

高周波電圧信号重畳時の誘導機における磁気飽和突極性と回転子
スロット高調波の一次インピーダンス特性に与える影響の考察

2018年11月27日

工学研究科 物質生産システム工学専攻

窪田 涼介

高周波電圧信号重畳時の誘導機における磁気飽和突極性と回転子スロット高調波の 一次インピーダンス特性に与える影響の考察

物質生産システム工学専攻

窪田 涼介

要旨

誘導機 (IM) は安価かつ堅牢という特長を有することから、鉄道車両、電気自動車及び鉄鋼プラント等の産業用電動機として幅広く利用されている。可変速制御を必要とする用途においては、IM 本来の特長を損なうことなくベクトル制御駆動を実現する技術として速度センサレスベクトル制御法 (センサレス制御法) が考案され実用に供されている。

センサレス制御法における技術課題の一つは、零周波数駆動における高精度かつ安定な動作を実現することである。その解決策として高周波電圧信号を重畳した場合に検出可能となる磁気飽和やスロット高調波等の突極性を利用する方式が報告されているが、回転子スロット構造による制約があり、また制御に不要な高周波信号を重畳するために、騒音や高調波電力損失の増大が想定され、これらの課題に対する低減が望まれる。

二次磁束推定に利用される磁気飽和に関しては、主磁束位置に加えて漏れ磁束位置においても生じることが知られているが、閉スロット構造の IM を対象とした場合の漏れ磁束飽和突極性を検出し得る重畳信号レベルについての検討は見当たらない。また速度推定に利用されるスロット高調波に関しては、その振幅特性を強める重畳信号レベルに関する詳細な検討は見当たらない。

そこで、本論文では閉スロット構造の IM を対象として高周波電圧信号重畳によるセンサレスベクトル制御系において必要となる磁気飽和及び回転子スロットの突極性について、主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和のインピーダンス特性への影響を検討するとともに、回転子スロットに起因するスロット高調波の影響を強める高周波電圧信号重畳レベルについて実験的に検討する。また、主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和突極性について、その物理現象を解析的に検討するために有限要素法による 2 次元過渡応答磁場解析を実施する。

以下に本論文の構成ならびに概要を記す。

第 1 章では、本研究の背景として IM の可変速制御技術に関する変遷について述べ、また、これまでに報告されている種々の制御法を記し、本研究の目的を述べる。

第 2 章では、IM の回転子スロット構造に対する磁気飽和ならびにスロット高調波の影響について述べるとともに、実機実験によって主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和のインピーダンス特性への影響を検討する。また、重畳する高周波電圧信号のスロット高調波への影響を検討し、その影響を強める重畳信号レベルを明らかにする。

第 3 章では、第 2 章において実験的に観測された主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和突極性について解析的に検討するために磁場解析を実施し、その解析結果から得られるインピーダンス特性を評価するとともに基本波磁束密度に対する重畳信号レベルにおける高周波磁束密度から検討することで、重畳信号レベルと各磁気飽和との関係を明らかにする。

第 4 章では、本研究で得られた主要な成果の総括を述べ、また今後の研究課題について記す。

キーワード：誘導機、高周波電圧信号重畳、磁気飽和、回転子スロット、インピーダンス特性、有限要素法

平成 30 年 11 月 27 日

Study on Influence of Magnetic Saturation Saliency and Rotor Slot Harmonics on Stator Impedance Characteristics of Induction Machine with High-frequency Voltage Signal Injection

Material Science and Production Engineering

Ryosuke Kubota

Abstract

Induction machines (IM) are widely used as industrial motors in such applications as electric railways, electric vehicles, and industrial plants due to their low cost and sturdiness. In applications requiring variable speed control, the speed sensor-less vector control method (sensor-less control method) has been devised as technique to realize vector control drive without impairing the original features of the IM. Furthermore, it is practically used in industrial fields.

One of the technical problems in the sensor-less control method is realizing high precision and stable operation in zero stator frequency. As a solution to that problem, the method utilizing magnetic saturation and slot harmonics, which can be detected by injecting the high frequency voltage signal, has been proposed. However, in the mentioned method, it is restricted by the rotor slot structure. Also, it is necessary to inject a high frequency signal; therefore, problems such as an increase of harmonic power loss and noise are assumed and the reduction of these problems is desired.

The magnetic saturation utilized for the rotor flux estimation is known to occur in the leakage flux position in addition to the main flux position. However, the injected signal level that can detect the leakage flux saturation saliency in the case of the IM with a closed slot structure has not been discussed. Also, for the slot harmonics to be utilized for the rotor speed estimation, the injected signal levels to enhance the amplitude characteristics have not been discussed.

In this thesis, the influence of the magnetic saturation and the slot harmonics on the stator impedance characteristics of the IM with a closed slot structure is investigated. The influences on impedance characteristics for magnetic saturations of main and leakage fluxes are investigated, and the high frequency voltage signal injection levels to enhance the slot harmonics caused by rotor slots are investigated. In addition, the 2-D transient magnetic analysis using the finite element method is carried out in order to analytically investigate the magnetic saturation saliency caused by the main and leakage fluxes.

In the first chapter, as a background of this research, the transition of variable speed control techniques of the IM and the various control methods are described, and the purposed of this research is described.

In the second chapter, the influences of magnetic saturations and slot harmonics on the rotor slot structure of the IM are described. Then, the influences of the magnetic saturations caused by the main and leakage fluxes on the impedance characteristics are investigated. Furthermore, the injected signal levels which enhance the influence of slot harmonics are investigated.

In the third chapter, the 2-D transient magnetic analysis is carried out to clarify the relationship between the injected signal level and magnetic saturation saliency caused by main and leakage fluxes.

In the fourth chapter, the main results of this research are summarized, and future works are described.

Keyword: induction machine, high frequency voltage signal injection, magnetic saturation, rotor slot, impedance characteristics, finite element method

November 27, 2018

目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 誘導機の変速制御技術の変遷	1
1.1.2 ベクトル制御	5
1.1.3 基本波モデルに立脚したセンサレスベクトル制御	10
1.1.4 磁気飽和及び回転子スロットの突極性を利用した センサレスベクトル制御	14
1.2 突極性に基づくセンサレスベクトル制御の課題	18
1.3 本研究の目的	19
1.4 本論文の構成	22
第2章 高周波電圧信号重畳による誘導機センサレスベクトル制御系で利用する 磁気飽和と回転子スロットが一次インピーダンスに与える影響の実験的検証	23
2.1 はじめに	23
2.2 磁気飽和位置及びスロット高調波	25
2.2.1 回転子スロット構造の磁気飽和及びスロット高調波への影響	25
2.2.2 主磁束及び漏れ磁束の飽和位置	28
2.2.3 高周波成分に対するスロット高調波	28
2.3 実験方法	32
2.3.1 高周波電圧信号重畳軸	32
2.3.2 高周波インピーダンス測定法	34
2.3.3 実験システムの構成	37
2.4 実験結果	40
2.4.1 磁気飽和特性に関する検討	40
2.4.2 負荷に対する磁気飽和位置の検討	45
2.4.3 回転子スロットに対する検討	50
2.5 まとめ	54

第3章	2次元過渡応答磁場解析による磁気飽和が誘導機の一次インピーダンス に与える影響の考察.....	55
3.1	はじめに	55
3.2	誘導機の有限要素解析モデル.....	56
3.2.1	解析対象機及び解析モデル.....	56
3.2.2	固定子巻線及び内部回路.....	59
3.3	解析方法	59
3.3.1	解析条件及びメッシュパターン.....	59
3.3.2	電動機パラメータの算出.....	63
3.3.3	高周波信号重畳方法.....	71
3.4	解析結果	74
3.4.1	無負荷・ゼロ速時における基本波の磁束密度分布及び電流密度分布.....	74
3.4.2	高周波インピーダンス特性.....	74
3.4.3	考察.....	78
3.5	まとめ	84
第4章	結論	85
4.1	本研究の成果	85
4.2	今後の課題	86
	謝辞	87
	参考文献	88
	研究業績	103
	付録	106

第 1 章

序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 誘導機の可変速制御技術の変遷

かご形誘導機（以下、誘導機）は安価かつ堅牢であり、整流子やブラシを必要としないために保守が簡単で、またその構造の容易さから鉄道車両や電気自動車、鉄鋼プラント、工作機械ならびにポンプ、送風機、圧縮機、そして家庭電器に至るまで幅広く利用されている交流電動機である⁽¹⁾。

今日における誘導機の回転動作を実現するに至る発端は、1824 年の D. F. J. Arago による「アラゴの円盤」実験によって発見された回転現象にさかのぼるといわれている。その後、1831 年に M. Faraday による電磁誘導現象の発見、また 1832 年に J. Henry が自己誘導現象を発見し、1885 年以降では G. Ferraris 及び N. Tesla らによって二相交流における回転磁界の実験ならびに誘導機としての原形が完成され、そして M. von Dolivo-Dobrowolski によって三相交流における回転磁界の研究が進められ、1889 年において世界で最初に三相かご形誘導機が製作された^{(1)~(3)}。

1960 年代まで誘導機といえば負荷の変化によって定まる一定速度で運転される定速電動機として利用されていた⁽²⁾⁽⁴⁾。しかしながら、1970 年代に生じたオイルショックを契機に事態は一変し、電力変換器を用いた可変速制御運転による省エネルギー化への取り組みに拍車がかげられた⁽⁴⁾⁽⁵⁾。以降、パワーエレクトロニクスとしての電力変換器、制御器及びセンサの技術革新に伴い可変速制御技術は発展してきた⁽⁶⁾。

可変速制御技術の発展をさらに促進させたのは、1960 年代後半から 1970 年代前半にかけて K. Hasse 及び F. Blaschke らによって提案されたベクトル制御の登場である⁽⁶⁾⁽⁷⁾。ベクトル制御の原理は、回転子（二次）電流と回転子（二次）磁束をベクトル分解し、二次磁束の生成に寄与する磁束成分電流とトルク発生に寄与するトルク成分電流に分けることによって、それぞれを独立に制御することを可能とし、また各成分電流の直交性が保たれている場合に瞬時トルク制御を行うことができる⁽⁷⁾⁽⁸⁾。これは直流機におけるトルク発生の原理そのものであり、すなわち直流機においてトルクを制御する場合、界磁巻線に流れる界磁電

流によって生成される磁束と電機子巻線に流れる電機子電流は整流子とブラシの整流作用によって常に直交性が保たれ、これよりフレミングの左手の法則に従う方向にトルクが発生することとなり瞬時トルク制御を実現できる。故に、ベクトル制御は直流機とのアナロジーから生まれた技術であるといえる。誘導機におけるベクトル制御の場合、固定子（一次）側から供給される一次電流のみによって磁束成分電流とトルク成分電流を生成する必要があり、また直交性が確立されていないために直流機と比較して制御は難しくなる。初期に提案された誘導機におけるベクトル制御の構成は、ホール素子等の磁束センサを誘導機機内に取り付けることによって二次磁束を検出して制御を行う直接形ベクトル制御であったが、駆動システムにおける信頼性の低下及び特殊仕様となるために構造が複雑となり汎用化が難しい等の課題から実用的ではない。そこで、より実用的な制御方法として誘導機の電動機パラメータと滑り周波数の演算値、そしてロータリエンコーダ等の速度センサから得られる回転速度を用いて二次磁束を推定演算する滑り周波数形ベクトル制御が提案された^{(9)~(14)}。上記の制御方法は、二次磁束を直接検出せずに滑り周波数を演算することによって制御を行うことから間接形ベクトル制御とも呼ばれる。

1980年代に入ると、誘導機におけるベクトル制御技術の発展とその制御ドライブを実現する電力変換器ならびに周辺装置の発展に伴い、誘導機が直流機の代替として産業界において可変速電動機としての実用期を迎えた⁽¹⁵⁾。この間、磁束センサを用いて二次磁束を直接検出する方法に取って代わり、誘導機の数学モデルを用いて二次磁束を推定演算する方法が提案された^{(19)~(26)}。ここで、現在において上記の方法が直接形ベクトル制御を指す。さらに、産業界における技術要求の高まりから、誘導機のベクトル制御において制御則に用いられている電動機パラメータが実機と異なることによって生じるトルク制御精度の劣化が問題となり、その解決策として適応制御理論を用いた電動機パラメータの適応同定法^{(16)~(18)(35)}や電動機パラメータの設定誤差に対する低感度化を実現するロバスト制御法^{(27)~(34)}が提案されている。また、異なるアプローチから、間接形と直接形を併用するベクトル制御⁽³⁷⁾や回転速度に応じて間接形と直接形を切り替えるハイブリッドベクトル制御⁽³⁸⁾、ニューラルネットワークを用いたベクトル制御⁽³⁹⁾が提案されている。以上、概観したように、今日において実用に供されている誘導機のベクトル制御による可変速制御技術は高性能化及び高精度化を果たし成熟した技術となっている。

一方で1980年代の後半以降には、誘導機のベクトル制御において回転速度を検出するための速度センサを要しない、速度センサレスベクトル制御（センサレス制御）が提案された^{(40)~(98)}。センサレス制御は、誘導機本来の特長を損なうことなくベクトル制御駆動を実現

する技術として考案された制御方法である。センサレス制御の登場により、小形化、低コスト化及び応用分野拡大等の道が開け、誘導機の可変速電動機としての適用領域をさらに押し広げた。誘導機のベクトル制御では二次磁束を推定する必要があったが、センサレス制御では二次磁束に加えて回転速度を推定する必要がある。誘導機のセンサレス制御における代表的な推定方法に関しては、誘導機の数学モデルに立脚して推定アルゴリズムを構築することによって二次磁束及び回転速度を推定する方法が提案されている^{(40)~(46)}。しかしながら、上述の構成によるセンサレス制御法では推定アルゴリズムに誘導機の数学モデルを用いていることから、ベクトル制御と同様に電動機パラメータの変動による性能の低下及び劣化が問題となる。ベクトル制御における電動機パラメータの設定誤差はトルク制御精度の劣化を引き起こすこととなるが、センサレス制御では電動機パラメータの種類によって各制御性能への影響がそれぞれ異なる⁽⁶⁾。相互インダクタンスや一次及び二次自己インダクタンス等のインダクタンス類については実機における磁気飽和が変動の要因となり、トルク制御精度の劣化を引き起こす。また、一次抵抗や二次抵抗については実機における運転中の通電による温度上昇が変動の要因となり、一次抵抗の設定誤差は低速域におけるセンサレス制御系の不安定化を引き起こし、二次抵抗の設定誤差は速度推定精度及び速度制御精度の劣化を引き起こす。磁気飽和によるインダクタンス類の変動については、あらかじめパラメータ測定試験における計測点を増やしオフラインでの計測を実施することでインダクタンスに関する特性を測定及び実装しておき、駆動時には磁束に応じて測定データを参照しインダクタンス値を調整することにより、磁気飽和によるトルク制御精度の劣化を解消することが可能となる。一方、一次及び二次抵抗は温度上昇によって変動するためにオンラインでの対処が必要となり、またセンサレス制御系の安定性や速度の推定及び制御精度の低下に大きく影響を及ぼすことから、その対策を講ずる必要性が高い。そこで、電動機パラメータ変動に対する適応オブザーバのロバスト化⁽⁴⁷⁾⁽⁴⁸⁾ならびに電動機パラメータ同定による補償法^{(49)~(53)}が提案されている。また異なる課題として、一次電圧の検出値に誤差が含まれる場合に制御性能の劣化や不安定化を引き起こす問題があり、その解決策として一次電圧検出誤差に対する補償法⁽⁵⁴⁾⁽⁵⁵⁾が提案されている。さらに、誘導機の数学モデルに立脚した推定アルゴリズムにおける本質的な問題として、回転速度と滑り周波数が同一の値となり電源周波数がゼロ（零周波数）となるような低速・回生運転において、二次側に起因する誘起電圧が得られず、二次側の状態を推定することが困難となり不安定化する問題があり、その改善策として低速・回生時における不安定領域を縮小する適応オブザーバの設計法^{(56)~(58)}ならびに適応則の修正法^{(59)~(65)}の提案、不安定な挙動を抑圧する方法⁽⁶⁶⁾

