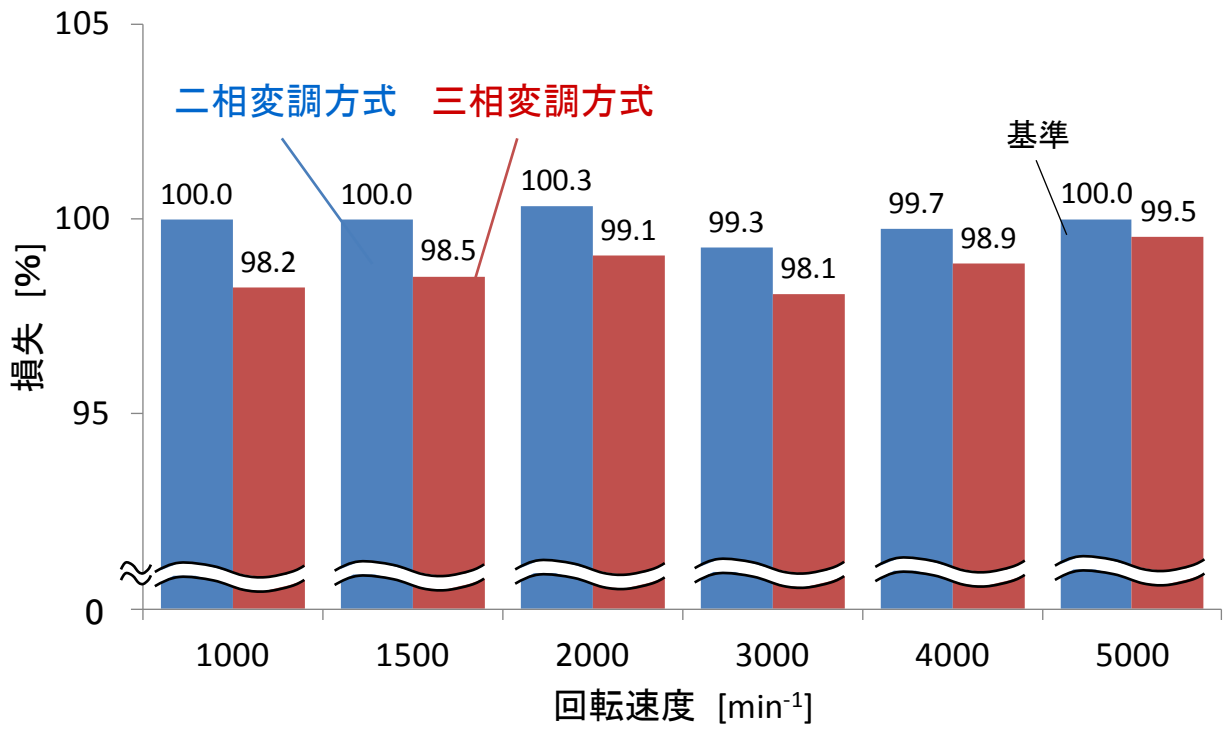


(b) インバータ効率

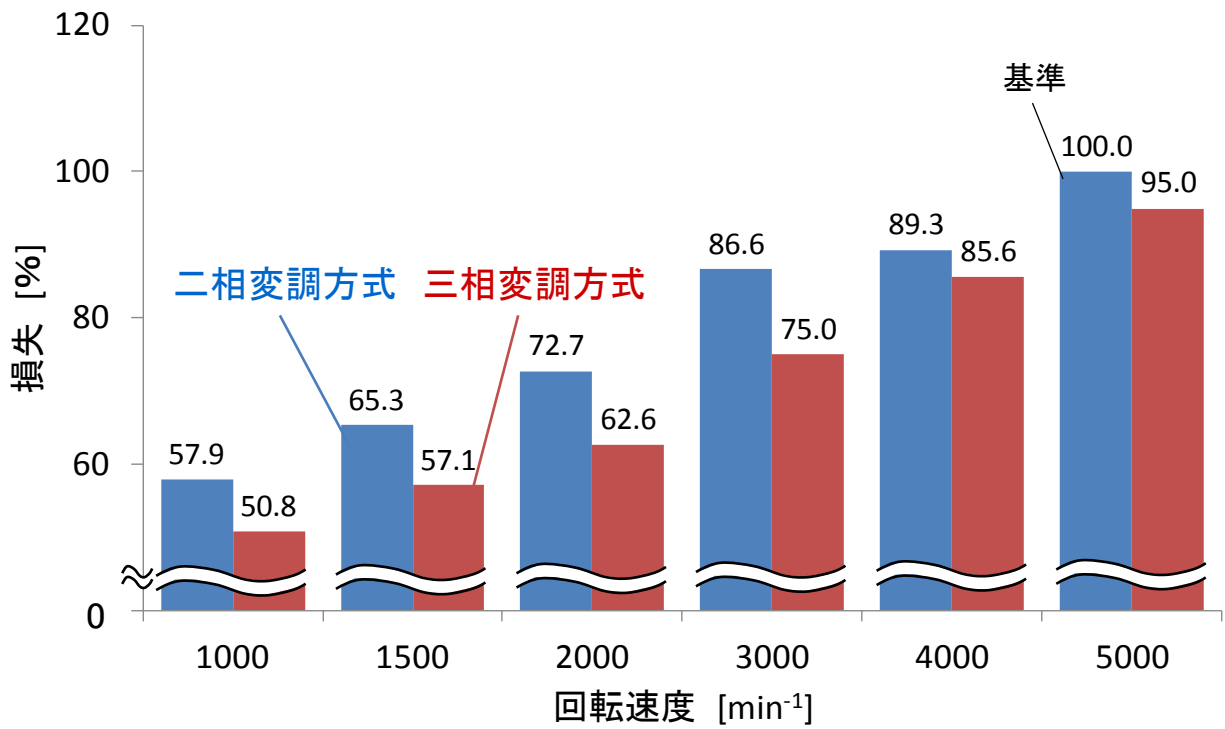


(c) 総合効率

図5.4 効率測定結果



(a) 銅損



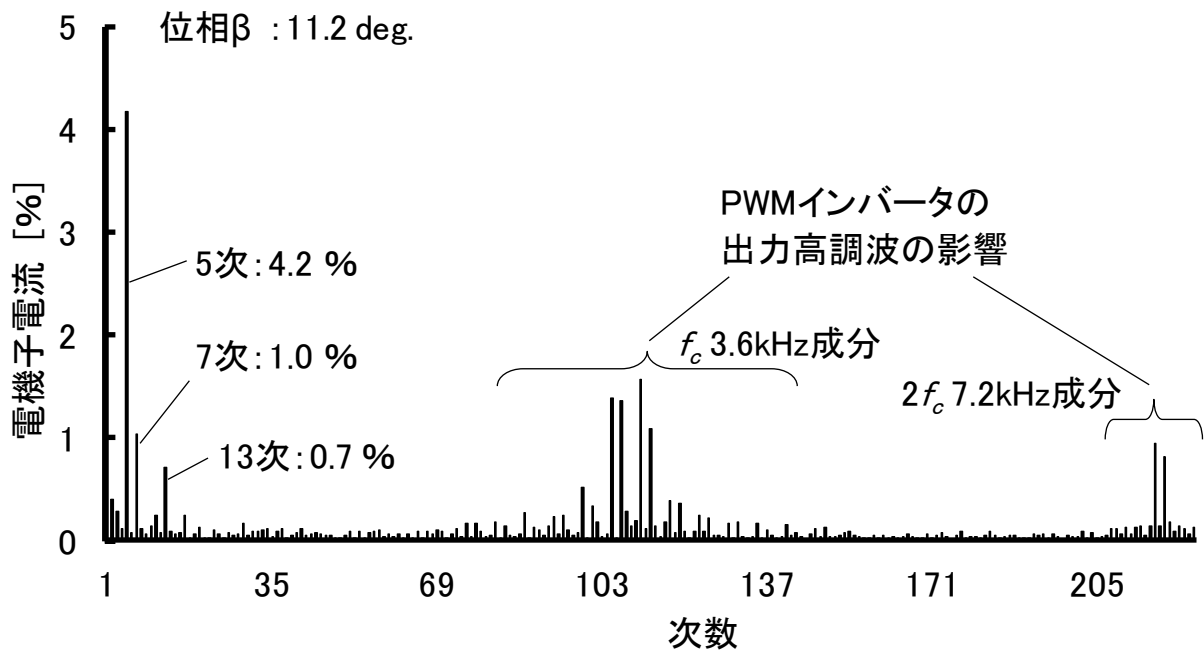
(b) 鉄損

図5.5 モータの損失の測定結果

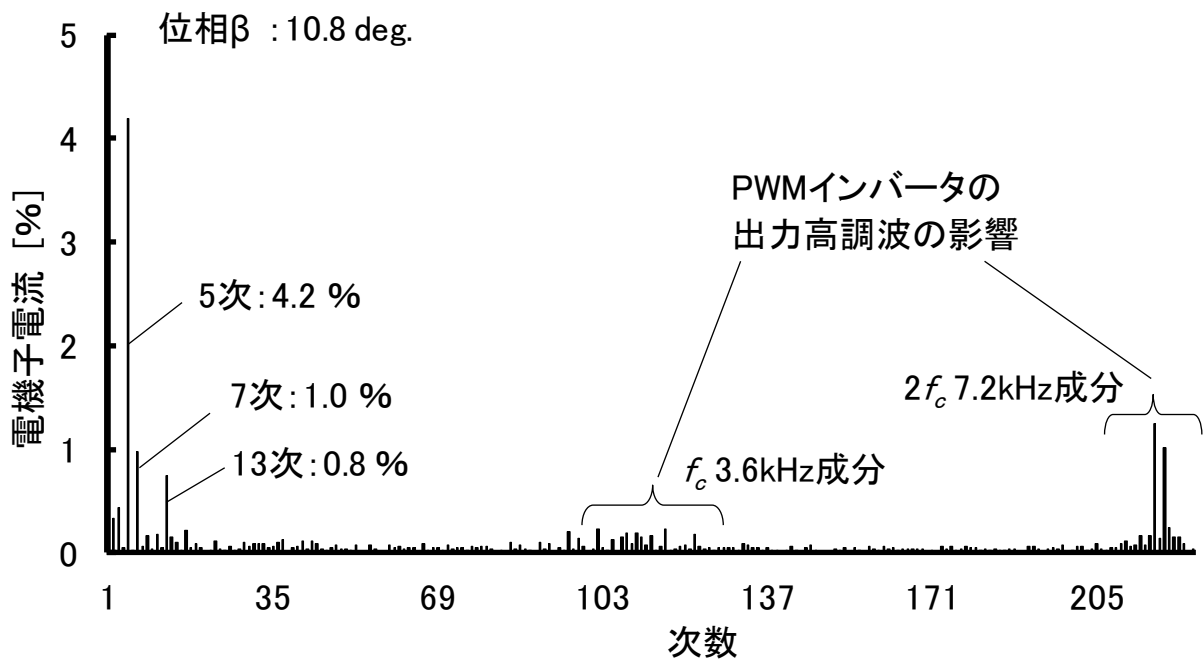
は銅損、(b)は鉄損である。ここで、損失は、 5000 min^{-1} において、二相変調方式でモータを駆動した場合の値を基準とした。これらの図より、三相変調方式で駆動した場合と比べて、二相変調方式で駆動すると、モータの銅損および鉄損は増大し、特に、低速では差が大きく、回転速度が高くなるに従い損失の差が小さくなっている。これは、前述したモータ効率の場合と同様の理由であり、インバータの変調率が影響していると考えられる。

以上より、駆動方式および運転条件によって損失に差が生じることがわかる。その理由を明らかにするため、低速時と高速時のモータの電機子電流の調波分析を行った。

図 5.6 および図 5.7 に 1000 min^{-1} および 5000 min^{-1} における電機子電流を調波分析した結果を示す。図において、(a)は二相変調方式、(b)は三相変調方式でモータを駆動した場合である。ここで、電機子電流は、各運転条件において、二相変調方式でモータを駆動した場合の基本波実効値を基準とした。