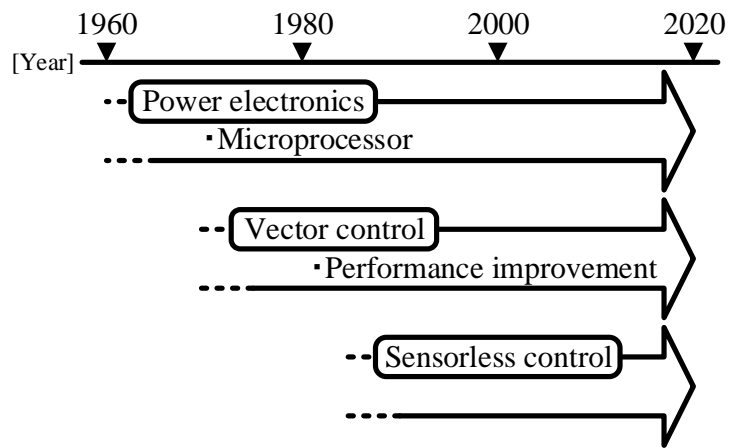


Fig. 1.1. Transition of variable speed control technique for IM. ⁽⁵⁾

が提案されている。また、これまでに提案されているセンサレス制御法における安定性を考察した報告^{(67)~(72)}やセンサレス制御の実用化例として電気自動車や鉄道車両への適用を検討した報告^{(73)~(75)}がある。以上より、高性能化を図る観点から種々の技巧を凝らした方式が提案され実用に供されている。しかしながら、零周波数近傍における不安定化の問題については安定領域の拡大や不安定化の抑圧に留まっており、零周波数における高精度かつ安定な動作は困難とされている。上記課題の要因は、推定アルゴリズムに誘導機の数学モデルを用いていることにある。そこで、その課題を克服するために誘導機の数学モデルを用いないセンサレス制御法が考案されており、高周波信号を重畳した場合に検出可能となる磁気飽和突極性から二次磁束を推定する方法^{(76)~(87)}や回転子スロット構造に起因して生じるスロット高調波から速度を推定する方法^{(88)~(98)}が提案されている。

Fig. 1.1 は文献 (5) から抜粋した可変速制御技術の変遷に関する概要を示している。

次項では、誘導機の可変速制御法に関して、「ベクトル制御」、「基本波モデルに立脚したセンサレスベクトル制御」、「磁気飽和及び回転子スロットの突極性を利用したセンサレスベクトル制御」に分類し、各項においてこれまでに提案されている種々の制御手法について、その特長を述べる。

1.1.2 ベクトル制御

Fig. 1.2 に誘導機におけるベクトル制御の原理について座標系を用いた説明図を示し、Fig. 1.3 に誘導機のベクトル制御に関する制御システム構成の概略を示す。ここで、Fig. 1.2 及び Fig. 1.3 における記号の意味を以下に記す。

i_i : 3相一次電流検出値

$i_{i\alpha}, i_{i\beta}$: α - β 軸一次電流検出値

i_{id}, i_{iq}, i_{idq} : d - q 軸一次電流検出値

i_{idq}^{ref} : d - q 軸一次電流指令値

ϕ_2 : 二次磁束

ω_r^{ref} : 速度指令値

ω_r : 速度検出値

ω_ϕ : 電源周波数

また Fig. 1.3 における ASR (Auto Speed Regulator) は速度制御器、ACR (Auto Current Regulator) は電流制御器、CT (Current Transducer) は電流センサ、RE (Rotary Encoder) は速度センサである。ASR ならびに ACR の構成に関しては、一般に電動機制御の場合は PI

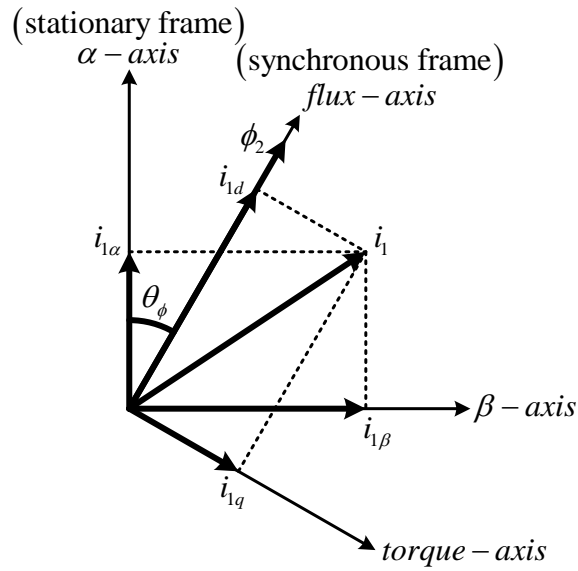


Fig. 1.2. Principle of vector control for IM.

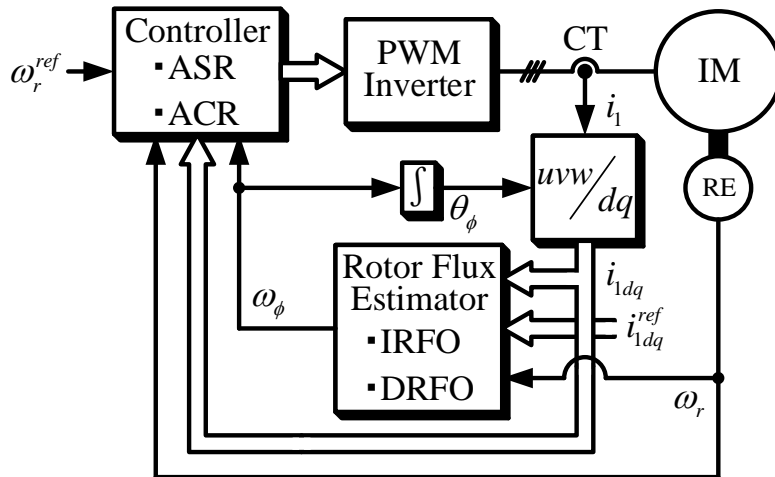


Fig. 1.3. Constitution of vector control system for IM.

制御による構成が多用されている。

Fig. 1.2 より、誘導機のベクトル制御の基本は二次磁束 ϕ_2 の位相 θ_ϕ を推定し、その位相 θ_ϕ を基準とした d - q 同期座標系上において、一次側から供給される電流を磁束成分電流（ d 軸一次電流） i_{id} とトルク成分電流（ q 軸一次電流） i_{iq} に分解して、それぞれを独立に制御し線形性の高いトルク制御を行うことにある。Fig. 1.3 に示すようにベクトル制御は二次磁束位相の推定方法によって、間接形（IRFO : Indirect Rotor Flux Observer）と直接形（DRFO : Direct Rotor Flux Observer）に分類される。

間接形ベクトル制御に関しては、誘導機の数学モデルをもとに二次磁束位相を陽に推定するのではなく、二次磁束指令値、トルク成分電流指令値及び電動機パラメータを用いて滑り周波数を推定演算し、速度センサから検出される回転速度との和を用いて得られた量を電源周波数とし、その積分値を二次磁束位相とする方法^{(7)~(15)}が提案され、その構成の容易さから今日においては汎用インバータに実装され一般に実用されている。しかしながら、1.1.1 項において述べたように制御アルゴリズムに電動機パラメータが含まれている場合には、その変動によるトルク制御精度の劣化が問題となる。間接形ベクトル制御では滑り周波数の演算に二次抵抗を用いるため、その設定誤差によるロバスト性の低下が課題となり、また抵抗変動は温度上昇によるものであるからオンラインでの対処が必要となる。そこで、その解決策として二次抵抗をオンライン同定または補償する方法が提案されている^{(16)~(18)}。文献（16）では、先行研究において報告されている二次抵抗同定法として、二次抵抗を含まない数学モデルと二次抵抗を含む数学モデルを用いて二次磁束の振幅とそれによる速度起電力を推定し、両モデルの差を 0 にするように同定器を設計する方法、また、磁束軸上の磁束成分電流指令値に二値擬ランダム電流指令を重畳した場合に、それと直交するトルク軸上への影響を検出することによって二次抵抗を同定する方法について、誘導機が定常状態かつ無負荷である場合には二次抵抗の同定ができないとし、その課題を解決する方法としてモデル規範適応システムを用いた二次抵抗同定法を提案している。上記の提案された同定法は、磁束成分電流指令値に交流信号を重畳し、モデル規範適応システムに基づくパラメータ同定によって二次抵抗を同定している。文献（17）では、二次抵抗を含む二次時定数の同定法として、二次時定数の変動によって実際の磁束軸と推定された磁束軸に「軸ずれ」が生じた場合に、その変動分だけ一次電圧が変化することに注目して、その電圧変化分を用いて二次時定数を同定する方法を提案している。文献（18）では、二次抵抗の変動によって生じる軸ずれが常に 0 となるように、 d 軸上における一次誤差電圧を PI 補償し、その出力を電源周波数に加えることによって二次抵抗の変動に対して補償する方法を提案

している。

直接形ベクトル制御に関しては、誘導機の数学モデルをもとに電圧モデルや電流モデルを用いて磁束シミュレータや磁束オブザーバを構成し、一次電圧及び電流値を入力として二次磁束の大きさ及び位相を推定する方法が提案されている^{(19)~(26)}。磁束シミュレータは、電圧モデルや電流モデルをそれぞれ単独で用いるものであり、電圧モデルでは純粋積分演算が必要となるために直流オフセットの問題があり、また低速域には一次電圧が低くなり電圧検出精度の低下や電圧モデルに含まれる一次抵抗の設定誤差に起因して正確な磁束演算が困難となる。また、電流モデルでは二次抵抗がモデル中に含まれるために二次抵抗に対する感度が高くなるという欠点がある。そのため、電圧モデル及び電流モデルの両モデルを用いて構成し、純粋積分演算が不要で二次抵抗に対する感度についても比較的減減できる磁束オブザーバが実用的である。加えて、磁束オブザーバの構成によれば極配置を工夫することによって電動機パラメータの変動に対するロバスト性を改善できることが示されている^{(27)~(34)}。磁束オブザーバによる制御方法は現代制御理論の一つである状態オブザーバを電動機制御に応用したものであり、その制御アルゴリズムが複雑となるために、研究開発初期にはマイクロプロセッサにおける演算処理に時間が必要となり制御応答速度に課題があったが、今日においては高速・高性能なマイクロプロセッサが開発されており、演算時間に対する課題は軽減されている。文献(19)及び(21)では、同次元オブザーバを制御ループに用いる方法が提案されており、電流形インバータによるシステム構成において実験的に検討されている。ここで、今日においては電圧形インバータが主流となっており多用されている。また文献(24)では、同次元オブザーバの構成に適応制御理論を用いた一次抵抗及び二次時定数の適応調整則を付加した方法が提案され、シミュレーションによる検討が報告されている。文献(26)では、制御電圧源を前提とした同次元オブザーバの構成による制御法が提案され、回転速度やオブザーバの極配置、滑り周波数、一次及び二次抵抗等の種々のパラメータに対する解析結果が報告されている。文献(33)では、同次元オブザーバにおける一次及び二次抵抗の変動に対するロバスト設計法として、最適フィードバックゲインを用いる方法が提案されている。文献(34)では、同次元オブザーバのロバスト化について γ -正実の概念を用いて、その設計を位相特性整形問題と捉え、双一次変換により H_∞ 制御問題に帰着させ、また、滑り周波数に対するゲインスケジュールド H_∞ 制御による広範囲にわたる動作領域における制御性能を維持する方法を採用し、最終的に導出される H_∞ 制御問題について線形行列不等式による数値最適化手法を用いてロバスト設計する方法が提案されている。加えて、文献(36)では同次元オブザーバの構成に

一次及び二次抵抗，さらに回転速度に関するパラメータ適応則を付加した適応二次磁束オブザーバに関する安定性について考察が行われている。また，文献（20）では最小次元オブザーバを制御ループに用いる方法が提案されており，シミュレーションによる検討結果が報告されている。文献（22）では，文献（20）において提案された最小次元オブザーバの構成において，マイクロプロセッサでデジタル信号処理されることによる入出力間の遅れを除去するために，一次ホールド形のオブザーバを構築し，電流形インバータを用いて実験的に検討している。文献（23）では，最小次元オブザーバの構成では測定ノイズに弱いことを指摘し，スライディングオブザーバが最小次元オブザーバと同様な特性を有し，測定ノイズに強いことに着目して，スライディングオブザーバを制御ループに用いる方法が提案され，また，ロバスト制御理論として知られる H_{∞} 制御を用いて電動機パラメータ変動の影響を抑圧するオブザーバの設計を行う方法も提案され，シミュレーションによる検討がなされている。文献（27）では，最小次元オブザーバの構成における二次抵抗及び相互インダクタンスの変動に対するオブザーバのロバスト化について，オブザーバの極を一定に保った状態においてオブザーバ行列の余分な自由度を利用し，低感度化の評価量として二次抵抗に関する構造誤差指標を提案して，それを最小化するオブザーバ行列を求めることで二次抵抗及び相互インダクタンスの変動に対して低感度なオブザーバ（ひずみ対称利得オブザーバと呼ばれている）を構成可能であることが報告されている。また文献（28）では，ひずみ対称利得オブザーバの構成において最適極配置となるように極の位置が移動する可変極オブザーバを提案し，さらなる低感度化を行った報告，文献（29）では，ひずみ対称利得オブザーバの構成で低速域においても大きな誤差を生じない極配置法が提案されている。また，文献（25）では制御電流源を前提として間接形ベクトル制御系が磁束シミュレータによる制御であることに着目し，推定値と検出値との誤差を修正する磁束オブザーバに発展させた方法を提案し，シミュレーションによる検討を実施している。文献（31）では電流モデルに基づく磁束シミュレータの構成において，一次抵抗の変動に対しては不感であり二次抵抗の変動に対して二次磁束とトルクの応答に過渡振動及び定常偏差が生ずることを指摘し，一次抵抗に依存しない瞬时无効電力を用いて二次抵抗を同定する方法が提案されている。さらに，文献（35）では磁束オブザーバの構成において瞬时有効電力から一次抵抗を同定し，瞬时无効電力から二次抵抗を同定する方法が提案されている。加えて，文献（37）では制御ループに間接形ベクトル制御における速応性と直接形ベクトル制御におけるロバスト性をもたせるために，両手法を併用したベクトル制御が提案されている。文献（38）では，速度領域において低速域では間接形によって制御を行い，高速域で

は安定フィルタを付加した直接形によって制御を行うハイブリッドベクトル制御が提案されている。また、文献(39)では制御器にニューラルネットワークを用いて学習能力をもたせ、高速域において制御パラメータを学習させて最適なベクトル制御を実現するとともに、低速域では制御性能の低下を防ぐために高速域において学習したパラメータを用いて制御を行い、また学習により駆動中の電動機パラメータ変動に対するロバスト化を達成するニューロベクトル制御が提案されている。

1.1.3 基本波モデルに立脚したセンサレスベクトル制御

Fig. 1.4 に誘導機の基本波モデルに基づくセンサレスベクトル制御に関する制御システム構成の概略を示す。ここで、Fig. 1.4 における記号の意味を以下に記す。

v_1 : 3相一次電圧検出値

v_{1dq}^{ref} : d - q 軸一次電圧指令値

v_{1dq} : d - q 軸一次電圧検出値

ω_r^{est} : 速度推定値

また、Fig. 1.4 における VT (Voltage Transducer) は電圧センサである。その他の記号は 1.1.2 項における Fig. 1.3 と同様である。

1.1.1 項において述べたようにセンサレス化が産業界に与える恩恵は多岐にわたり、速度センサの排除によるシステム全体の小形化や速度センサ削減及びその配線の削減による低コスト化、取付け及び調整作業の排除、速度センサ排除による信頼性の向上、速度センサを取付けられないような環境下での制御が可能となる。Fig. 1.4 に示すように誘導機のセンサレス制御では二次磁束位相の推定に加えて回転速度も推定する必要があり、今日において提案されている多くの基本波モデルに基づくセンサレス制御方式はモデル規範適応システム (MRAS : Model Reference Adaptive System) 構造として捉えることができる。MRAS 構造によるセンサレス制御法を以下のように分類する⁽¹⁾。

- ① 可調節モデルをベクトル制御系とし、規範モデルを理想状態のベクトル制御系とする方式
- ② 可調節モデルを回転子側方程式とし、規範モデルを固定子側方程式とする方式
- ③ 可調節モデルを固定子側及び回転子側方程式とし、規範モデルを誘導機とする方式

分類①に関しては、文献(40)においてトルク成分電流の指令値と検出値の誤差を PI 演算することによって、その出力を電源周波数指令値として位相基準発生器を介して二次磁

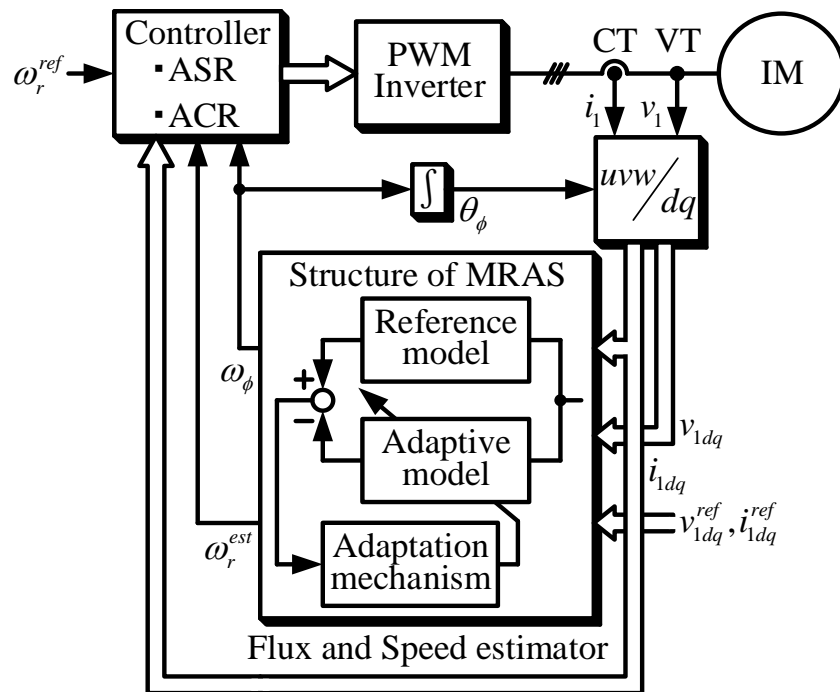


Fig. 1.4. Constitution of model based sensor-less vector control system for IM.

束位相を推定演算し、滑り周波数推定値と電源周波数指令値の差から速度を推定する方法が提案されている。文献(49)では、文献(40)で提案された構成において、トルク成分電流検出値から滑り周波数を推定して速度指令を加算することで電源周波数指令値を生成し、また電圧形インバータに印加する電圧指令値について電流制御系を用いずにフィードフォワード的に得る方法を採用することで制御システムの簡略化を図り、また一次抵抗の設定誤差により制御特性が劣化することから、磁束成分電流の変化を用いて一次抵抗誤差を同定し補償する方法が提案されている。文献(41)では、一次遅れフィルタによって構成された電圧モデルと二次磁束指令値から二次磁束を推定演算し、トルク成分電流推定値との誤差をPI演算することによって、その出力を速度推定値とする方法が提案されている。文献(47)では、文献(41)で提案された構成において、一次抵抗と二次磁束推定に関する遅れ回路時定数について考察を行い、遅れ回路時定数と二次時定数が等しい場合に拘束運転時における一次抵抗の変動による二次磁束推定誤差への影響を除去できることが報告されている。文献(67)では、文献(41)及び(47)で提案されたセンサレス制御系を二次磁束オブザーバの観点から捉え、その系に対して微小変位理論に基づき線形モデルを導出し、電動機パラメータや制御回路パラメータが系の安定性に及ぼす影響について速度ステップ応答や速度指令から速度に対する伝達関数の極零点を調べることにより検討している。文献(68)では、文献(41)及び(47)で提案されたセンサレス制御系に対する解析モデルを立て、文献(67)と同様に微小変化分をとることで線形モデルを導出して種々のパラメータに対する安定性解析を実施し、実機実験により解析結果の妥当性を確認している。文献(71)では、文献(41)及び(47)で提案されたセンサレス制御系において、高精度なトルク制御を行う場合には鉄損の影響を考慮する必要があることを指摘し、鉄損を含めた解析モデルを立て、文献(67)と同様の手法により安定性解析を実施するとともに実機実験を行い、その結果、制御回路に鉄損を考慮することで安定領域が広がることを明らかにしている。また、文献(42)ではトルク成分電流ではなく滑り周波数の推定値と指令値の誤差をPI演算することによって速度を推定演算し、滑り周波数指令値と速度推定値から二次磁束位相を推定演算する方法が提案されている。

分類②に関しては、文献(43)において回転子側方程式として電流モデルを用い、固定子側方程式として一次遅れフィルタによって構成された電圧モデルを用いて最小次元オブザーバを構成することにより二次磁束を推定演算し、またポポフの積分不等式に基づいた速度適応調整則により速度を推定演算する方法が提案されている。

分類③に関しては、文献(44)において誘導機の基本波モデルに基づき同次元オブザ

ーバを構成することにより二次磁束を推定演算し、またリアプノフの安定条件から導出される速度適応調整則に基づいて速度を推定演算する方法が提案されている。文献(69)では、文献(44)で提案されたセンサレス制御系に対する解析モデルを立て、微小変位理論に基づき線形モデルを導出し、電動機パラメータや制御回路パラメータが系の安定性に及ぼす影響について検討するとともに実機実験により解析結果の妥当性を確認している。文献(72)では、文献(44)で提案されたセンサレス制御系において鉄損を含めた解析モデルを立て、文献(69)と同様の手法により安定性解析を実施することで鉄損の影響に関する検討がなされている。また、文献(50)では同次元オブザーバの構成においてポポフの超安定理論を用いて導出される速度適応調整則に基づいて速度を推定演算する方法が提案され、また速度推定と同時に一次抵抗を同定する方法に関する報告されている。文献(52)では、文献(44)で提案された適応二次磁束オブザーバの構成において、一次抵抗及び二次時定数についても適応同定する方法が報告されている。その報告では、センサレス制御時には定常状態において速度推定誤差と二次抵抗推定誤差を分離できないことを指摘し、そこで速度と二次抵抗を同時同定するために、適応制御におけるPE条件を満足するように磁束成分電流指令値に交流信号を重畳することによって二次時定数を同定している。また、低速域における一次電圧の検出精度の低下に対する改善策として、文献(54)では同次元オブザーバの構成において、制御ループ内で生成される一次電圧の指令値と検出値に誤差が含まれるために推定値に直流誤差や振幅誤差が生じて振動現象や定常偏差が発生することを指摘し、その改善策として一次電圧指令値を補正することで誤差を補償する一次電圧誤差補償オブザーバが提案されている。一方、文献(55)では電圧検出回路において生ずる直流オフセット電圧によって一次電圧検出精度が低下すると考え、その改善策として適応二次磁束オブザーバから得られる二次磁束推定値に直流オフセット電圧の影響が現れることに着目して、その補償を行う一次電圧オフセット補償法を提案している。また、零周波数近傍における不安定化の問題に対する改善策として、文献(56)では安定領域を拡大する適応同次元磁束オブザーバの設計法を提案し、また、その安定性についてポポフの超安定論に基づいて検討を行い、さらに実機による検証を実施している。文献(57)では、低速再生運転領域においても安定に動作するような適応二次磁束オブザーバのオブザーバゲイン設計についてラウス・フルビッツの安定判別法に基づいて検討し、実機による検証を実施している。文献(58)では、適応二次磁束オブザーバのオブザーバゲインの設計法について、電動機パラメータや制御回路パラメータの影響を考慮したセンサレス制御系の線形モデルを用いて速度に対する伝達関数を導出し、その伝達関数から得られる極

零点を用いて安定判別を行うことによりオブザーバゲインを設計する方法を提案し、さらに速度指令と負荷トルクに対するオブザーバゲインテーブルを作成することによって各動作点でオブザーバゲインを調節する方法について検討し、実機による検証を実施している。文献(60)では、ロバスト磁束推定を達成することを目的として適応オブザーバのオブザーバゲインを設計し、速度及び一次抵抗の同定については拡張誤差を導入して全運転領域で安定化する適応則が提案されている。文献(61)では、速度同定について電流推定誤差に基づいて全運転領域で安定化する適応則が提案されている。文献(62)では、同次元オブザーバの構成において一次電流誤差フィードバックに加えて二次磁束の推定値と指令値の誤差フィードバックを追加し、また一次電流の推定値と検出値の誤差から速度推定と一次抵抗同定を行い、低速域における性能を改善する方法が提案されている。文献(63)では、適応二次磁束オブザーバの構成において、無負荷運転時ならびに零周波数運転時では速度と一次抵抗を同時同定することは困難であることを指摘し、その改善策として速度推定と一次抵抗同定における非干渉化と適応ゲインを調整する方法が提案されている。文献(66)では、低速域における適応オブザーバによる適応同定をロバスト安定化することを目的として、 γ -正実化問題と ϵ_1 -修正則を適用したロバスト適応制御系が提案されている。提案方法では、適応オブザーバのオブザーバゲインを γ -正実化問題に基づいて設計して二次磁束位相の推定誤差を抑圧するとともに、適応オブザーバのロバスト安定性の改善を図っている。また、零周波数運転における不安定化の要因として速度適応ループ内の不安定な極零相殺によるものであることを指摘し、その改善策としてロバスト適応則の一つである ϵ_1 -修正則に基づいて速度同定することでロバスト安定性の改善を図っている。

1.1.4 磁気飽和及び回転子スロットの突極性を利用した

センサレスベクトル制御

Fig. 1.5 に磁気飽和及び回転子スロットの突極性を利用したセンサレスベクトル制御に関する制御システム構成の概略を示す。ここで、Fig. 1.5 における記号は 1.1.2 項における Fig. 1.3 ならびに 1.1.3 項における Fig. 1.4 と同様である。Fig. 1.5 に示すように、本制御法は誘導機の数学モデルにおいて考慮されていない磁気飽和や回転子スロットの構造に起因して生ずるスロット高調波等の物理現象を利用して二次磁束及び速度を推定する方法である。本制御法の特徴として、推定アルゴリズムに数学モデルを用いないため電動機パラメータの変動に対してロバストな系を構築でき、また回転速度と滑り周波数が同一の値となるような零周波数運転時においても、原理上、二次磁束と速度の推定が可能となる。このこと

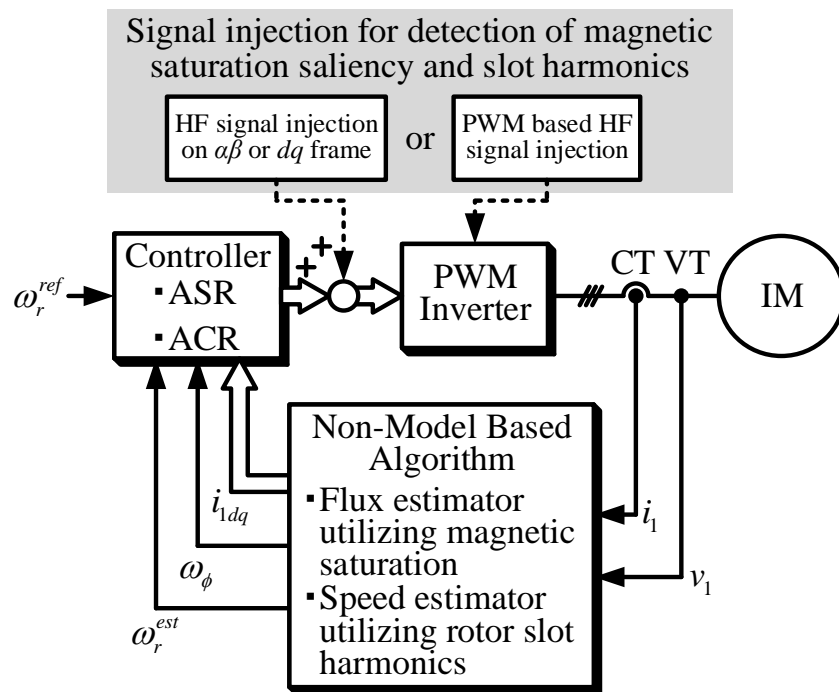


Fig. 1.5. Constitution of non-model based sensor-less vector control system for IM.

から 1.1.1 項で述べたように、本制御法は零周波数近傍における不安定化の問題を解消できるポテンシャルを有する。二次磁束位置の推定に関しては磁気飽和が利用され、回転速度の推定に関してはスロット高調波が利用される。

一般に誘導機を定格励磁にて運転している場合には磁気飽和を生ずることが知られている。誘導機機内に生ずる磁気飽和現象により二次磁束位置を推定する場合、制御信号となる基本波成分からでは観測できず、基本波に高周波信号を重畳することによって観測可能となる。その原理として、ベクトル制御された理想状態を仮定して高周波信号を重畳し、その出力として一次側にて得られる高周波信号を磁束軸及びトルク軸上で観測すると、各軸における磁気飽和の度合いが異なるために突極性が生じ、その突極方向が二次磁束位置に関連することを利用して、文献(77)では、磁気飽和による突極性の発現について興味深い検討を実験的に実施しており、 $d-q$ 同期座標系上において高周波電圧信号を重畳した場合に観測される一次電流検出値を用いて、高周波成分に関する一次インピーダンス特性(以下、インピーダンス特性と略す)を測定し、そのインピーダンスが磁気飽和の影響を受けて突極性を生ずることを確認している。また文献(78)及び(79)では、文献(77)において実験的に確認された磁気飽和のインピーダンス特性への影響について有限要素法(FEM, Finite Element Method)による磁場解析を実施することにより解析的に検討を行っている。その報告では、一次側から高周波信号を重畳することによって生成された高周波磁束は表皮効果によって回転子内部には入らず回転子表面付近を通過することが示され、その高周波磁束が基本波信号によって生成された基本波磁束の影響を受けてインピーダンスに突極性が生ずることを報告している。また、磁気飽和による突極性を利用した二次磁束推定法として、これまでに種々の方法が提案されている。前記の文献(77)、(78)及び(79)では、 $d-q$ 同期座標系上において d 軸上に高周波電圧信号を重畳した場合に $\pi/4$ ずれた測定軸において検出される電圧及び電流から高周波成分を抽出し、その振幅比からインピーダンスを求め、軸ずれがある場合にインピーダンスに偏差が生じることを利用して、その偏差を 0 にするように PLL (Phase Locked Loop) を構成することによって二次磁束位置を推定する方法が提案されている。文献(80)では $d-q$ 同期座標系において d 軸上に方形波信号を重畳した場合に検出される電流から高周波成分を抽出し、オブザーバまたは状態フィルタを構成して二次磁束位置を推定する方法が提案されている。また、文献(81)では $\alpha-\beta$ 静止座標系上において α 軸または β 軸上に高周波電圧信号を重畳した場合に $\alpha-\beta$ 軸において検出される電流からヘテロダイン処理⁽⁷⁶⁾によって抽出された高周波成分の差から二次磁束位置を推定する方法が提案されている。文献(82)では $\alpha-\beta$ 静止座標系上において $\alpha-\beta$ 軸上

に高周波電圧信号を重畳した場合に α - β 軸において検出される電流から文献 (81) と同様に二次磁束位置を推定する方法が提案されている。さらに、文献 (83) では基本波 PWM パターンに短時間のテスト信号電圧を重畳した場合に検出される電流変化分から二次磁束位置を推定する方法が提案されている。文献 (84) では三相三角波キャリア比較 PWM 方式により検出される電流変化分から二次磁束位置を推定する方法が提案されている。また異なるアプローチとして、文献 (87) では回転子スロットの形状設計によって磁気飽和突極性を得る方法が報告されている。