これらの図より、モータを三相変調方式で駆動した場合と二相変調方式で駆動した場合を比較すると、低速の 1000 min^{-1} 時では三相変調方式で駆動した方がキャリア周波数 f_c の 3.6 kHz に相当する高調波電流が減少し、キャリア周波数 $2f_c$ の 7.2 kHz に相当する高調波電流は、二相変調方式で駆動した方が減少していることがわかる。ここで、図 5.1 および図 5.2 で示したように、線間の PWM 電圧は、三相変調方式で駆動した方がキャリア周波数 f_c に相当する高調波成分が小さく、二相変調方式で駆動した方がキャリア周波数 $2f_c$ に相当する高調波成分が小さくなっている。つまり、線間の PWM 電圧とモータの高調波電流には、相関があることがわかる。さらに、高調波電流の大きさとしては、キャリア周波数 f_c の 3.6 kHz に相当する高調波電流の方が大きいことがわかる。そのため、二相変調方式で駆動した場合と比べて、三相変調方式で駆動した方がモータの銅損および鉄損が減少し、モータ効率が高くなったと考えられる。また、高速の 5000 min^{-1} 時も低速の 1000 min^{-1} 時と同様な傾向を示していることがわかる。一方、5次および7次など低次の高調波電流は、駆動方式および運転条件によらずほぼ

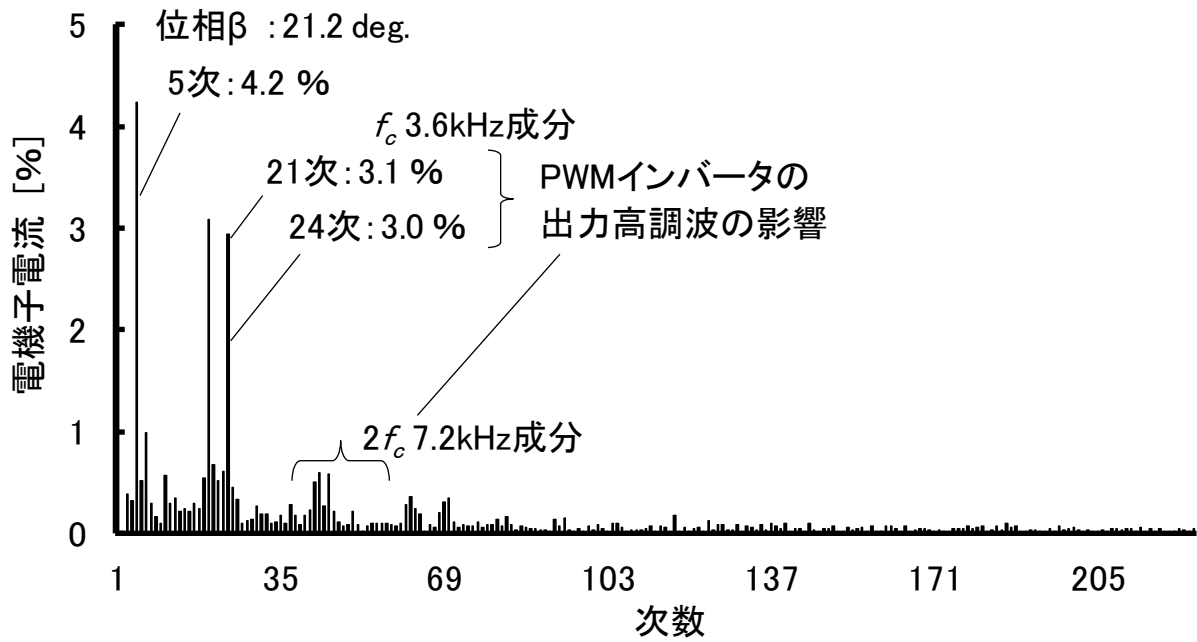


(a) 二相変調方式

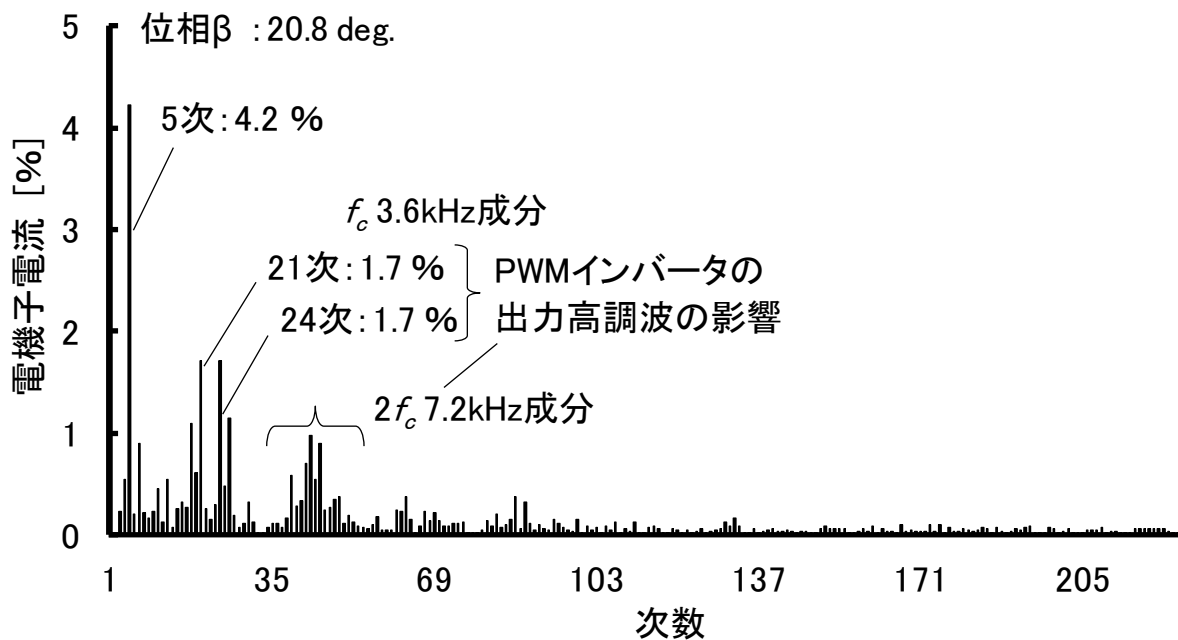


(b) 三相変調方式

図5.6 モータの電機子電流の調波分析結果(1000min⁻¹)