スロット高調波に基づいて回転速度の推定を行う方法に関しては、誘導機の回転子が鉄心と二次導体バーから構成されていることから、鉄心と導体バーの透磁率が異なるために空隙中の磁束がスロット数だけ変調を受けることを利用して、その脈動から回転速度を推定する方法⁽⁸⁸⁾⁽⁸⁹⁾である。これまでに提案されているスロット高調波を利用した速度推定法として、文献 (90) では d - q 同期座標系において d 軸上にて観測されるスロット高調波から 2 つの適応バンドパスフィルタを構成して速度推定を行う方法が提案されている。文献 (91) では超高速回転機への適用を考え中性点電圧において観測されるスロット高調波から高速フーリエ変換により速度推定を行う方法が提案されている。また、一般にスロット高調波の振幅特性は小さいことが知られており、特に低速域においては検出が困難となることから、低速域における速度推定性能を改善するために高周波信号を重畳する方法が提案されている。文献 (92) では 3 相一次電圧指令値に高周波電圧信号を重畳し、 α - β 静止座標系上にて観測される一次電流からヘテロダイン処理によって高周波成分を抽出して、状態オブザーバを用いて回転速度を推定する方法が提案されている。文献 (93) では基本波 PWM パターンに短時間のテスト信号電圧を重畳し、各相の相電圧の和である零相電圧を測定した場合に回転子スロットの影響を受けた漏れインダクタンスの脈動が含まれることを利用して回転子位置を推定する方法が提案されている。文献 (95) では、文献 (92) と同様に高周波電圧信号を重畳して一次電流を観測し、バンドストップフィルタを用いて高周波成分を抽出してオブザーバを用いて回転速度を推定する方法が提案されている。また文献 (96) では、文献 (95) で提案された構成においてスロット高調波以外に生じる飽和高調波等の影響により推定精度が低下することを指摘して、飽和高調波成分を除去するためのルックアップテーブルを作成することで解消する方法が提案されている。文献 (97) では文献 (92) と同様に高周波電圧信号を重畳して一次電流を観測し、バンドパスフィルタを用いて高周波成分を抽出して、その高周波電流に含まれるスロット高調波からパルスカウントを採用して回転速度を推定する方法が提案されている。その報告では、スロット高調波による速

度推定の精度低下を引き起こす飽和高調波等の除去にハイパスフィルタを採用しており、制御回路の簡略化や演算処理プログラムを軽減可能であることを述べている。

1.2 突極性に基づくセンサレスベクトル制御の課題

前節までに誘導機の可変速制御の変遷とこれまでに報告されている制御技術ならびにその特長について述べた。本節では、本研究において対象とする領域とそれに関連した課題について述べる。

本研究では、1.1.4 項で述べた磁気飽和及び回転子スロットの突極性を利用したセンサレスベクトル制御に関する磁気飽和現象ならびにスロット高調波の振幅特性を検討の対象としたものである。誘導機の磁気飽和現象については、これまでに報告されている手法においては磁束軸に位置する主磁束の飽和に起因した突極性が検討の対象となり、また二次磁束位置の推定に利用されている。主磁束飽和による突極性（主磁束飽和突極性）は基本波に加えて高周波信号を重畳することで、その出力における高周波成分を測定することで検出可能となる。先の報告における文献（77）、（78）及び（79）では、主磁束飽和突極性が高周波電圧信号を重畳した際に得られるインピーダンス特性に現れることを実験的ならびに解析的に確認している。また二次磁束推定に利用するためにはインピーダンス特性における最大値と最小値の差（インピーダンス偏差）を十分に有する必要があるが、文献（78）及び（79）ではおおよそ 1.0 のインピーダンス偏差において二次磁束推定を実施している。しかしながら、そのような主磁束飽和突極性を得るためには高レベルの重畳周波数及び重畳電圧レベルを必要とするために騒音や高調波電力損失の増大が予想される。また、誘導機機内の物理現象を利用することから回転子スロット構造に起因して生じる課題もある。誘導機の回転子スロット構造としては閉スロット構造と半閉スロット構造があり、今日における汎用誘導機は製造の容易さから閉スロット構造の回転子が多用されている。しかしながら、磁気飽和を利用する二次磁束推定法の観点から見ると、閉スロット構造の回転子の場合、負荷印加時において回転子スロットブリッジに飽和が生じ、その飽和の影響により主磁束に起因した飽和突極性の位置が変化する問題⁽⁷⁶⁾⁽⁷⁸⁾があると同時に突極性の検出自体が困難となる場合があり⁽⁷⁶⁾、解決すべき課題となっている。その一方で、誘導機機内に生じる磁気飽和現象の観点から見ると、トルク軸に位置する回転子スロットブリッジにおいて漏れ磁束に起因した飽和が生じることが知られている⁽⁷⁶⁾⁽⁸⁵⁾⁽⁸⁶⁾。しかしながら、漏れ磁束飽和による突極性（漏れ磁束飽和突極性）のインピーダンス特性への影響を検討した報

告はなく、漏れ磁束飽和突極性を検出し得る重畳信号レベルも明らかではない。それ故、漏れ磁束飽和突極性を検出することによる高調波電力損失や負荷印加時における突極位置の変化について、どの程度のポテンシャルを有するかは未知である。

誘導機のスロット高調波を利用する速度推定法については、これまでに報告されている手法においては半閉スロット構造の回転子が対象となっている。これは半閉スロット構造の場合、回転子の鉄心と二次導体バーの透磁率の違いに加えエアギャップの違いも回転子スロット分のリップルに加わることとなり、速度推定に利用可能な程度の振幅特性が得られるからである。しかしながら、前述したように現在多用されている汎用誘導機は閉スロット構造である。それ故、閉スロット構造の誘導機における低速域でのスロット高調波を利用した速度推定が可能であるならば産業界に与える恩恵は大きいことが予想されるが、閉スロット構造の回転子ではスロット高調波の振幅特性が小さく検出が困難となる。一方で、信号重畳を行うことで低速域における速度推定性能を改善する方法^{(92)~(98)}が提案されている。それらの報告においても半閉スロット構造の回転子が対象となっているが低速運転が可能であることを示している。そこで、閉スロット構造の誘導機においても信号重畳を行うことで振幅特性を改善可能となることが予想されるが、その検討を詳細に行った報告はなく、それ故、振幅特性を強める重畳信号レベルは明らかでない。

1.3 本研究の目的

前節において本研究で検討対象とする磁気飽和及び回転子スロットの突極性を利用したセンサレスベクトル制御における課題を述べた。そこで本節では、その課題に対応した研究目的について記す。

本研究では汎用誘導機に採用されている閉スロット構造の誘導機を対象として、高周波電圧信号重畳によるセンサレス制御法において必要となる磁気飽和や回転子スロットの突極性に関して、明らかにされていない漏れ磁束による飽和の影響を実験的に検討するとともに、スロット高調波の振幅特性を強め得る重畳信号レベルについて検討を行うことを目的とする。誘導機における磁気飽和やスロット高調波の影響を実験的に検討する場合、二次側の状態は観測できないため一次側にて観測される諸量を用いて評価する。その評価量として一次インピーダンス特性を測定することで、磁気飽和が一次インピーダンス特性に与える影響を検討し、また回転子スロットが一次インピーダンスに与える影響を検討する。漏れ磁束飽和突極性は重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合に観測可能となる

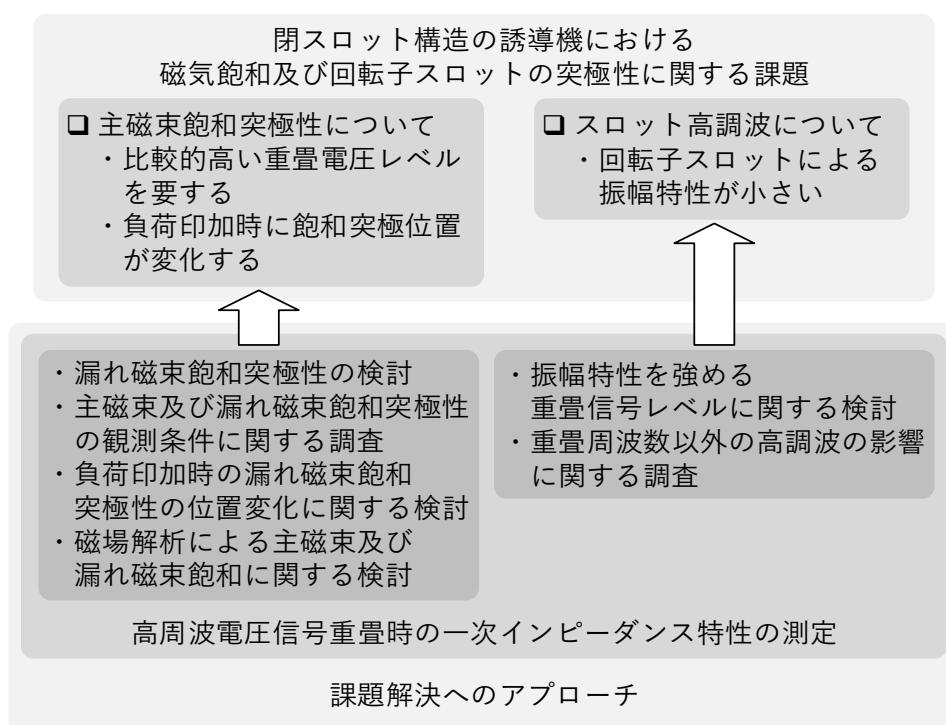


Fig. 1.6. Challenges and solution approaches.

こと、またスロット高調波の振幅特性においても同レベルの重畳信号条件において回転子スロットによる一次インピーダンスの変化が大きくなることを明らかにする。上記重畳信号レベルの条件は、二次磁束推定に関して主磁束飽和突極性を得るための重畳信号に対して低レベルに設定できることを意味しており、高調波電力損失を低減できるポテンシャルを有するとともに、閉スロット構造の誘導機におけるスロット高調波を利用する速度推定に関して低速域における推定性能を改善できるポテンシャルを有するものである。加えて、主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和突極性と重畳電圧レベルの関係を解析的に検討するためにFEMによる2次元過渡応答磁場解析を実施する。

Fig. 1.6 は前節において述べた課題とその解決アプローチとしての本研究における検討項目を示している。

1.4 本論文の構成

以下に本論文の構成ならびに概要を記す。

第 2 章では、誘導機の回転子スロット構造に対する磁気飽和ならびにスロット高調波の影響について説明するとともに、本研究で対象とする閉スロット構造の誘導機における主磁束及び漏れ磁束の飽和位置を示し、また高周波成分に含まれるスロット高調波について述べる。次に、磁気飽和に対するインピーダンス特性への影響を評価する方法として高周波電圧信号を重畳する軸ならびに高周波成分に対するインピーダンス測定法を示す。そして、実機実験を行い、主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和のインピーダンス特性への影響を検討し、さらに各飽和位置の負荷に対する変化の軌跡を明らかにする。また、重畳する高周波電圧信号のスロット高調波への影響を検討し、その影響を強める重畳信号レベルを明らかにする。

第 3 章では、第 2 章において示された主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和突極性と重畳電圧レベルの関係を明らかにするために、有限要素法（FEM：Finite Element Method）による 2 次元過渡応答磁場解析を実施することにより検討を行う。検討内容として、第一に磁場解析により解析的に得られるインピーダンス特性を評価し、実験結果と同様な傾向を有するかを検討する。第二に解析から得られる磁束密度分布をもとに、高周波電圧信号を重畳した場合に生成される高周波磁束密度の基本波磁束密度に対する変化を調査し、各高周波磁束の通過箇所を明らかにする。以上の検討により重畳電圧レベルに対する主磁束及び漏れ磁束に起因する飽和の影響について考察する。

第 4 章では、本研究で得られた主要な成果の総括を述べ、また、今後の研究課題について記す。

第 2 章

高周波電圧信号重畳による誘導機センサレスベクトル制御系で利用する磁気飽和と回転子スロットが一次インピーダンスに与える影響の実験的検証

2.1 はじめに

誘導機は安価かつ堅牢という特長を有することから、鉄道車両、電気自動車及び鉄鋼プラント等の産業用電動機として幅広く利用されている。また、誘導機本来の特長を損なうことなく、さらなる低コスト化、信頼性向上及び応用分野拡大を図る観点から速度センサレスベクトル制御法（センサレス制御法）が考案され実用に供されている。

これまでに報告されているセンサレス制御法として、誘導機の数学モデル（基本波モデル）に立脚したセンサレス方式^{(38)(40)~(45)}とモータモデリングにおいて考慮されていない物理現象を利用したセンサレス方式が挙げられる^{(76)~(98)}。

前者の方式は、これまでに多くの手法が報告されており高性能化が図られている^{(46)~(55)}。しかし、基本波モデルをもとに推定アルゴリズムを構築していることから、誘起電圧が得られない低速及び回生時の零周波数運転において不安定な挙動を示すことが知られている。上記課題を克服するために推定手法の改良^{(56)~(66)}が図られているが、その改良の効果は、不安定領域の縮小及び抑制に留まっており、零周波数運転時の高精度かつ安定な動作は困難である。

一方、後者の方式は、基本波モデルにおいて考慮されていない磁気飽和による突極性（飽和突極性）や回転子スロットによるリップル（スロット高調波）等の物理現象を利用することから、回転子スロット構造による制約を受けるが、パラメータ変動に対してロバストな系を構築できるとともに、零周波数となる運転領域においても回転子（二次）磁束及び回転速度を推定可能とされている。二次磁束推定に関しては飽和突極性が利用され、高周波信号を重畳することで検出可能となる。その推定手法は信号重畳方法により以下の 2 つに

分類できる。(i) α - β 静止座標系上または d - q 同期座標系上に高周波電圧信号を重畳した場合に検出される高周波電流から二次磁束位相を推定する方法^{(76)~(82)}, (ii) 基本波 PWM パターンに短時間の電圧ベクトルを印加または三相三角波キャリア比較 PWM 方式を用いた場合に検出される電流変化分から二次磁束位相を推定する方法⁽⁸³⁾⁽⁸⁴⁾である。しかし、上記 (i) 及び (ii) の方法を閉スロット構造の誘導機に適用する場合、飽和突極性が負荷による回転子スロットブリッジの飽和の影響を受け検出が困難となる⁽⁷⁶⁾。そのため、負荷による飽和突極性の変化に対する補償法⁽⁷⁸⁾や強め磁束制御を行い速度制御の積分ゲインを可変とする方法⁽⁸⁴⁾が提案されている。また、制御に不要な高周波信号を重畳する必要があり、騒音や高調波電力損失の増大が想定され、これらの課題に対する低減が望まれる。ところで、誘導機の磁気飽和現象は主磁束位置に加えて漏れ磁束位置においても生じることが知られている⁽⁷⁶⁾⁽⁸⁵⁾⁽⁸⁶⁾。上記 (i) 及び (ii) は主磁束飽和による突極性（主磁束飽和突極性）を利用しており、文献 (77), (78) 及び (79) では閉スロット構造の誘導機を対象に主磁束飽和突極性に関して磁場解析と実機実験によりインピーダンス特性を評価することで検討している。主磁束及び漏れ磁束飽和は同時に生じることから、文献 (77), (78) 及び (79) の報告においても漏れ磁束飽和による突極性（漏れ磁束飽和突極性）を観測可能なはずであるが、その影響は見受けられない。この原因として、漏れ磁束飽和突極性の観測に適した重畳信号レベルでないことが予想され、それ故、漏れ磁束飽和突極性を検出し得る重畳信号レベルは明らかでない。

速度推定に関しては誘導機の構造に依存して生じるスロット高調波が利用され^{(88)~(91)}, また低速運転時における推定精度の向上を図るために、信号重畳を行い発生したスロット高調波から回転速度を推定する手法が提案されている^{(92)~(98)}。上記の報告では、スロット高調波の影響が比較的生じやすい半閉スロット構造の誘導機を対象に検討されている。信号重畳を行う方法は低速推定性能の改善に有効であるが、極低速運転時には半閉スロット構造の誘導機においても飽和高調波の発生によりスロット高調波を検出できず推定困難となる。上述の課題に対する改善策として、事前に飽和高調波に対する補償データを測定することによって除去を行っている⁽⁹⁸⁾。以上より、信号重畳によるスロット高調波を利用した速度推定法における性能向上のためにはスロット高調波成分が明確に現れることが望ましく、そのために半閉スロット構造の回転子を対象に信号重畳を行う方法を適用し、さらに不要な高調波成分を除去する等の対策が採られている。これに対し、閉スロット構造の回転子ではスロット高調波成分が小さく、より一層速度を推定することが困難となる。そこで、信号重畳を行う方法を適用することによりスロット高調波成分を強め得ることが

予想されるが、閉スロット構造の回転子を対象とした場合のスロット高調波の振幅特性を強める重畳信号レベルに関して詳細に検討を行った報告は見当たらない。

そこで、本章では閉スロット構造の誘導機を対象として主磁束及び漏れ磁束飽和に対するインピーダンス特性への影響を検討するとともに、スロット高調波の影響を強める高周波電圧信号重畳レベルについて実験的に検討する。本検討では、理想電圧源を用いることにより、インバータが発生する高調波の影響を受けない測定を行う。最初に無負荷・ゼロ速運転時におけるインピーダンスを測定し、重畳する周波数及び電圧レベルが高い場合は主磁束飽和突極性が得られ、重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合は漏れ磁束飽和突極性が得られることを確認する。次に各飽和位置の負荷に対する変化を検討するために回転子を拘束した状態で負荷試験を実施し、主磁束飽和位置及び漏れ磁束飽和位置に関する変化の軌跡を明らかにする。更に重畳する高周波電圧信号のスロット高調波への影響に対する検討を行い、重畳する周波数及び電圧レベルが高い場合、回転子スロットに対するインピーダンスの変化が小さくなり、周波数が高くかつ電圧レベルが低い場合、その変化が大きくなることを明らかにする。本検討により、漏れ磁束飽和突極性を検出可能ならば二次磁束推定に利用した場合に信号重畳に起因して生じる高調波電力損失を低減できる可能性がある。また、スロット高調波の影響を強める重畳信号レベルの検討により閉スロット構造の誘導機においてスロット高調波を利用する場合の速度推定性能の改善に繋がることが予想される。

2.2 磁気飽和位置及びスロット高調波

本節では、検討対象とする回転子スロット構造に対する磁気飽和及びスロット高調波の影響について述べ、また、主磁束及び漏れ磁束の磁気飽和位置を示すとともに各磁気飽和から得られるインピーダンス軌跡について述べる。また、スロット高調波に対する検討における高周波信号と磁束密度の関係について示す。

2.2.1 回転子スロット構造の磁気飽和及びスロット高調波への影響

Fig. 2.1 に検討対象とする供試誘導機の固定子及び回転子の断面を示す。また、Fig. 2.2 に一般に採用されている回転子スロット構造を示す。Fig. 2.1 より、対象機の回転子は普通かご形のスキューを有する閉スロット構造である。ここで、Fig. 2.1 には仮定した磁束軸及びトルク軸を示している。閉スロット構造の回転子において磁気飽和の生じる主な箇所は、Fig. 2.1 より固定子の歯 (A 部分) と歯先 (B 部分)、Fig. 2.2 (a) より回転子の歯 (C 部分)

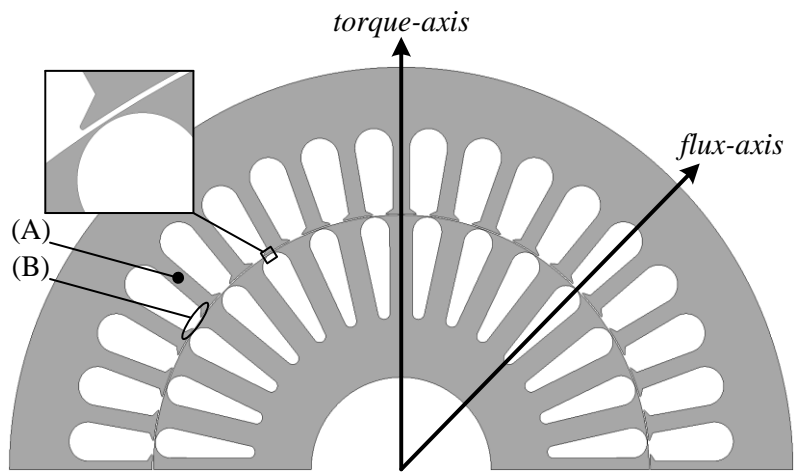


Fig. 2.1. Cross section of stator and rotor for test IM.

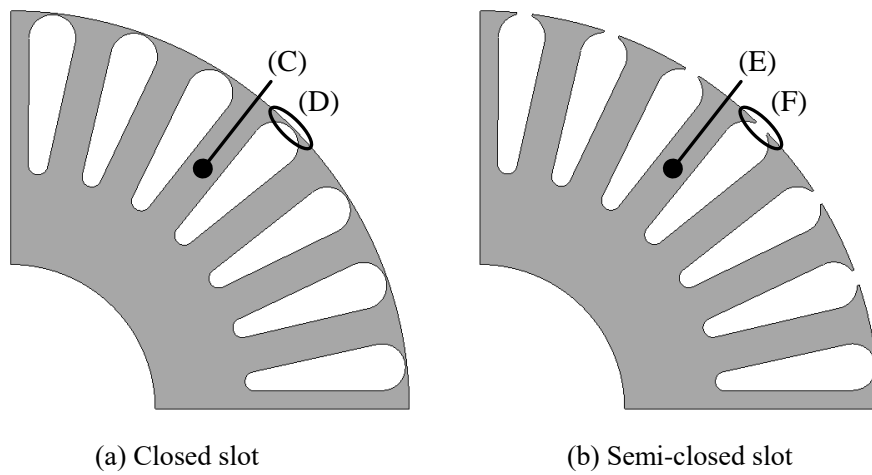


Fig. 2.2. Type of rotor slot structure.

と回転子スロットブリッジ (D 部分) である⁽⁷⁶⁾⁽⁸⁵⁾⁽⁸⁶⁾。これに対し, Fig. 2.2 (b) より半閉スロット構造の場合は回転子の歯 (E 部分) と歯先 (F 部分) に飽和が生ずる⁽⁷⁶⁾⁽⁸⁶⁾。

基本波磁束から生成される主磁束は回転子内部を通過して磁束軸方向に向かう経路となり, 漏れ磁束はトルク軸と交差するギャップ部を通過する経路となる。文献 (76) では, 回転子スロット構造に対する主磁束及び漏れ磁束による飽和の影響について, 以下の点を明らかにしている。

閉スロット構造の場合,

- ・主磁束により磁束軸付近に位置する固定子歯及び歯先, 回転子歯及び回転子スロットブリッジに飽和が生ずる。
- ・漏れ磁束によりトルク軸付近に位置する固定子歯先, 回転子スロットブリッジに飽和が生ずる。

半閉スロット構造の場合,

- ・主磁束により磁束軸付近に位置する固定子歯及び歯先, 回転子歯及び歯先に飽和が生ずる。
- ・漏れ磁束によりトルク軸付近に位置する固定子歯先, 回転子歯先に飽和が生ずるが, 閉スロット構造における回転子スロットブリッジの飽和に対して, その飽和の影響は小さくなる。

主磁束及び漏れ磁束による飽和の影響は, 高周波信号を重畳することで観測される。重畳する周波数及び電圧レベルが高い場合は, 高周波磁束が回転子表面から歯の部分まで通過していることが予想され, そのため磁束軸方向に重畳した場合における漏れ磁束の飽和の影響は小さく, トルク軸方向に重畳した場合における主磁束の飽和の影響を受けて, 磁束軸上で観測される高周波インピーダンスが増加し突極性が生じると考えられる。一方, 重畳周波数のみを増加させた場合は, 表皮効果により高周波磁束が回転子表面に集中するため, 漏れ磁束による飽和の影響を受けてトルク軸上で観測される高周波インピーダンスが増加し突極性が生じると考えられる。また, 飽和突極性を利用して二次磁束位相を推定する場合には, インピーダンス特性における最大値と最小値の差 (インピーダンス偏差) を十分に有していることが必要となるが, 閉スロット構造の場合はトルク軸に位置する回転子スロットブリッジに飽和が生じることから漏れ磁束飽和突極性を観測するのに適していると考えられ, 二次磁束推定に利用可能な程度のインピーダンス偏差が得られると予想される。主磁束飽和突極性を検出するための重畳信号レベルの検討に関しては, 閉スロ

ト構造の誘導機を対象に検討されているが^{(77)~(79)}, 漏れ磁束飽和突極性を検出し得る重畳信号レベルについては検討されていない。

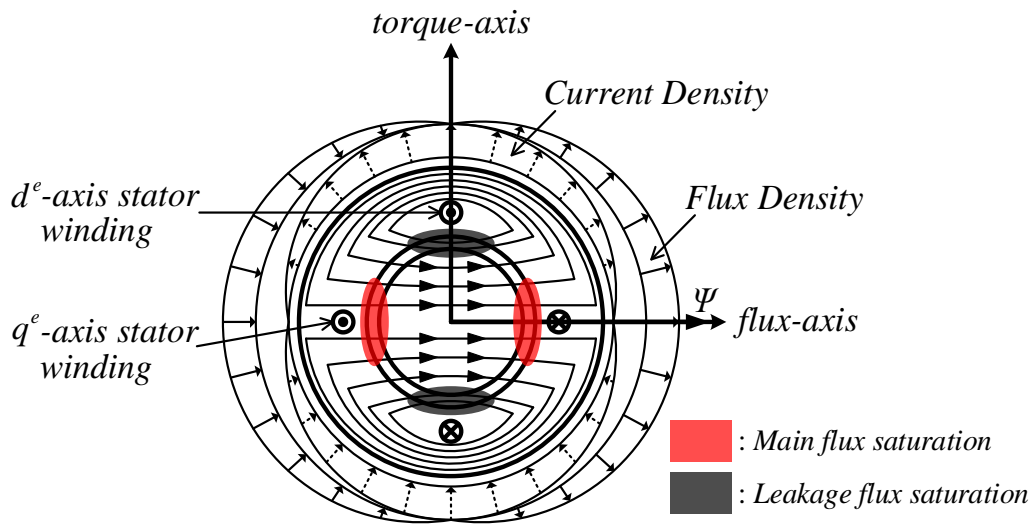
また, 回転子スロット構造に対するスロット高調波の影響については, 閉スロット構造の場合, 回転子鉄心と回転子導体バーとの透磁率の違いにより回転子スロット分のリップルが生ずる。半閉スロット構造の場合は透磁率の違いに加え, 回転子スロット開口部による固定子-回転子間におけるエアギャップの違いにより回転子スロット分のリップルが生じ, 閉スロット構造の回転子より一層変化が大きくなる。そのため, 信号重畳を行う方法においても比較的スロット高調波を得やすい半閉スロット構造の誘導機を対象に検討しており⁽⁹⁷⁾⁽⁹⁸⁾, 閉スロット構造におけるスロット高調波成分を強める重畳信号レベルの検討に関する報告は見当たらない。スロット高調波が重畳信号レベルにより変化するならば閉スロット構造の誘導機での速度推定性能の改善に繋がることが予想される。

2.2.2 主磁束及び漏れ磁束の飽和位置

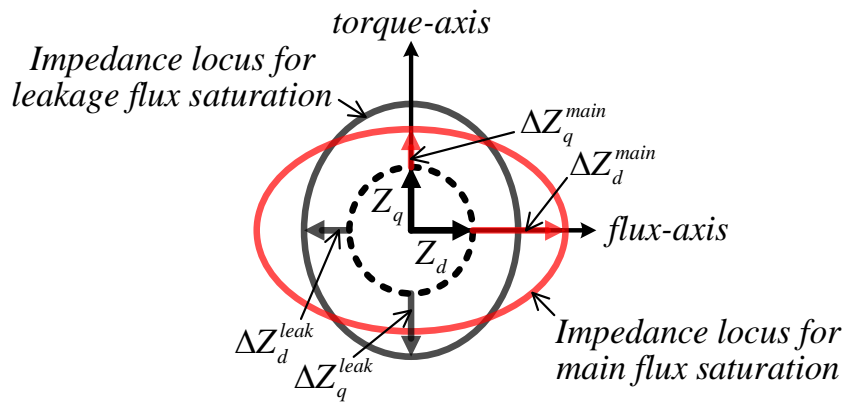
前項の議論をもとに Fig. 2.3 に無負荷状態を仮定した場合の電流・磁束密度と磁気飽和位置の関係及び磁気飽和に対するインピーダンス軌跡の概略を示す。Fig. 2.3 (a) より, 主磁束の飽和は最大磁束密度方向において生じ, これに対して, 漏れ磁束の飽和は最大電流密度方向において生じることを示している。ここで, 漏れ磁束の飽和は, 固定子歯先と回転子スロットブリッジにおけるスロット漏れ及びジグザグ漏れ, さらにスキュー漏れ成分により生じる⁽⁷⁶⁾⁽⁸⁵⁾⁽⁸⁶⁾。Fig. 2.3 (b) は, 主磁束及び漏れ磁束飽和により得られる高周波成分のインピーダンス軌跡を示しており, 主磁束飽和によるインピーダンス軌跡の場合, その軌跡の長径は磁束軸方向となる^{(77)~(79)}。これに対して, 漏れ磁束飽和突極性の検出に適する重畳信号レベルでインピーダンス特性を評価する場合, その軌跡の長径はトルク軸方向となる。次節以降において, 上述の各磁気飽和のインピーダンス特性への影響を実験的に検討する。

2.2.3 高周波成分に対するスロット高調波

Fig. 2.4 に推定磁束座標系 (d^e - q^e 軸) 上における閉スロット構造の回転子に対する磁束密度の変化に関する概略を示す。ここで, Fig. 2.4 における回転子スロットに対する磁束密度の変化は, 2.2.1 項において述べたように透磁率の違いによって生じる。 d^e - q^e 軸上における回転子スロットの影響に関しては, 文献 (90) において, 半閉スロット構造の回転子を対象とした場合に基本波成分の d^e - q^e 軸一次電流にスロット高調波が含まれることが報告されている。本研究では閉スロット構造の回転子を対象としており, この場合における基本波



(a) Distribution of current - flux density and location of saturated parts



(b) Impedance locus for main and leakage flux saturation

Fig. 2.3. Schematic of saturated condition at no-load for IM.