(a) 二相変調方式



(b) 三相変調方式

図5.7 モータの電機子電流の調波分析結果(5000min⁻¹)

一定であることがわかる。

以上より、線間の PWM 電圧とモータの高調波電流には相関があり、特に、キャリア周波数 f_c の 3.6kHz に相当する高調波電流は、モータの効率および損失に及ぼす影響が大きいことが明らかとなった。

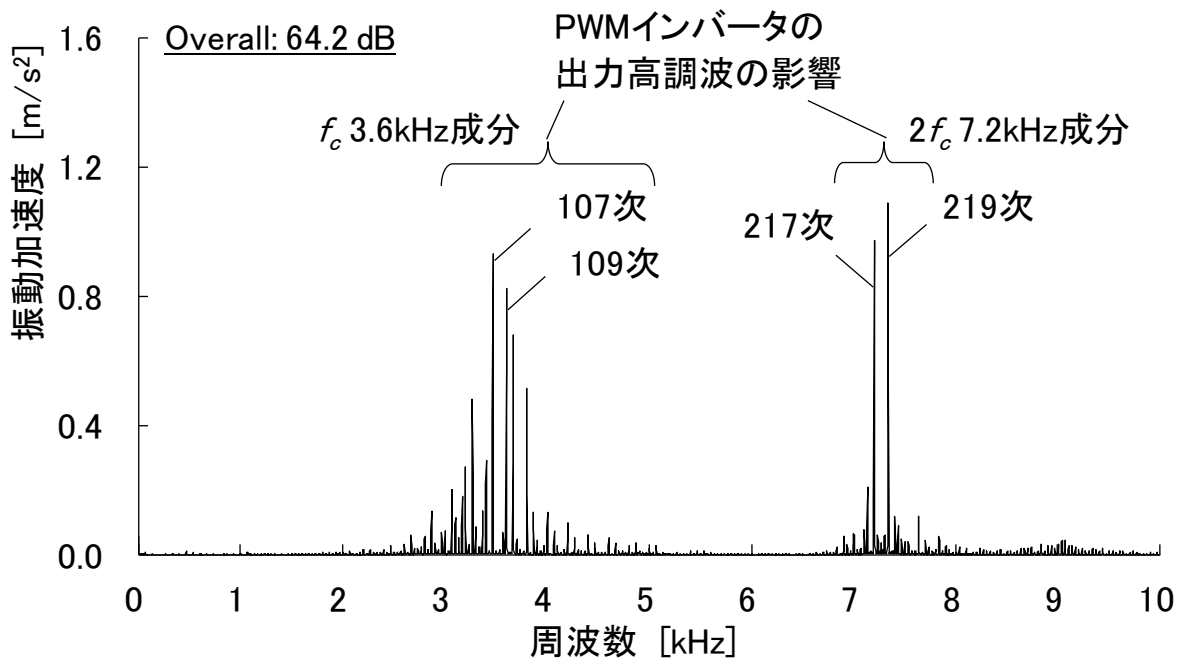
5.3.4 モータの振動測定結果

図 5.8 および図 5.9 に 1000 min^{-1} および 5000 min^{-1} における振動加速度の測定結果を示す。図において、(a)は二相変調方式、(b)は三相変調方式で駆動した場合である。ここで、採取した振動加速度の総合的な値は、4.4 節で示した(4.3)式を用いて算出した⁽⁵⁸⁾。これらの図より、モータを三相変調方式で駆動した場合と二相変調方式で駆動した場合を比較すると、先に述べた電機子電流と同様で、低速の 1000 min^{-1} 時では三相変調方式で駆動した方がキャリア周波数 f_c の 3.6 kHz に相当する高調波成分が減少し、キャリア周波数 $2f_c$ の 7.2 kHz に相当する高調波成分は、二相変調方式で駆動した方が減少していることがわかる。これは、前述した電機子電流と同様の理由であり、図 5.1 および図 5.2 で示したように、変調方式を切り替えた際の線間の PWM 電圧の高調波成分の変化に起因していると考えられる。さらに、振動加速度の総合的な値としては、三相変調方式で駆動した方が約 1.9 dB 小さくなっていることがわかる。また、高速の 5000 min^{-1} 時も低速の 1000 min^{-1} 時と同様な傾向を示し、振動加速度の総合的な値は、三相変調方式で駆動した方が約 0.6 dB 小さくなっていることがわかる。

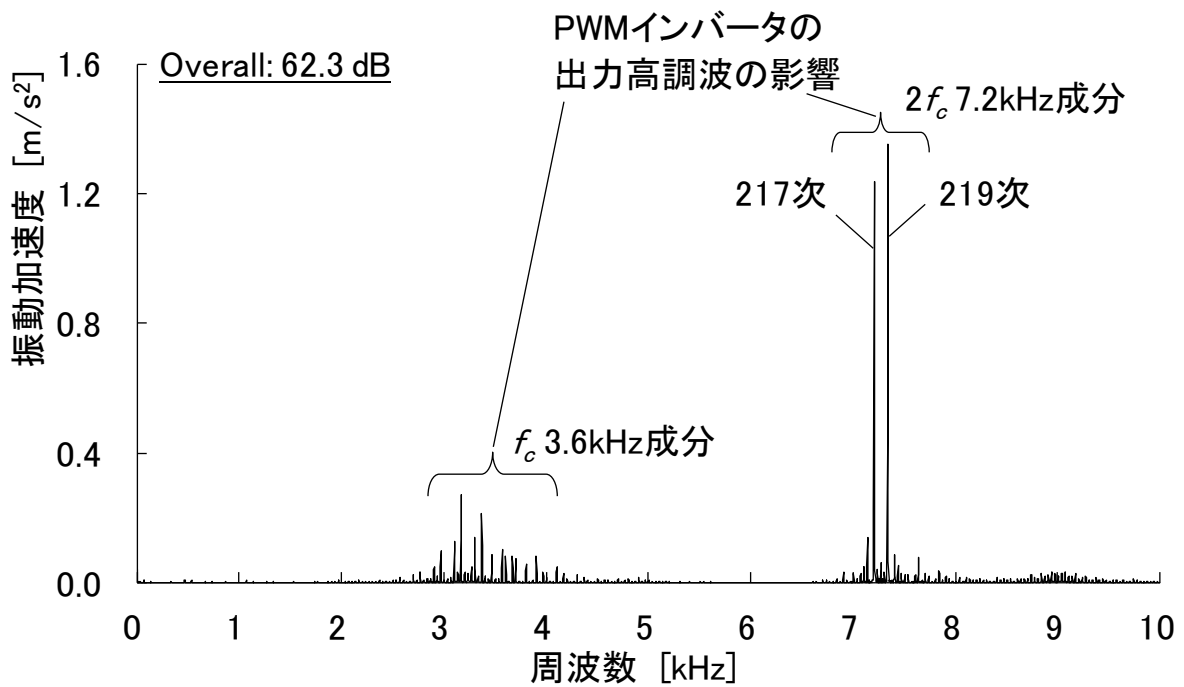
以上より、線間の PWM 電圧とモータの振動には相関があり、特に、キャリア周波数 f_c の 3.6 kHz に相当する高調波成分は、モータの振動に及ぼす影響が大きいことが明らかとなった。

5.4 磁界解析に基づくモータの特性評価

ここでは、5.2 節で述べた IPM モータを対象として、実測の端子電圧および負荷角 δ を入力とした磁界解析をもとに、モータの効率および損失を算定するとともに、モータの振動要因について考察する。