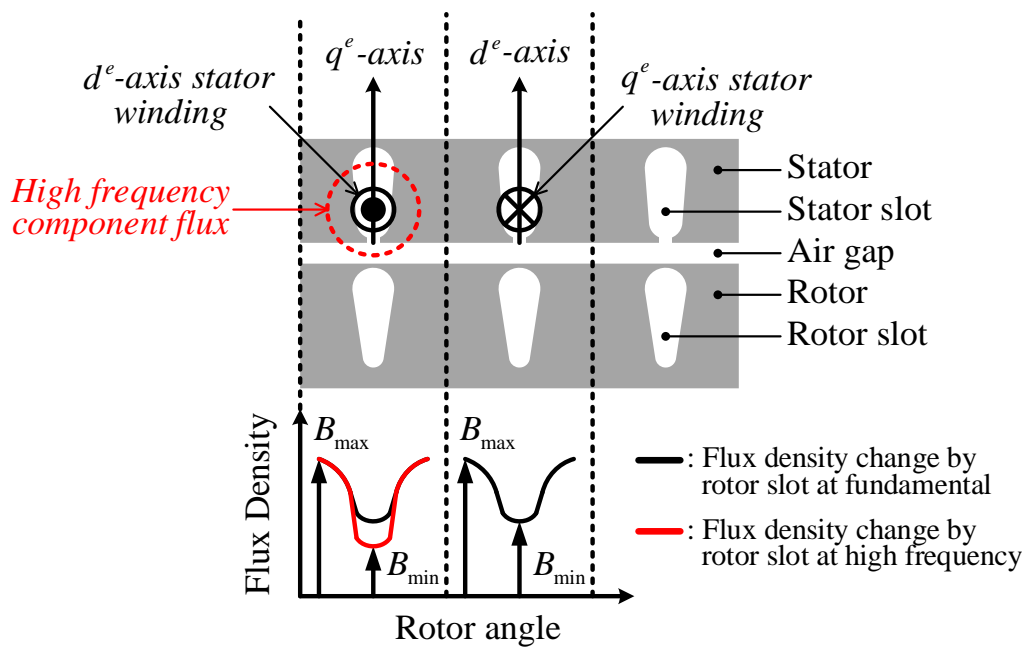
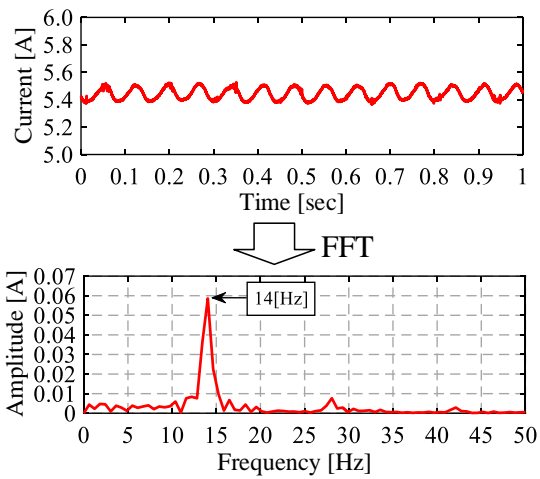
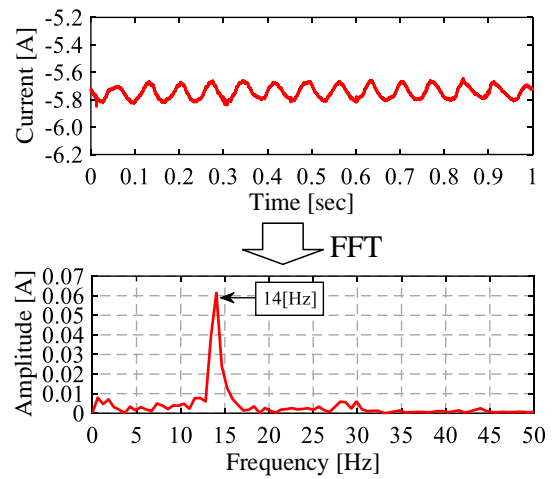


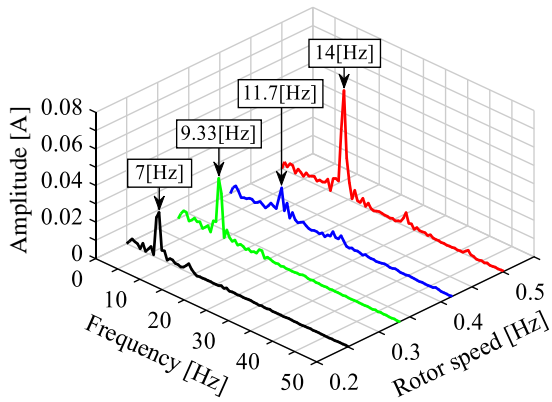
Fig. 2.4. Schematic of flux density change caused by rotor slot at high frequency voltage signal injection.



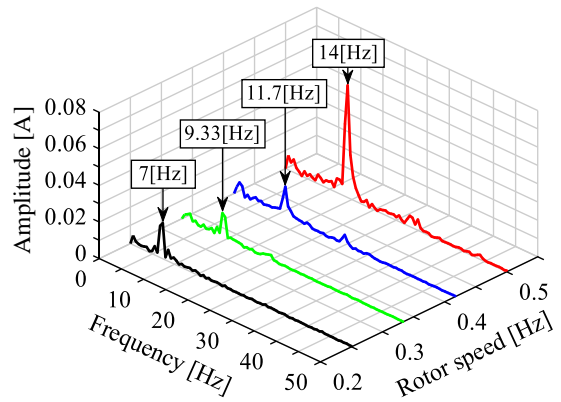
(a) d^e -axis current at rotor speed 0.5[Hz]



(b) q^e -axis current at rotor speed 0.5[Hz]



(c) Frequency component of d^e -axis current
at each rotor speed



(d) Frequency component of q^e -axis current
at each rotor speed

Fig. 2.5. Effect of slot harmonics included in d^e - q^e axis stator current at fundamental.

成分の d^e - q^e 軸一次電流へのスロット高調波の影響を検討した結果を Fig. 2.5 に示す。Fig. 2.5

(a) 及び (b) は回転速度 0.5[Hz] (30[rpm]) における d^e 軸及び q^e 軸の一次電流と FFT 解析結果を示しており, 同図 (c) 及び (d) は回転速度 0.5[Hz] (30[rpm]), 0.4167[Hz] (25[rpm]), 0.3333[Hz] (20[rpm]) 及び 0.25[Hz] (15[rpm]) における FFT 解析結果を示している。Fig. 2.5

(a) 及び (b) より, 基本波成分の d^e - q^e 軸一次電流にリップルが含まれており, そのリップルの周波数成分は 14[Hz]であることが分かる。また, Fig. 2.5 (c) 及び (d) より, 回転速度を変化させた場合においても, 各回転速度で 14[Hz], 11.7[Hz], 9.33[Hz]及び 7[Hz]のリップルが含まれていることが分かる。このリップルは各回転速度において 28 倍の周波数成分であることからスロット高調波成分である。これより, 閉スロット構造の回転子においても基本波成分の d^e - q^e 軸一次電流にスロット高調波が含まれることが分かった。Fig. 2.4 では, さらに d^e 軸上に高周波信号を重畳した場合に表皮効果によって高周波磁束が回転子表面に集中し, その高周波成分が回転子スロットの影響を受けることを示している。本章では, 閉スロット構造の誘導機を対象として, 上述の軸上に高周波信号を重畳した場合において回転子スロットの影響を強める重畳信号レベルに関してインピーダンスを評価することにより実験的に検討する。次節以降に検討方法, 実験条件及び検討結果を示す。

2.3 実験方法

2.3.1 高周波電圧信号重畳軸

Fig. 2.6 に磁束軸, 推定磁束軸及び高周波電圧信号重畳軸に関する座標軸の定義を示す。また, Fig. 2.7 に本検討において用いた供試誘導機 (IM) の制御ブロック図を示す。Fig. 2.6 より, d^e - q^e 軸は IM を駆動する際のベクトル制御用の推定磁束座標系であり, d^{hf} - q^{hf} 軸は信号重畳を行うために任意に仮定した高周波電圧信号重畳軸である。ここで, 高周波電圧信号に関しては種々の重畳方法が提案されているが^{(76)~(84)}, 本章では重畳電圧レベル及び重畳周波数レベルに対する磁気飽和及び回転子スロットの突極性について検討するため, 方形波や三角波に含まれる高調波の影響を受けないように (2.1) 式に示す正弦波信号を d^{hf} 軸上に重畳する。

$$\begin{bmatrix} V_{1d}^{hf} \\ V_{1q}^{hf} \end{bmatrix} = V_1^{hf} \begin{bmatrix} \sin(\omega_{hf} t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ここで, V_1^{hf} : 高周波電圧信号の振幅, ω_{hf} : 高周波電圧信号の角周波数

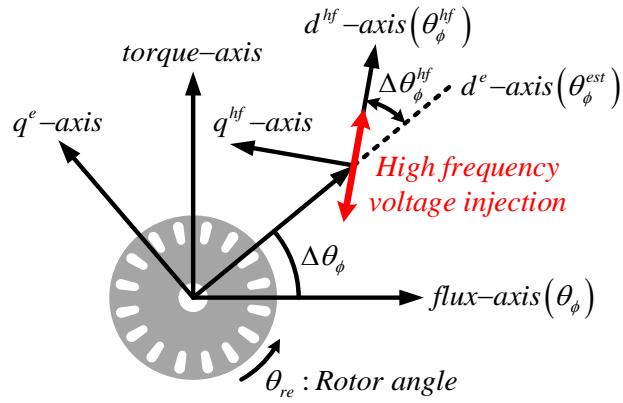


Fig. 2.6. Definitions of flux axis, estimated flux axis and high frequency voltage injection signal injection axis.

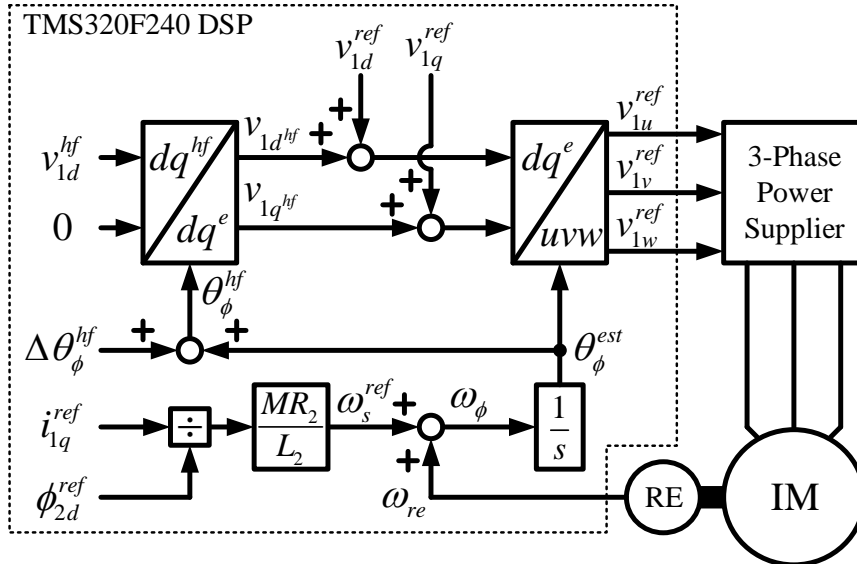


Fig. 2.7. Control block with high frequency voltage signal injection for IM.

また、 d^e - q^e 軸及び d^{hf} - q^{hf} 軸の位置関係は、(2.2) 式のように示される。

$$\theta_{\phi}^{hf} = \theta_{\phi}^{est} + \Delta\theta_{\phi}^{hf} \quad (2.2)$$

ここで、 θ_{ϕ}^{hf} : 高周波電圧信号重畳軸、 θ_{ϕ}^{est} : 推定磁束軸、
 $\Delta\theta_{\phi}^{hf}$: 高周波電圧信号重畳軸と推定磁束軸の差

推定磁束位置に関しては、(2.3) 式のように回転速度及び滑り周波数指令値を用いて積分演算する構成とした。

$$\theta_{\phi}^{est} = \int \omega_{\phi} dt = \int (\omega_{re} + \omega_s^{ref}) dt \quad (2.3)$$

ここで、 ω_{ϕ} : 電源角周波数、 ω_{re} : 回転速度 (電気角)、 ω_s^{ref} : 滑り周波数指令値

磁気飽和特性に対する検討では、(2.1) 式のような高周波電圧信号を重畳した状態で (2.2) 式における各軸の差 $\Delta\theta_{\phi}^{hf}$ を変化させて重畳軸の角度 θ_{ϕ}^{hf} を変化させることにより検討した。また、回転子スロットに対する検討では、 d^e 軸上のみを高周波電圧信号を重畳し、回転子角 θ_{re} を変化させることにより検討した。Fig. 2.7 は本検討における IM 制御ブロック図を示しており、 d^e - q^e 軸一次電圧指令値 v_{1d}^{ref} 、 v_{1q}^{ref} と滑り周波数指令値 ω_s^{ref} に関しては間接形ベクトル制御系を構成することにより生成する。ここで、IM の制御信号が高周波成分の影響を受けないように電流フィードバック制御は行わず、フィードフォワード制御による構成とした。また、Fig. 2.6 において推定磁束軸の角度 θ_{ϕ}^{est} と実際の磁束軸の角度 θ_{ϕ} の差 $\Delta\theta_{\phi}$ を記しているが、上述のように間接形ベクトル制御系を構成しており、また、2.3.3 項において示される電動機定数を用いていることから、推定磁束軸と実際の磁束軸は一致していると仮定する。

2.3.2 高周波インピーダンス測定法

本項では高周波成分に対するインピーダンスの測定法について述べる。Fig. 2.8 に高周波インピーダンス測定における概略を示し、Fig. 2.9 に磁気飽和及び回転子スロットに対する高周波インピーダンス測定過程を示す。Fig. 2.8 において、高周波成分を含む 3 相電圧及び電流は、電圧及び電流センサより検出され、デジタル・シグナル・プロセッサ (DSP) 上にて 3 相- d^e - q^e 軸変換される。 d^e - q^e 軸変換後に得られる信号は、基本波に関する直流量及び高周波に関する交流量が含まれており、高周波成分に関するインピーダンスを測定する場合は、高周波振幅のみを抽出する必要がある。高周波振幅の抽出に関しては、バンドパス

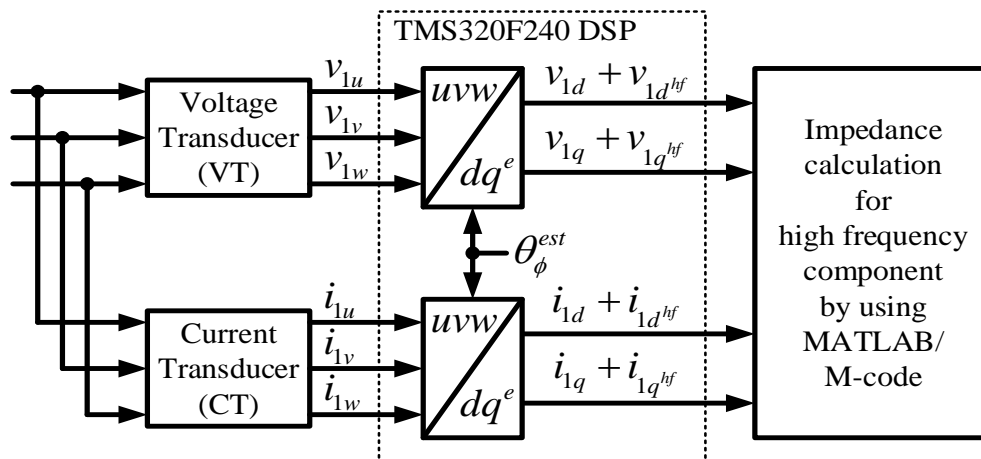
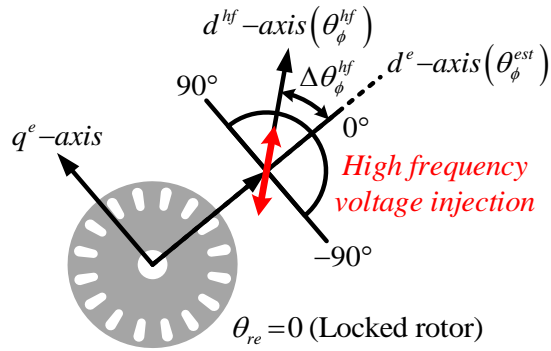
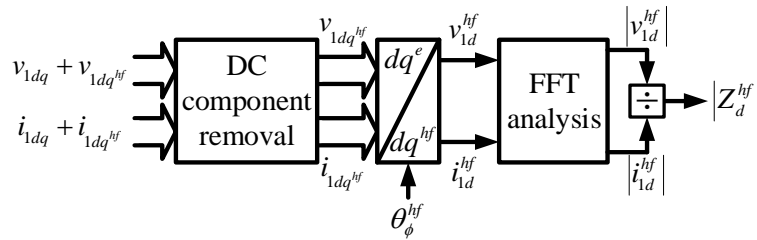


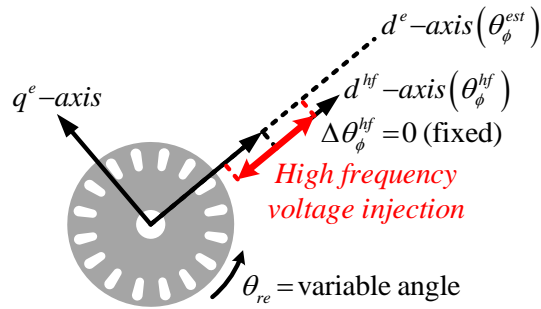
Fig. 2.8. Overall schematic of impedance measurement for high frequency component.



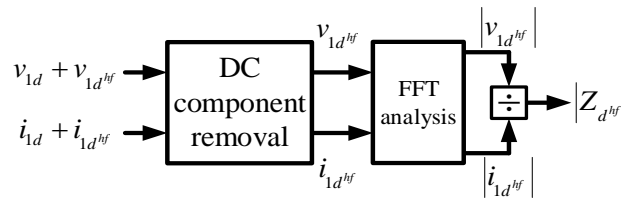
(a) Condition of injected high frequency signal for magnetic saturation



(b) Impedance measurement process for magnetic saturation



(c) Condition of injected high frequency signal for rotor slot



(d) Impedance measurement process for rotor slot

Fig. 2.9. Impedance measurement method for magnetic saturation and rotor slot.

フィルタ (BPF) によるフィルタ処理によって抽出可能であるが、本章では FFT 解析によって高周波振幅の抽出を行った。Fig. 2.9 (a) は磁気飽和特性に対する検討において高周波信号重畳軸を変化させる場合の範囲及び回転子の状態を示しており、同図 (b) は Fig. 2.9 (a) の条件における高周波インピーダンスの測定過程を示している。Fig. 2.9 (b) より、各重畳軸において測定された d^e - q^e 軸一次電圧値及び電流値に対して、平均値を算出することにより直流分を差し引き、 d^e - q^e 軸から d^{hf} - q^{hf} 軸に変換後、FFT 解析によって高周波振幅の抽出を行い、 d^{hf} 軸上において得られる電圧及び電流の振幅比からインピーダンスを測定し各重畳軸に対する高周波インピーダンス特性を描くことによって磁気飽和による突極性を評価する。Fig. 2.9 (c) は、回転子スロットに対する検討における高周波信号重畳軸の条件及び回転子の状態を示しており、同図 (d) は Fig. 2.9 (c) の条件における高周波インピーダンスの測定過程を示している。Fig. 2.9 (d) より、各回転子角において測定された d^e 軸一次電圧値及び電流値に対して、平均値を算出することにより直流分を差し引き、その後、FFT 解析によって高周波振幅の抽出を行い、得られた電圧及び電流の振幅比からインピーダンスを測定し、各回転子角に対するインピーダンス特性を描くことによって回転子スロットによる高周波成分のインピーダンスの変化について検討する。

2.3.3 実験システムの構成

Fig. 2.10 に本検討に用いる実験システムを示す。また、Table 2.1 に IM の仕様を示し、Table 2.2 に電動機定数を示す。ここで、Table 2.2 に示す定数は理想電圧源を用いて定数測定実験を実施することにより定めている。Fig. 2.10 より、供試機である 1.5[kW]、極数 4 の 3 相誘導機 (富士電機社製 MLK1097P, IM) は、リニアアンプ (高砂製作所社製 AA6013XS2) により運転され、負荷機である 2.4[kW] のサーボモータ (安川電機社製 SGMGV-30A3A6C, BLDCM) は、サーボパック (安川電機社製 SGD V-200A01A, INV) により運転される。IM と BLDCM はトルク検出器 (小野測器社製 TH-2205) を介して機械的にカップリングされている。リニアアンプは、Fig. 2.7 に示すように DSP (DSPACE 社製 DS1103, TMS320F240) において生成される 3 相電圧指令値を入力することにより運転される。IM に印加される電圧値及び電流値は、電圧センサ (LEM 社製 LV25-200, VT) 及び電流センサ (LEM 社製 LA25-NP, CT) を通じて DSP に取り込む。IM の回転数は出力パルス数 1000[P/R] のロータリーエンコーダ (光洋電子工業社製 TRD-J1000-RZV, RE) から得られる信号を DSP に取り込むことにより測定される。またトルク検出器の測定値は、トルクメータ (小野測器社製 TS-2800) を通じて DSP に取り込むことで得られる。DSP のサンプリング周期は 100[μ s],

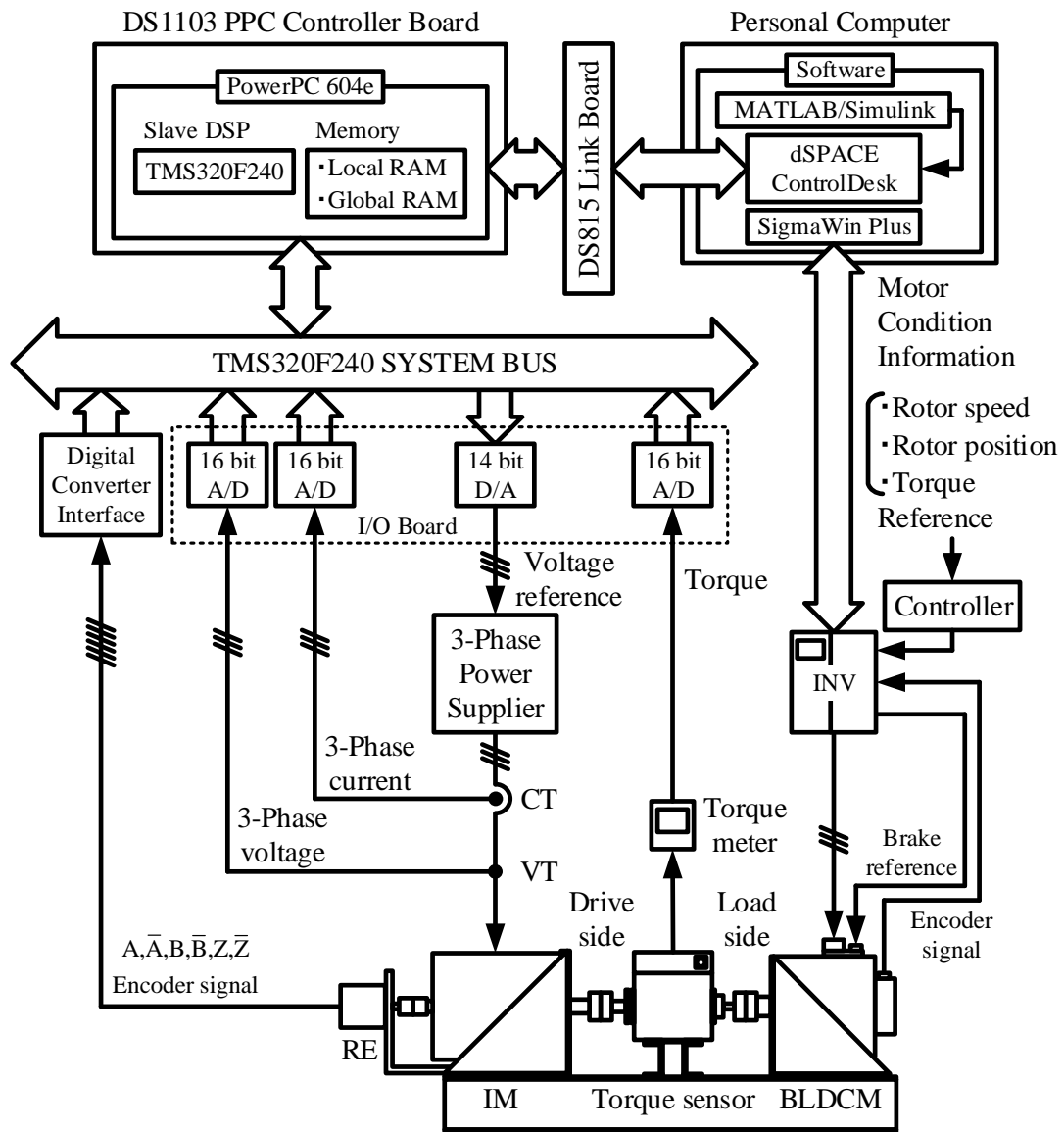


Fig. 2.10. Experimental system.

Table 2.1. Specifications of test IM.

Rated power	1.5 [kW]
Rated voltage	200 [V]
Rated current	6.1 [A]
Rated speed	1740 [rpm]
Rated frequency	60 [Hz]
Rated torque	8.2 [N·m]
Pole number: P	4
Number of stator / rotor slots	36(stator) / 28(rotor)
Structure of rotor	Closed-slot with skew

Table 2.2. Motor parameters of test IM.

Stator resistance: R_1	0.871 [ohm]
Rotor resistance: R_2	0.559 [ohm]
Stator inductance: L_1	0.0954 [H]
Rotor inductance: L_2	0.0954 [H]
Mutual inductance: M	0.09063 [H]
Rotor flux reference: ϕ_{2d}^{ref}	0.50546 [Wb]
Excitation current reference: i_{1d}^{ref}	5.5772 [A]
Torque current reference at rated torque: i_{1q}^{ref}	8.5383 [A]

リニアアンプの出力応答速度は 50[μ s], 電圧センサの検出応答速度は 15[μ s], 電流センサの検出応答速度は 1[μ s]である。

2.4 実験結果

2.4.1 磁気飽和特性に対する検討

本項では、主磁束及び漏れ磁束の磁気飽和のインピーダンス特性への影響を検討する。実験条件として、IM を無負荷・ゼロ速で運転する状態を検討する。Fig. 2.11 に高周波信号重畳軸の角度 θ_{ϕ}^{df} を ± 90 [deg]の範囲として、各重畳周波数において重畳電圧レベルを変化させた場合のインピーダンス特性を示す。ここで、高周波信号重畳軸の角度 θ_{ϕ}^{df} は推定磁束軸の角度 θ_{ϕ}^{est} を基準として変化させている。また、重畳電圧レベルの上限として、高周波電流の振幅値が定格励磁電流の 1.5 倍までとした。Fig. 2.12 は、Fig. 2.11 における重畳周波数 100[Hz], 200[Hz], 300[Hz], 400[Hz], そして 500[Hz]でのインピーダンス特性の各平面を示している。Fig. 2.12 (a) は、重畳周波数 100 [Hz]において重畳電圧レベルを 1[V]から 20[V]まで変化させた場合の結果を示しており、この場合、重畳角 0[deg]において突極が見られ、主磁束飽和突極性が観測されていることが分かる。Fig. 2.12 (c) は、重畳周波数 300[Hz]において重畳電圧レベルを 1[V]から 50[V]まで変化させた場合の結果を示しており、重畳電圧レベルが高い場合、主磁束飽和突極性が観測され、そのインピーダンス偏差に関しても Fig. 2.12 (a) と比較して大きくなっていることが分かる。これに対して、重畳電圧レベルが低い場合、重畳角 0[deg]において逆突極性が観測され、漏れ磁束飽和に起因する特性であることが予想される。さらに、Fig. 2.12 (e) は重畳周波数 500[Hz]において重畳電圧レベルを 1[V]から 80[V]まで変化させた場合の結果を示しており、重畳電圧レベルが高い場合、Fig. 2.12 (a) 及び (c) に比して、よりインピーダンス偏差の大きい主磁束飽和突極性が観測され、また重畳電圧レベルが低い場合、Fig. 2.12 (c) に比して、よりインピーダンス偏差の大きい逆突極性が観測されることが分かる。Table 2.3 及び Table 2.4 に、それぞれ主磁束飽和突極性及び漏れ磁束飽和に起因するであろう逆突極性のインピーダンス偏差について数値化したものを示す。ここで、Table 2.3 及び Table 2.4 において“x”は突極性が得られていないことを意味しており、“none”は測定データがないことを意味している。Fig. 2.12 より、主磁束飽和のインピーダンス特性への影響については、文献 (77), (78) 及び (79) において報告されており、重畳周波数及び重畳電圧レベルが高い場合に主磁束飽和突極性が得られる。これに対して、逆突極性については本検討により重畳周波数が高くかつ重畳

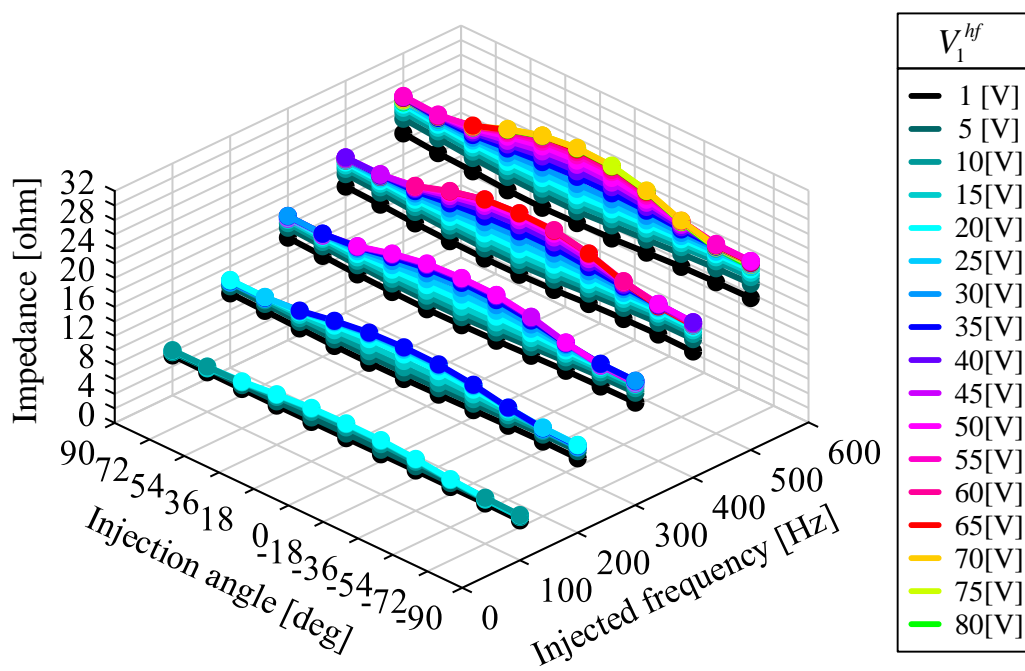
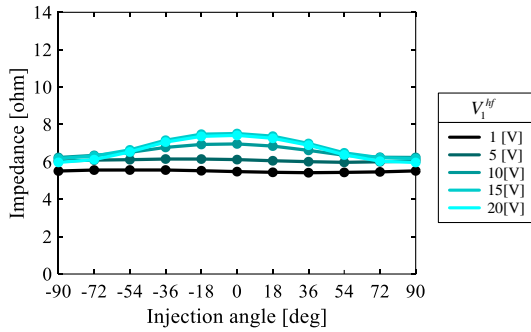
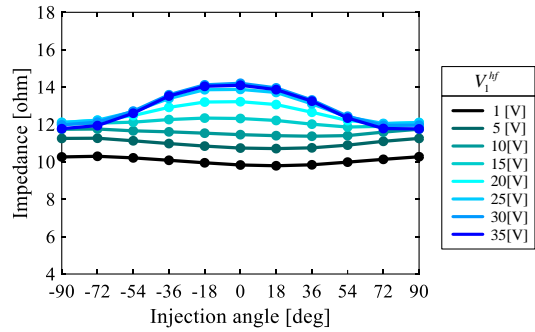


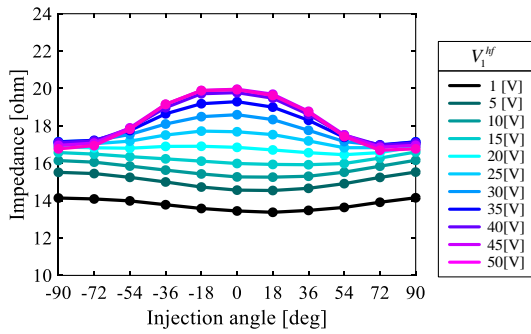
Fig. 2.11. Impedance characteristics for various high frequency.



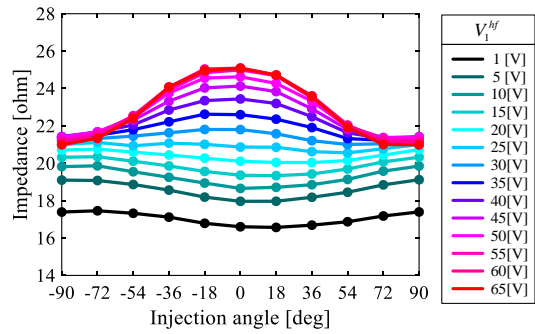
(a) Injected frequency: 100[Hz]



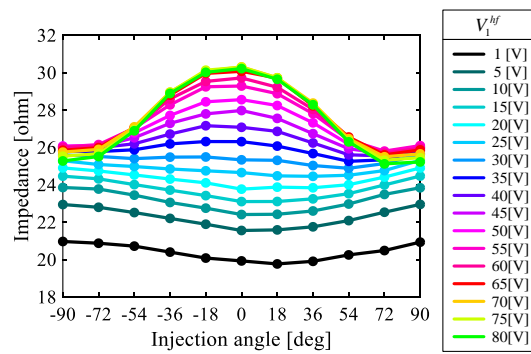
(b) Injected frequency: 200[Hz]



(c) Injected frequency: 300[Hz]



(d) Injected frequency: 400[Hz]



(e) Injected frequency: 500[Hz]

Fig. 2.12. Impedance characteristics in various injected voltage level at each injected frequency.