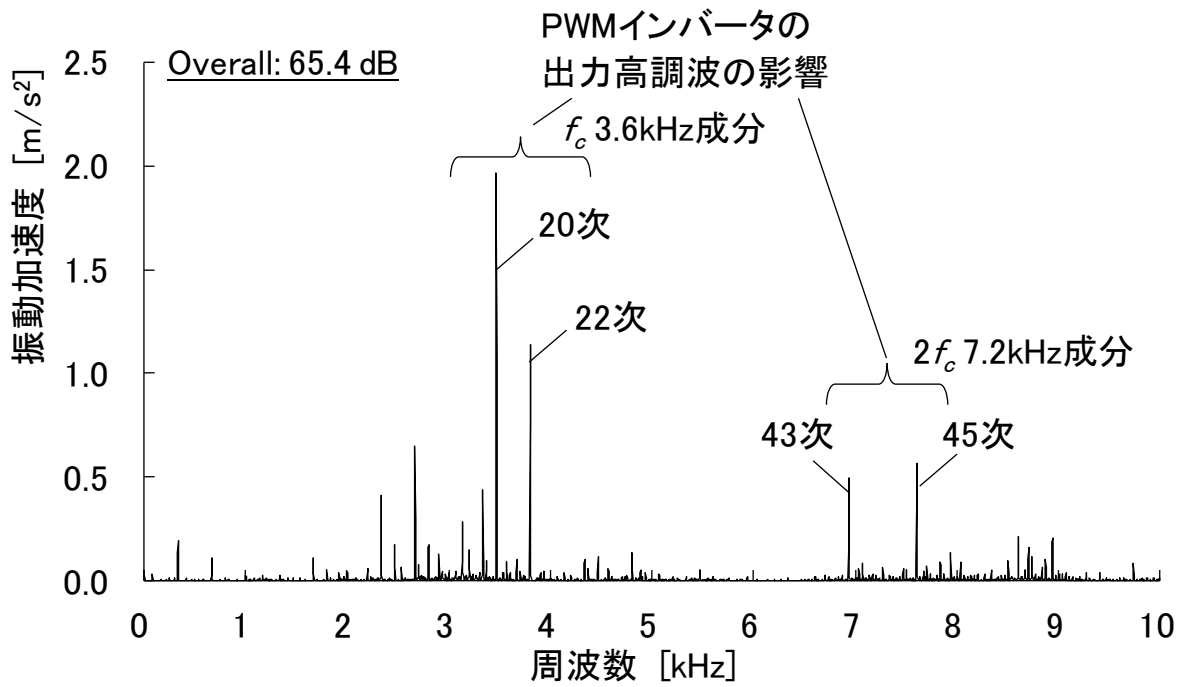


(a) 二相変調方式

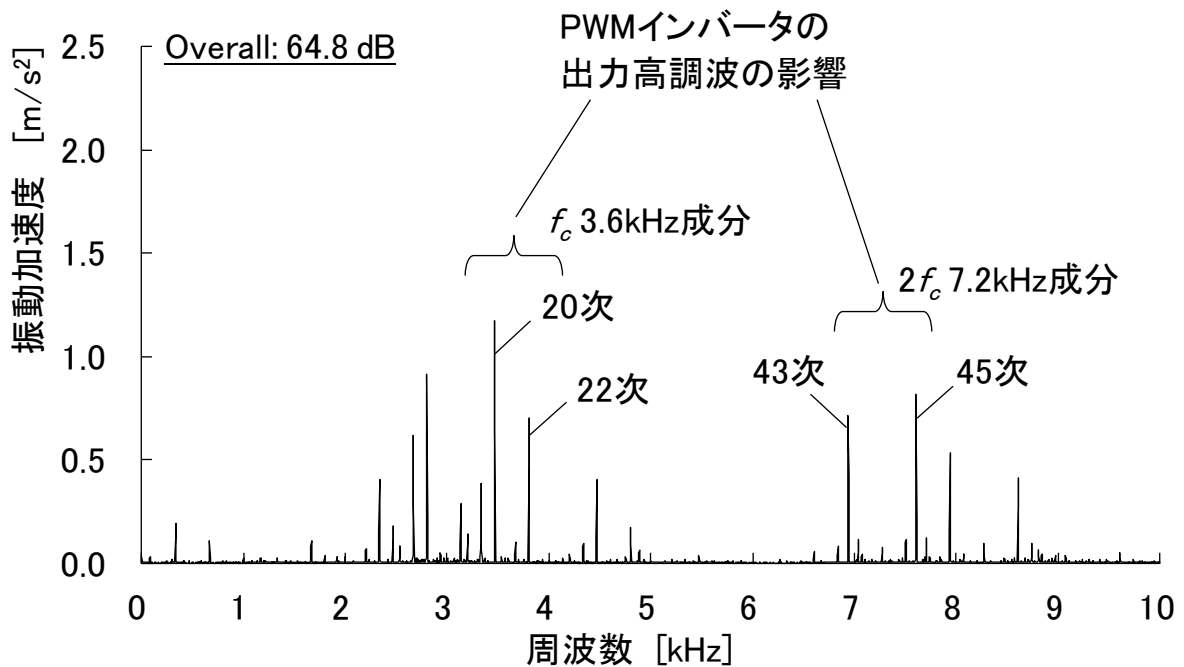


(b) 三相変調方式

図5.8 モータの振動加速度の測定結果(1000min⁻¹)



(a) 二相変調方式



(b) 三相変調方式

図5.9 モータの振動加速度の測定結果(5000min⁻¹)

なお、高調波を含む端子電圧を入力とした磁界解析では、基本波電圧を入力とした磁界解析と比べて、計算時間が膨大となる。そこで、本章では同程度の計算時間で解析するため、三相交流簡易 TP-EEC (Time Periodic Explicit Error Correction) 法を使用した⁽⁶⁰⁾。

5.4.1 解析条件および解析方法

磁界解析にて計算する項目は、モータの電機子電流、回転子鉄心および固定子鉄心の鉄損、永久磁石の渦電流損、キャリア周波数に相当する高調波による損失、径方向の電磁加振力（ただし、回転速度が 1000 min^{-1} 時のみ）である。

表 5.3 に解析条件を示す。PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束の影響を詳細に分析するため、時間刻みは、低速および高速時ともに電気角の 1 周期を 900 ステップとし、端子電圧の高調波次数は 225 次まで考慮した。

磁界解析における損失として、銅損は、巻線温度を考慮した抵抗値と、磁界解析で算出した電機子電流を用いて算出した。回転子鉄心および固定子鉄心の鉄損は、磁界解析で磁束密度を求め、スタインメッツの実験式に基づいて算出した^{(52), (53)}。永久磁石の渦電流損は、表 5.3 で示した導電率を与え、磁界解析にて算出した。キャリア周波数に相当する高調波による損失は、225 次まで考慮して磁界解析によって得られた全損失（銅損、鉄損、永久磁石の渦電流損の和）から基本波電圧のみで計算した場合の全損失を差し引いた値とした。径方向の電磁加振力は、4.3 節で述べた解析方法を用いて算出した。4 極の IPM モータを対象としているため、1 次の空間高調波、円環モードとしては楕円状の 2 次に着目した。また、キャリア周波数 $2f_c$ の 7.2 kHz に相当する高調波成分の影響を評価するため、可聴域の 1 kHz~10 kHz に着目して、モータの振動要因を分析した。

5.4.2 モータの効率および損失の計算結果

図 5.10 にモータ効率の計算結果を示す。ここで、モータ効率は、 5000 min^{-1} において、二相変調方式で駆動した場合の実測値を基準とし、比較のため実測結果を併せて表記している。図より、低速の 1000 min^{-1} および高速の 5000 min^{-1}

表5.3 解析条件

項目	単位	(a)	(b)
回転速度	min ⁻¹	1000	5000
解析ステップ数	—	900	
考慮した高調波次数の数	—	225	
永久磁石	—	ネオジム磁石	
永久磁石の導電率	S/m	6.7 x 10 ⁵	
電磁鋼板	—	35A300	

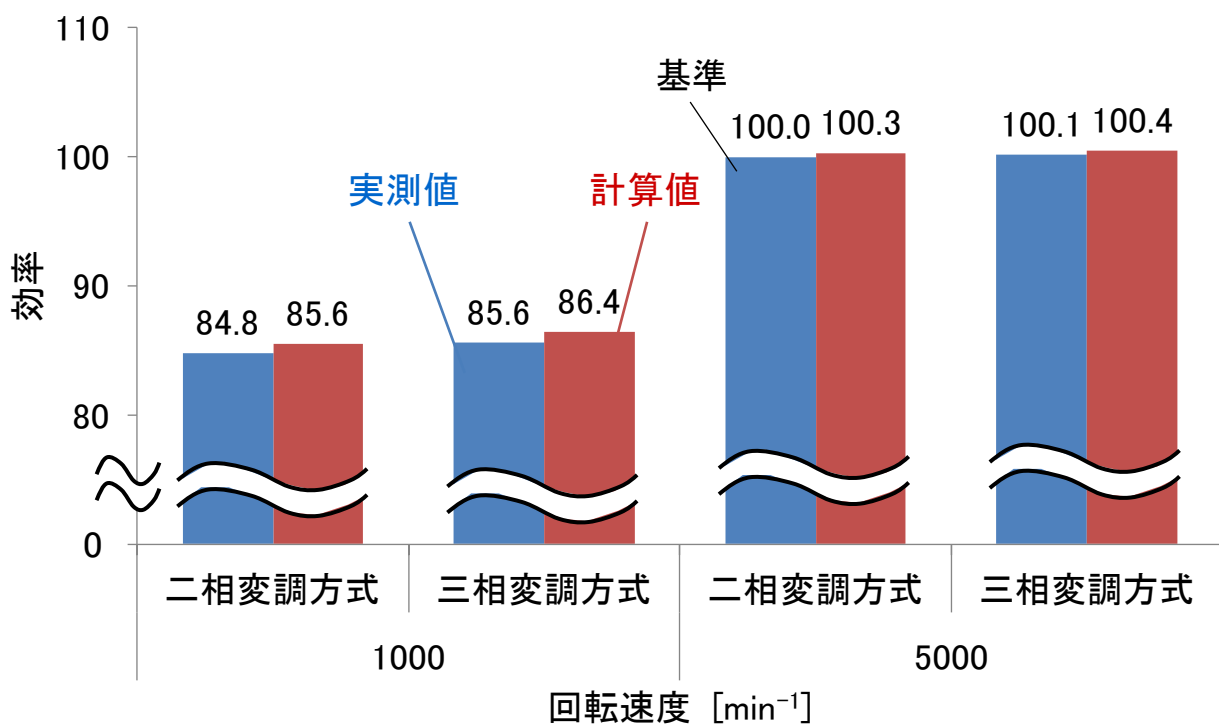


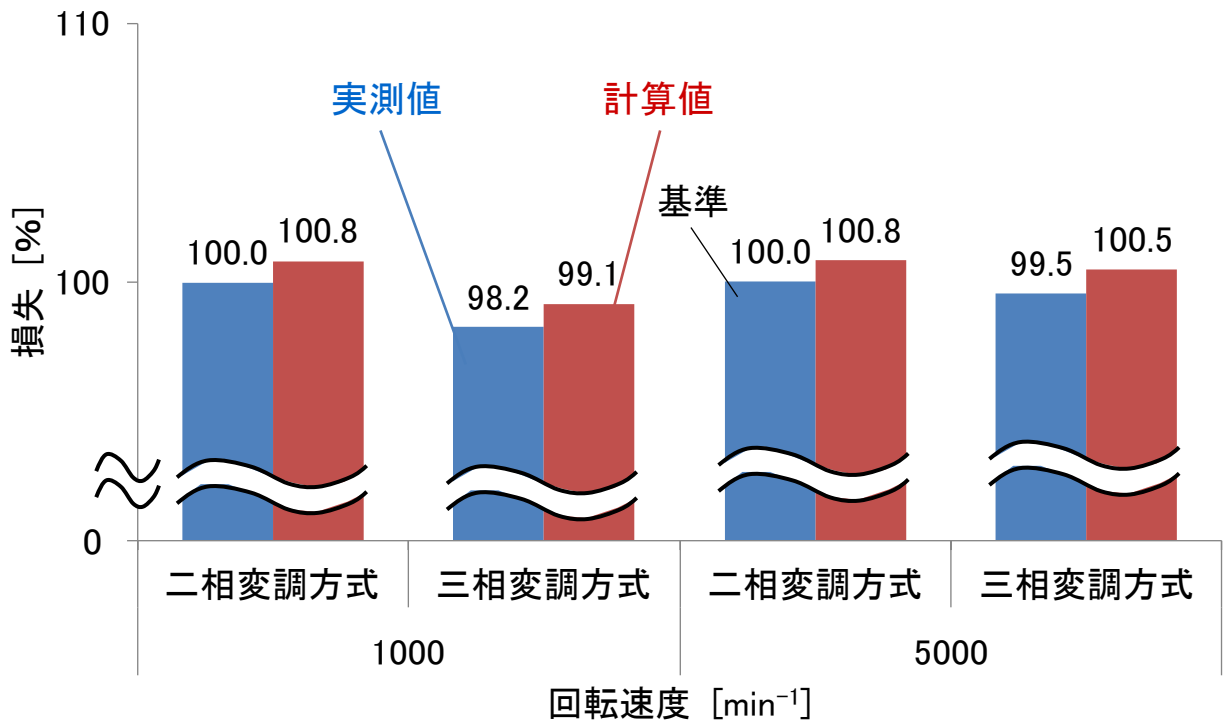
図5.10 モータ効率の計算結果

時とも三相変調方式で駆動した方がモータ効率は高いことがわかる。これは、図 5.6 および図 5.7 に示されるように、モータを二相変調方式で駆動した場合と比較して、三相変調方式で駆動した方がキャリア周波数 f_c の 3.6 kHz に相当する時間高調波磁束が減少したためと考えられる。これらの計算結果は実測結果と傾向が一致し、今後、インバータの変調方式がモータ効率に及ぼす影響を設計段階で考察することが可能となった。

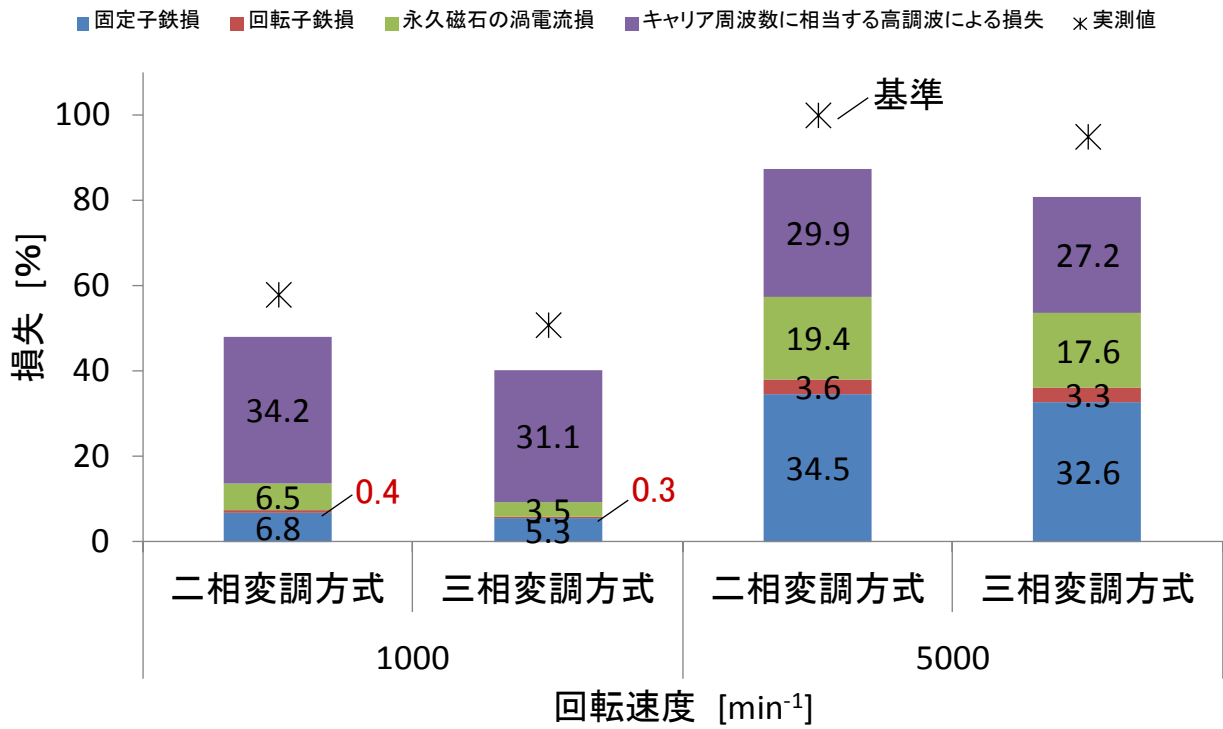
図 5.11 にモータの損失の計算結果を示す。図において、(a)は銅損、(b)は鉄損とその他の損失の和である。ここで、損失は、 5000 min^{-1} において、二相変調方式で駆動した場合の実測値を基準とし、比較のため実測結果を併せて表記している。これらの図より、低速の 1000 min^{-1} および高速の 5000 min^{-1} 時ともに三相変調方式で駆動した方が銅損、固定子鉄心および回転子鉄心の鉄損、永久磁石の渦電流損、ならびにキャリア周波数に相当する高調波による損失が減少していることがわかる。これは、前述したモータ効率と同様の理由であり、図 5.6 および図 5.7 に示されるように、モータを二相変調方式で駆動した場合と比較して、三相変調方式で駆動した方がキャリア周波数 f_c の 3.6 kHz に相当する時間高調波磁束が減少するためと考えられる。これらの計算結果は実測結果と傾向が一致し、今後、インバータの変調方式がモータの損失に及ぼす影響を設計段階で考察することが可能となった。

5.4.3 モータの径方向の電磁加振力の計算結果

図 5.12 に 1000 min^{-1} 時の 1 次の空間高調波 (2 次の円環モード) における径方向の電磁加振力の計算結果を示す。図において、(a)は二相変調方式、(b)は三相変調方式で駆動した場合である。図より、モータを二相変調方式で駆動した場合と比較して、三相変調方式で駆動した方が径方向の電磁加振力は、キャリア周波数 f_c の 3.6 kHz に相当する 3 kHz~4 kHz が減少し、キャリア周波数 $2f_c$ の 7.2 kHz に相当する 7 kHz~8 kHz は増加していることがわかる。また、1 kHz 未満の高調波成分は、駆動方式によらずほぼ一定であることがわかる。これは、図 5.8 に示されるモータの振動加速度の測定結果と傾向が一致している。すなわ

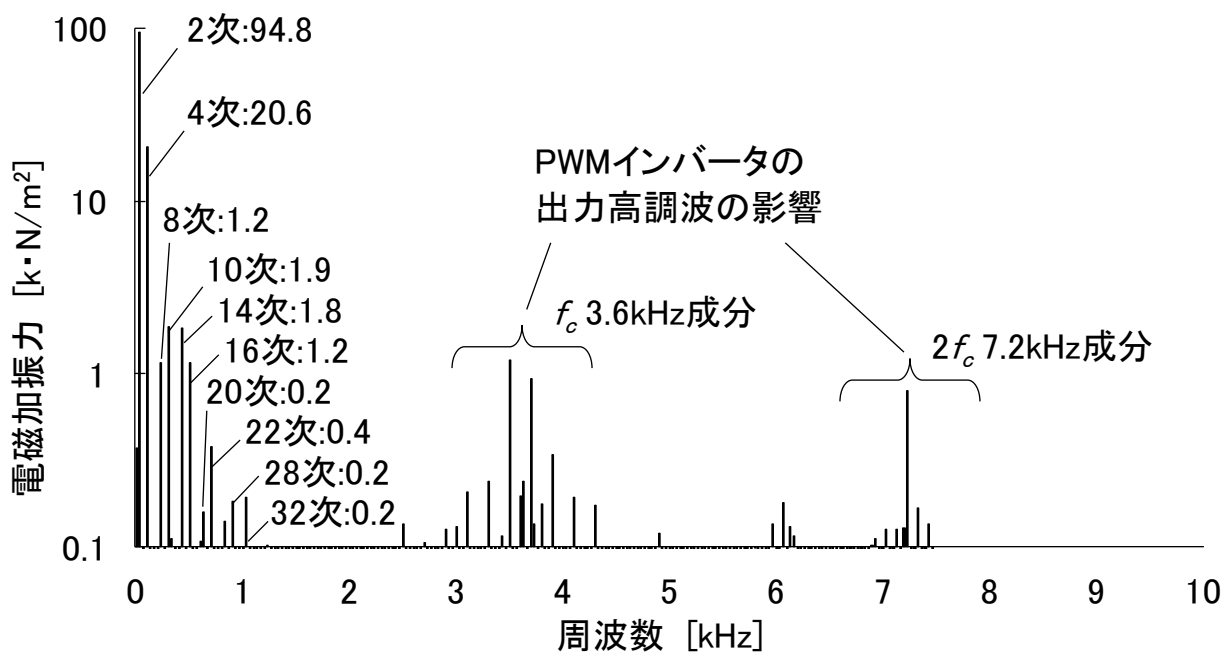


(a) 銅損

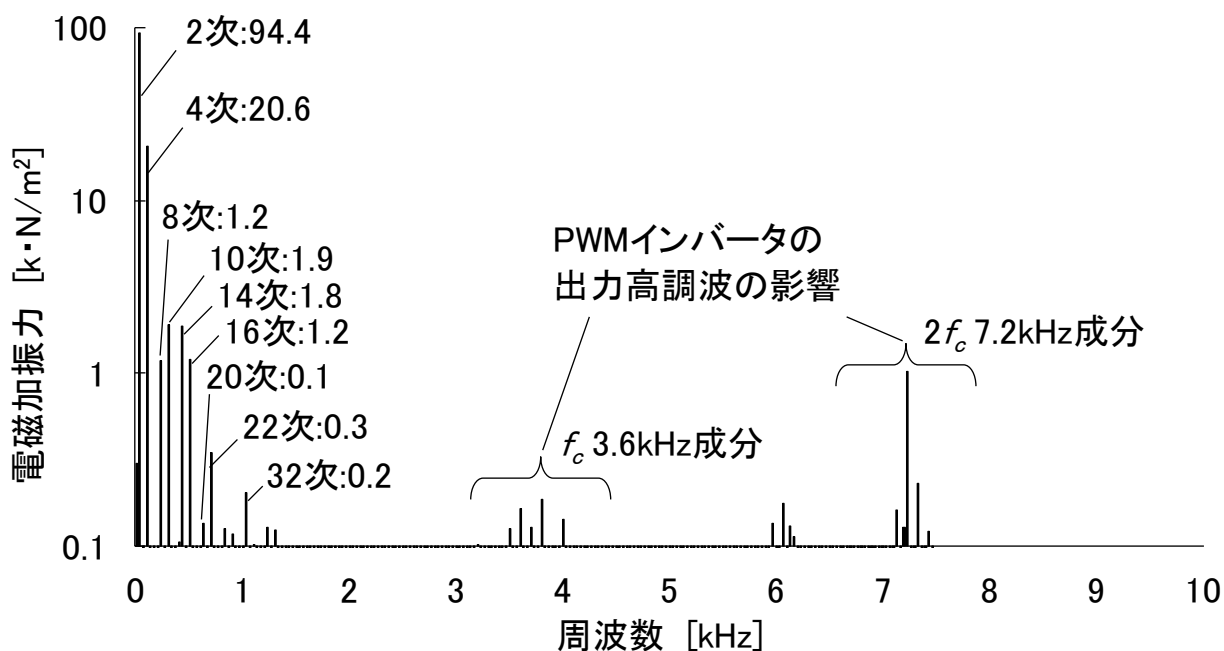


(b) 鉄損とその他の損失の和

図5.11 モータの損失の計算結果



(a) 二相変調方式



(b) 三相変調方式

図5.12 モータの径方向の電磁加振力の計算結果(1000 min^{-1})

ち、前述した電機子電流の測定結果と同様の理由であり、図 5.1 および図 5.2 で示したように、変調方式を切り替えた際の線間の PWM 電圧の高調波成分の変化に起因していると考えられる。

5.5 まとめ

本章では、駆動システムの最適化を図るため、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を明らかにした。先ず、実測により二相変調方式と三相変調方式でモータを駆動した場合の効率および振動を評価した。さらに、実測の端子電圧を入力とした磁界解析に基づいて、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を考察した。

その結果、三相変調方式で駆動した方が PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束が減少するため、モータの銅損および鉄損が減少することが明らかになった。さらに、二相変調方式と比べて、三相変調方式で駆動した方がモータ効率は高くなり、低速は最大で 0.8 %の差が生じることがわかった。

また、モータの振動要因について考察した結果、二相変調方式と比べて、三相変調方式で駆動した方が PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束が減少し、モータの電磁加振力が減少するため、振動が小さくなることが明らかとなった。

第6章 結言

6.1 本論文のまとめ

本研究では、PWM インバータで駆動されるエアコン圧縮機用の集中巻 IPM モータを対象に、高効率・低振動化を図るため、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束、固定子巻線ならびに永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束、PWM インバータのキャリア周波数および変調方式に起因する時間高調波磁束など、各種の高調波磁束がモータの損失や振動に及ぼす影響を磁界解析に基づいて明らかにした。さらに、これらの損失および振動の低減策を提案し、試作モータにより提案手法の効果を検証した。本論文の結論を要約すれば以下のようなになる。

第2章では、現状の圧縮機用モータの構造と課題について整理した。すなわち、IPM モータの場合、電機子反作用によって回転子磁極部に磁気飽和が生じるため、空間高調波磁束によってモータの損失が増加すること、固定子巻線が集中巻の IPM モータの場合、固定子巻線ならびに永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束によってモータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力が生じ、モータ効率の低下や、振動および騒音が増大する原因になること、PWM インバータのキャリア周波数および変調方式に起因する時間高調波磁束によってモータの損失、振動および騒音が大きく変わることを述べた。

第3章では、磁界解析に基づいて、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにした。次いで、電機子反作用によって生じる損失を低減するため、回転子のフラックスバリアの最適な形状と配置を提案した。さらに、回転子がフラックスバリア構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証した。

また、PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束がモータ損失に及ぼす影響を明らかにし、固定子巻線の高インダクタンス化による損失低減を提案するとともに、試作 IPM モータによりその効果を検証した。

以上の考察を通じて、電機子反作用による磁気飽和に起因する空間高調波磁束よりも PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束の方がモータの損失に及ぼす影響が大きいことが明らかとなった。さらに、PWM インバータで駆動した場合、フラックスバリアなしの IPM モータにおいて、正弦波交流電源で駆動した場合と比較して、PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束が増大し、固定子鉄心の渦電流損、ならびに永久磁石の渦電流損が増加することが明らかとなった。さらに、これらの損失は、固定子巻線の巻数を増やして高インダクタンス化することで低減可能であることを示した。

また、正弦波交流電源で駆動した場合、フラックスバリアなしの IPM モータは、電機子反作用によって 5 次および 7 次の空間高調波磁束が増大し、固定子鉄心および回転子鉄心の鉄損、ならびに永久磁石の渦電流損が増加することが明らかとなった。さらに、これらの損失は、回転子のフラックスバリアの最適な形状と配置によって低減可能であることを示した。

第 4 章では、磁界解析に基づいて、固定子巻線および永久磁石の配置に起因する空間高調波磁束がモータの損失、コギングトルク、トルクリプルおよび電磁加振力など振動要因に及ぼす影響を明らかにした。次いで、効率改善と、振動・騒音の抑制を図るため、モータ性能を維持しながら製作の容易な回転子のスキュー構造を提案した。すなわち、回転子断面が異なる 2 種類の回転子鉄心を軸方向に 3 段組み合わせることで、永久磁石回転子がスキュー構造となる IPM モータを提案し、三次元磁界解析によって回転子断面の最適形状を明らかにした。さらに、永久磁石回転子がスキュー構造の IPM モータを試作し、実測により提案手法の有用性を実証した。

さらに、これらの考察から、スキューを有するモータは、スキューなしモータと比較して、電機子電流が僅かに増加するものの、5 次および 7 次の高調波電流に起因する損失が減少するため、モータ効率が低下しないこと、コギングトルクおよびトルクリプルの 6 次および 12 次の空間高調波成分が低減されること、

可聴域の 1 kHz～3 kHz に相当する電磁加振力が減少するため、振動加速度の総合的な値を約 2.1 dB 小さくできることが明らかとなった。

第 5 章では、駆動システムの最適化を図るため、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を明らかにした。先ず、実測により二相変調方式と三相変調方式でモータを駆動した場合の効率および振動を評価した。さらに、実測の端子電圧を入力とした磁界解析に基づいて、PWM インバータの変調方式による時間高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を考察した。

その結果、三相変調方式で駆動した方が PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束が減少するため、モータの銅損および鉄損が減少することが明らかになった。さらに、二相変調方式と比べて、三相変調方式で駆動した方がモータ効率は高くなり、低速は最大で 0.8 % の差が生じることがわかった。

また、モータの振動要因について考察した結果、二相変調方式と比べて、三相変調方式で駆動した方が PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束が減少し、モータの電磁加振力が減少するため、振動が小さくなることが明らかとなった。

以上より、本研究により得られた知見は、PWM インバータで駆動されるエアコン圧縮機用の集中巻 IPM モータの損失および振動の低減に寄与するものと考えられる。

6.2 今後の展望

本論文では、PWM インバータで駆動されるエアコン圧縮機用の集中巻 IPM モータを対象に、高効率・低振動化を図るため、各種の高調波磁束がモータの損失および振動に及ぼす影響を磁界解析に基づいて、PWM インバータのキャリア周波数に相当する時間高調波磁束による影響が最も大きいことを明らかにした。トップランナー製品に認定されるエアコンは、今後益々の省エネルギー化

が必須で、エアコンの消費電力の大部分を占めるモータは、更なる高性能化が要求される。上述したように、モータの高性能化には、キャリア周波数に相当する時間高調波磁束の影響を高精度に評価することが重要で、磁界解析に基づいて評価するには、解析メッシュを細かくする必要がある。しかしながら、解析メッシュを細かくした場合、計算時間が膨大となる。また、IPM モータは設計変数が多く、固定子鉄心、ならびに回転子鉄心の磁気飽和の影響も無視できない。そのため、高精度、且つ高速計算が可能な評価手法を構築していくことが今後の課題と考えられる。

文献

- (1) 経済産業省資源エネルギー庁：エネルギー白書2013（2013）
- (2) 気候変動に関する国際連合枠組条約の京都議定書（1997）
- (3) 財団法人省エネルギーセンター：「エネルギーの使用の合理化に関する法律 改正省エネ法の概要2010」（2010）
- (4) 経済産業省資源エネルギー庁：「トップランナー基準 世界最高の省エネルギー機器の創出にむけて」（2010）
- (5) 財団法人省エネルギーセンター：月刊「省エネルギー」（2013）
- (6) 経済産業省資源エネルギー庁：「電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査」（2009）
- (7) 長竹和夫，永井一信，関原聡一，金沢秀俊，谷本茂也，黒田昌寛：「家電用モータ・インバータ技術」，日刊工業新聞社（2000-4）
- (8) 長友繁美：「空調分野における省エネルギー技術について-ルームエアコンディショナの効率向上技術」，日本マリンエンジニアリング学会誌，Vol.44，No.5（2009-5）
- (9) 本郷一郎，温品治信，平山卓也：「空調技術の最新動向」，東芝レビュー，Vol.64，No.11（2009-11）
- (10) 小形モータ応用技術調査専門委員会：「小形モータの応用技術」，電気学会技術報告第848号（2001-10）
- (11) 池坊泰裕：「モータの最新技術動向」，シャープ技報，Vol.82，No.7（2002-7）
- (12) 大山和伸：「リラクタンストルク応用電動機の高性能化動向」，電学論D，Vol.123，No.2（2003-2）
- (13) 栗原和美，湧井源二郎，久保田朋次：「空間高調波の影響を考慮した永久磁石同期電動機の負荷特性解析」，電学論D，Vol.114，No.3（1994-3）
- (14) 武田洋次，松井信行，森本茂雄，本田幸夫：「埋込磁石同期モータの設計と制御」，オーム社（2001）

- (15) 浅野能成, 本田幸夫, 武田洋次, 森本茂雄:「集中巻永久磁石同期モータのラジアル応力に着目した振動低減」, 電学論D, Vol.121, No.11 (2001-11)
- (16) K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri :
“Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21 (1985)
- (17) (株) 日立製作所 総合教育センタ技術研修所 編:「わかりやすい小形モータの技術」, オーム社 (2002)
- (18) 谷口勝則:「PWM電力変換システムとPWM波形の解析」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-10-001 (2010-1)
- (19) 社団法人日本冷凍空調学会:「冷媒圧縮機」, 日本冷凍空調学会圧縮機技術委員会 (2013-3)
- (20) 半導体電力変換技術委員会:「PWMインバータ制御方式の最新技術動向」, 電気学会技術報告第635号 (1997)
- (21) 大塚厚, 能登谷義明, 関谷禎夫, 能登原保夫:「2011年度PAMエアコン「イオンミストステンレス・クリーン白くまくん」(Sシリーズ)の開発—エコに「ステンレス・クリーン システム」をたし算—」, 日立評論, Vol.93, No.10 (2011-10)
- (22) 小原木春雄, 山本弘毅, 佐々木学, 野間啓二, 妹尾正治:「小容量永久磁石電動機の課題」, 電気学会回転機研究会資料, RM-04-124 (2004)
- (23) 高畑良一:「エアコン圧縮機駆動用永久磁石同期モータの高性能化」, 2013磁気応用技術シンポジウム, A6-2 (2013)
- (24) 村上浩, 玉村俊幸, 本田幸夫:「エアコン用コンプレッサモータの技術動向」電子情報通信学会, 通信技報, EMD99-62 (1999-11)
- (25) 稲葉好昭, 川村清隆, 今澤和基:「高効率・低コストを実現したエアコン用圧縮機モータ」, 東芝レビュー, Vol.55, No.1 (2000-1)
- (26) 馬場和彦, 松岡篤, 及川智明:「ルームエアコン用ブラシレスDCモータの高性能化」, 三菱電機技報, Vol.79, No.11 (2005-11)

- (27) 戸田広朗, W. Jiabin, H. David : 「永久磁石ブラシレスモータの損失評価」, JFE技報, No.8 (2005-6)
- (28) 松野澄和 : 「家庭用インバータエアコンの高効率化の取り組み (パワーエレ家電の最前線)」, 2005モータ技術シンポジウム, C6-3 (2005)
- (29) 佐藤光彦, 金子清一, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁 : 「エアコンのコンプレッサ用IPMモータの開発」, 愛知電機技報, No.30 (2009-3)
- (30) 同期機固定子鉄心の損失低減技術調査専門委員会 : 「同期機固定子鉄心の損失低減技術」, 電気学会技術報告第1139号 (2008-11)
- (31) 電磁界解析による回転機の実用的性能評価技術調査専門委員会 : 「電磁界解析による回転機の実用的性能評価技術」, 電気学会技術報告第1244号 (2012-2)
- (32) 交流機の損失評価技術調査専門委員会 : 「誘導機と同期機の損失評価技術」, 電気学会技術報告第967号 (2004-8)
- (33) 無方向性電磁鋼帯カタログ : 新日本製鐵株式会社
- (34) 坂本潔, 岩路善尚, 遠藤常博 : 「位置センサレス永久磁石同期電動機の簡易ベクトル制御」, 平成13年電気学会産業応用部門大会論文集, No.248 (2001-8)
- (35) 坂本潔, 岩路善尚, 遠藤常博 : 「家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御」, 電学論D, Vol.124, No.11 (2004-11)
- (36) 谷口勝則 : 「PWM電力変換システム—パワーエレクトロニクスの基礎—」, 共立出版 (2007)
- (37) 大熊繁, 寺谷達夫, 道木慎二 : 「ハイブリッド電気自動車における電気技術」, 電学論D, Vol.127, No.2 (2007-2)
- (38) 翁テイヒ, 森本茂雄, 真田雅之 : 「埋込磁石同期モータのセンサレス方形波駆動時の運転特性」, 平成19年電気学会産業応用部門大会論文集, No.1-111 (2007-8)
- (39) 高橋健治, 大石潔, 上町俊幸 : 「速度サーボ系の加速トルクと電圧飽和を

- 考慮したPWMインバータの混合変調方式」, 電学論D, Vol.129, No.9
(2009-9)
- (40) Smith Lerdudomsak, 道木慎二, 大熊繁 : 「インバータの過変調領域で動作可能なPMSMの電流制御系」, 電学論D, Vol.130, No.5 (2010-5)
- (41) 百目鬼英雄 : 「SPMモータとIPMモータの特長について」, 電気製鋼, Vol.79, No.2 (2008-4)
- (42) 中村雅憲 : 「PMモータのトルク算定に対する考察」, 東洋電機技報, 第118号 (2008-9)
- (43) 近藤稔 : 「突極同期機のトルク式の解釈について」, 電気学会回転機研究会資料, RM-09-45 (2009)
- (44) 渡辺達郎 : 「同期機」, 日刊工業新聞社 (1965)
- (45) 濱野宏, 齋藤泰行, 菊地聡 : 「電動車駆動用標準モータの開発」, 日立評論, Vol.95, No.11 (2013-11)
- (46) 吉原重行, 濱野宏, 山田博之, 中嶋賢市朗 : 「ハイブリッド電気自動車用パワートレインの電動化技術開発」, 日立評論, Vol.91, No.10 (2009-10)
- (47) 北村慎悟, 石原好之, 戸高敏之 : 「二次元有限要素法によるスキューを考慮した直流ブラシレスモータの磁界解析」, 電学論D, Vol.118, No.2 (1998-2)
- (48) 河瀬順洋, 山口忠, 矢野泰行, 井形誠男, 井田一男, 片岡義博, 山際昭雄 : 「スキューを考慮した埋込磁石構造回転機の三次元電磁力解析」, 電気学会静止器回転機合同研究会資料, SA-05-31, RM-05-31 (2005)
- (49) R. Takahata, S. Wakui, K. Miyata, K. Noma and M. Senoo : “Analysis of Rotor Eccentricity on Permanent Magnet Synchronous Motor Characteristics”, CD-Proc. of 2010 International Power Electronics Conference (IPEC-Sapporo 2010), No.23P2-16, pp.1306-1311 (2010)
- (50) 福田昭治, 岩路善尚 : 「ひずみ特性因子の提案とPWM方式評価への応用」, 電学論D, Vol.115, No.10 (1995-10)

- (51) 高畑良一, 湧井真一, 安島俊幸, 宮田健治, 野間啓二, 妹尾正治:「集中巻永久磁石同期モータの損失評価に関する基礎検討」, 電学論D, Vol.133, No.12 (2013-12)
- (52) 宮田健治:「辺要素有限要素法による磁界解析について」, 電学論C, Vol.124, No.7 (2004-7)
- (53) 中原明仁, 茂木尚, 高橋和彦, 井出一正, 金田潤也, 服部憲一, 渡辺孝, 開道力, 峰松英資, 半澤和文:「三次元磁界解析を用いたタービン発電機の無負荷時鉄損の分析」, 電学論D, Vol.124, No.8 (2004-8)
- (54) 高畑良一, 湧井真一, 宮田健治, 野間啓二, 妹尾正治:「ロータのスキュー効果を用いた集中巻永久磁石同期モータの低振動化に関する一考察」, 電学論D, Vol.132, No.2 (2012-2)
- (55) 三上浩幸, 井出一正, 菊地聡, 小原木春雄, 高橋見佳, 妹尾正治:「回転子スキューおよび二次電流の高調波成分を考慮したかご形誘導電動機の磁界解析」, 電学論D, Vol.117, No.8 (1997-8)
- (56) T. Kobayashi, F. Tajima, M. Ito, and S. Shibukawa:“Effects of Slot Combination on Acoustic Noise from Induction Motors”, *IEEE Trans. Magn.*, Vol.33, No.2 (1997-2)
- (57) 塩幡宏規, 根本佳奈子, 名川泰正, 坂本茂, 小林孝司, 伊藤元哉, 小原木春雄:「電磁力励起による電動機の振動放射音解析法」, 電学論D, Vol.118, No.11 (1998-11)
- (58) 野田伸一, 石橋文徳:「モータの騒音・振動とその低減対策」, NTS (2011)
- (59) 山崎克己, 瀬戸嘉郎, 谷田誠:「キャリア高調波を考慮したIPMモータの鉄損解析」, 電学論D, Vol.125, No.7 (2005) Vol.125, No.7 (2005-7)
- (60) 宮田健治:「Step-by-step 連続補正による時間周期非線形定常場解析の収束特性改善」, 電気学会静止器回転機合同研究会資料, SA-13-3, RM-13-3 (2013)

謝辞

本論文をまとめるにあたり，東北大学大学院工学研究科 電気エネルギーシステム専攻 一ノ倉理 教授には終始ご指導とご鞭撻を賜った。ご多忙の中，懇切なるご教示とご指導をいただいたことに対し，衷心より敬意と感謝の意を捧げる次第であります。

また，東北大学大学院医工学研究科 松木英敏 教授ならびに石山和志 教授には，本論文をまとめるにあたって適切な議論と貴重なご助言をいただいた。ここに感謝の意を表する次第であります。

本論文は，筆者が勤務している株式会社日立製作所において，永久磁石同期モータの研究開発に参画する機会を与えられた平成 12 年から平成 22 年における研究成果の一部を主としてまとめたものである。その間，株式会社日立製作所ならびに同社グループ会社の方々には，多大なご指導，ご協力をいただいた。

株式会社日立産機システムの妹尾正治 副技師長，野間啓二 主任技師におかれては，永久磁石同期モータの解析および測定手法に対するご討議，試作機製作ならびに実機試験に関する様々なご協力をいただくとともに，本研究を進める上で種々のご配慮をいただいた。

筆者の所属する日立研究所においては，エネルギー・環境研究センタの井出一正 センタ長ならびに情報制御研究センタの三上浩幸 センタ長に本研究全般にわたり多大なるご指導，ご鞭撻をいただくとともに，本論文をまとめるにあたりご助言をいただいた。また同所 OB の小原木春雄氏（現日立アプライアンス株式会社 主管技師），湧井真一氏（現日立アプライアンス株式会社 センタ長）には回転機理論，数値解析技術，モータの特性評価ならびに測定方法に関して種々のご指導とご支援をいただいた。モータシステム研究部の榎本裕治 ユニットリーダー主任研究員には，研究成果を博士論文としてまとめることを勧めていただくとともに，筆者の所属する生活家電研究部の笹尾桂史 部長ならびに野崎務 ユニットリーダー主任研究員には本論文の取りまとめに際してご助言ならび

に種々のご配慮をいただいた。

筆者が本研究をまとめるに至ったのも，日立研究所 西野由高 所長，同所機械研究センタの福山満由美 センタ長のご指導とご配慮によるものである。

本論文の完成に当たり，以上の方々に改めて深く感謝の意を表すとともに，厚くお礼申し上げます。

最後に私事となりますが，家事と育児に多忙な中，学位取得活動に対して理解を示し，協力し応援してくれた妻 明子，くじけそうな時に笑顔で元気をくれた長男 宗大，あたたかく励ましてくれた父 照秋，母 ヤヨイに心から感謝いたします。