Table 2.3. Impedance difference for main flux saturation.

Frequency [Hz] Voltage [V]	100	200	300	400	500
1	×	×	×	×	×
5	×	×	×	×	×
10	0.724	×	×	×	×
15	1.34	×	×	×	×
20	1.451	1.11	×	×	×
25	none	1.79	×	×	×
30	none	2.24	1.45	×	×
35	none	2.34	2.15	×	×
40	none	none	2.7	2.03	×
45	none	none	3.01	2.72	×
50	none	none	3.17	3.25	2.5
55	none	none	none	3.72	3.26
60	none	none	none	3.94	3.76
65	none	none	none	4.11	4.22
70	none	none	none	none	4.66
75	none	none	none	none	4.84
80	none	none	none	none	4.99

Table 2.4. Impedance difference for leakage flux saturation.

Frequency [Hz] Voltage [V]	100	200	300	400	500
1	×	×	×	×	×
5	×	×	0.99	1.16	1.4
10	×	×	0.9	1.17	1.43
15	×	×	×	0.98	1.37
20	×	×	×	×	×
25	none	×	×	×	×
30	none	×	×	×	×
35	none	×	×	×	×
40	none	none	×	×	×
45	none	none	×	×	×
50	none	none	×	×	×
55	none	none	none	×	×
60	none	none	none	×	×
65	none	none	none	×	×
70	none	none	none	none	×
75	none	none	none	none	×
80	none	none	none	none	×

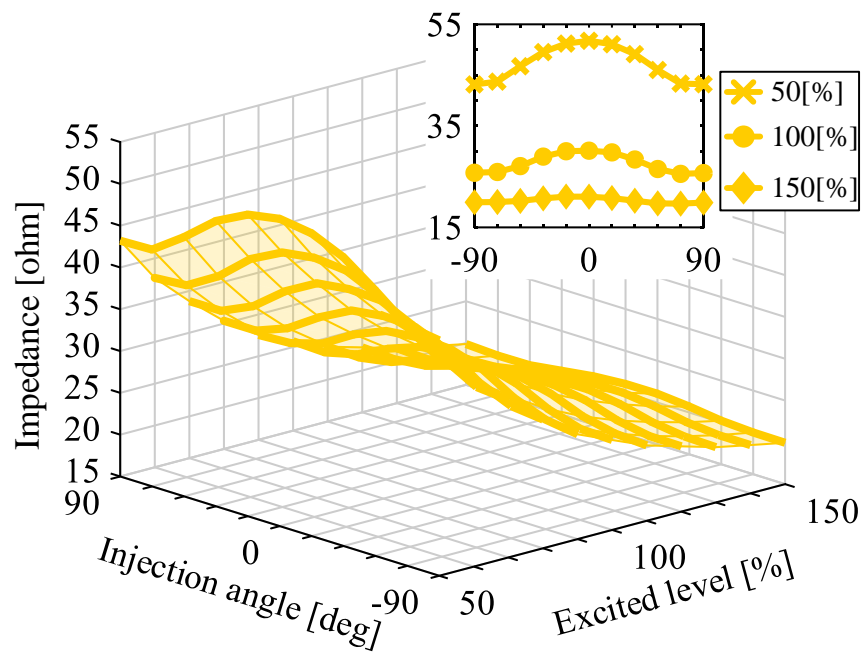
電圧レベルが低い場合に得られることが分かった。

次に、Fig. 2.12 において観測された逆突極性に対する考察を行うために、同一の実験条件において励磁レベルを変化させた場合の検討を行う。励磁レベルを変化させることは磁気飽和の度合いを変化させることを意味している。Fig. 2.13 に重畳信号レベルを一定とし、励磁レベルを定格励磁に対して 50[%]から 150[%]まで変化させた場合の検討結果を示す。Fig. 2.13 (a) は、重畳周波数 500[Hz]、重畳電圧レベル 70[V]とした場合に観測される主磁束飽和突極性の励磁レベルに対する結果を示しており、励磁レベルが低い場合においても飽和突極性が観測可能であることを示している。これに対して、Fig. 2.13 (b) は、重畳周波数 500[Hz]、重畳電圧レベル 5[V]とした場合に観測される逆突極性の励磁レベルに対する結果を示している。Fig. 2.13 (b) において、インピーダンス特性の最大と最小の中間値に対応する半値幅から逆突極性を評価すると、励磁レベルが低い場合、逆突極性は観測されるが重畳角に対するインピーダンス特性の半値幅は大きく、励磁レベルを高くするにつれて半値幅の小さい逆突極性が観測されている。Table 2.5 は Fig. 2.13 (a) 及び (b) における各突極性の半値幅を数値化したものを示している。上述の検討から、励磁レベルによって逆突極性の半値幅が異なり、高励磁レベルにおいて逆突極性の半値幅が小さくなることから、漏れ磁束の飽和の影響によって得られるインピーダンス特性であると言える。

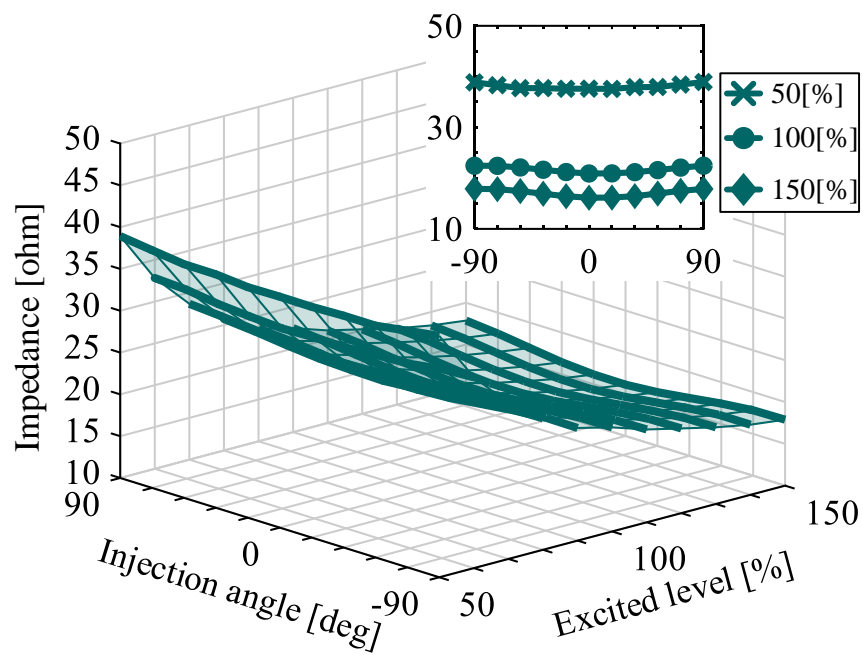
以上の結果より、主磁束飽和突極性は重畳周波数及び重畳電圧レベルが高い場合に観測され、漏れ磁束飽和突極性は重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合に観測可能であることを確認した。これより、漏れ磁束飽和突極性を利用する場合、高調波電力損失を低減できる可能性があることが予想される。しかし、主磁束飽和突極性に対して漏れ磁束飽和突極性のインピーダンス偏差は小さいことから、その突極性の情報を得ることのできる重畳信号レベルについて、事前に詳細な検討を実施する必要がある。

2.4.2 負荷に対する磁気飽和位置の検討

本項では、前項の検討において確認した主磁束及び漏れ磁束飽和突極性の負荷に対する飽和位置の変化について検討する。実験条件として、IM の回転軸を負荷機にて拘束した状態で IM をトルク制御してトルク成分電流指令値を変化させることによって検討を行った。Fig. 2.14 に重畳周波数 500[Hz]、重畳電圧レベル 70[V]において得られる主磁束飽和突極性の負荷変化に対する結果を示し、Fig. 2.15 に重畳周波数 500[Hz]、重畳電圧レベル 5[V]において得られる漏れ磁束飽和突極性の負荷変化に対する結果を示す。各図 (a) は定格トルクに対して-100[%]から 100[%]まで変化させた場合のインピーダンス特性及び飽和位置を示し



(a) Impedance locus for main flux saturation

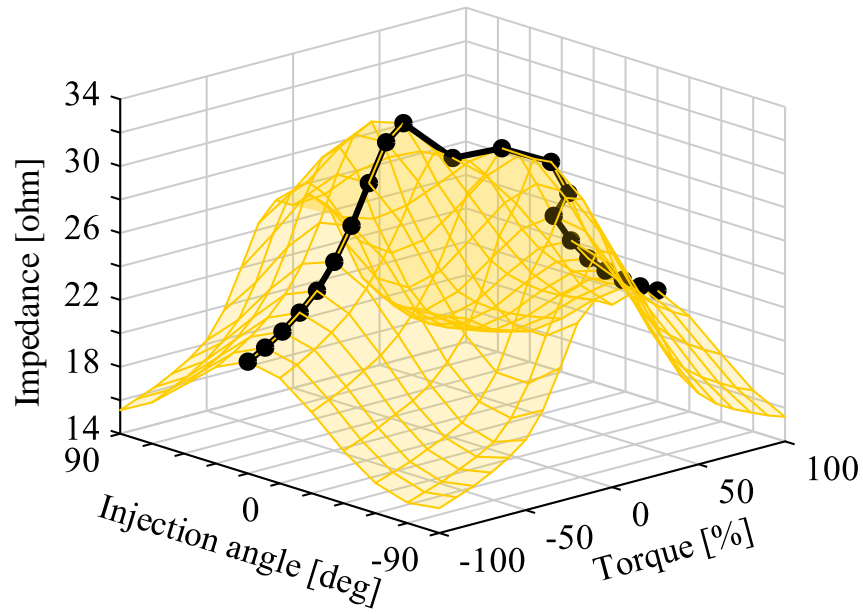


(b) Impedance locus for leakage flux saturation

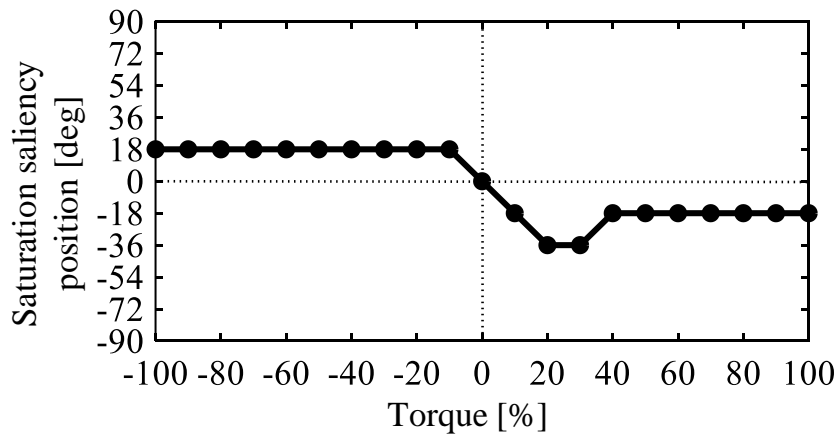
Fig. 2.13. Impedance characteristics in various excited level for main and leakage flux saturation.

Table 2.5. Full width at half maximum of impedance against excited level (unit: [deg]).

Excited level [%] \ Fig. 2.13	(a)	(b)
50	96	135
60	95	120
70	92	100
80	90	97.5
90	90	94
100	89.5	92
110	89.5	91
120	83.5	90.8
130	83	90.4
140	77.5	90
150	74	90

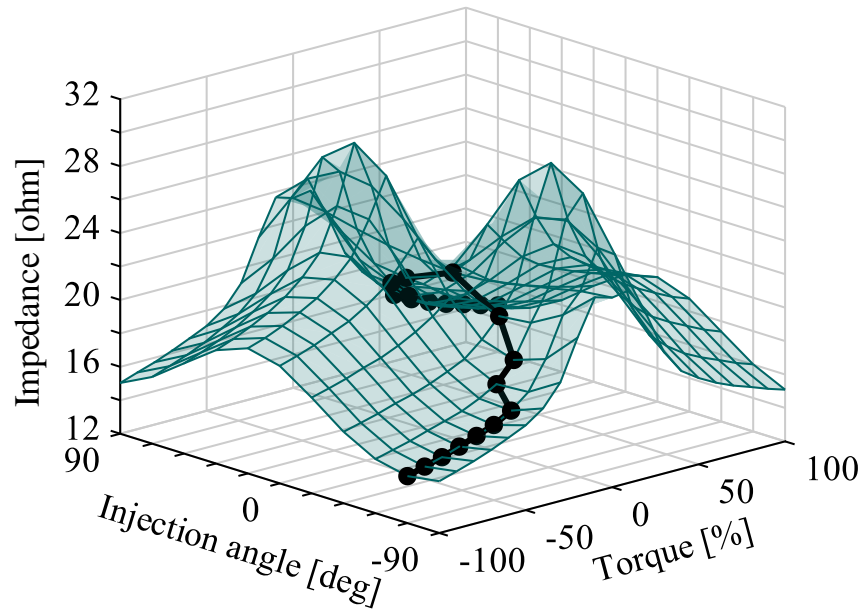


(a) Impedance locus

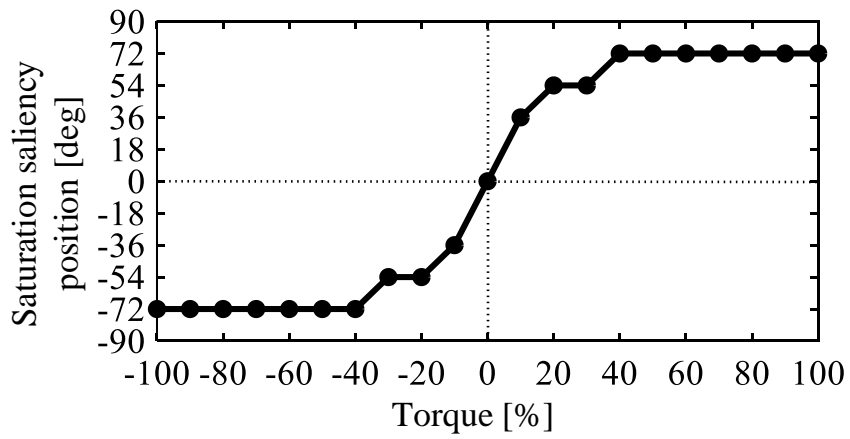


(b) Change of saturated position

Fig. 2.14. Impedance characteristics and saturated position in various load condition for main flux saturation.



(a) Impedance locus



(b) Change of saturated position

Fig. 2.15. Impedance characteristics and saturated position in various load condition for leakage flux saturation.

ており、各図 (b) は飽和位置の変化のみを平面上において示している。Fig. 2.14 より、主磁束飽和突極性の飽和位置は負荷に対して $-36[\text{deg}]$ から $18[\text{deg}]$ の範囲において変化していることが分かる。これに対して、Fig. 2.15 より漏れ磁束飽和突極性の飽和位置は負荷に対して $-72[\text{deg}]$ から $72[\text{deg}]$ の範囲において変化していることが分かる。これより主磁束飽和突極性の飽和位置の変化と比較して、漏れ磁束飽和突極性の飽和位置の変化の方が大きいことが分かる。また、Fig. 2.14 (b) より主磁束飽和突極性の飽和位置は無負荷を原点として第2象限と第4象限上を変化し、その軌跡は点対称ではないことが分かる。これに対して、Fig. 2.15 (b) より漏れ磁束飽和突極性の飽和位置は第1象限と第3象限上を変化し、その軌跡は点対称であることが分かる。負荷に対する主磁束飽和突極性の飽和位置の変化に関しては、文献(78)において報告されており、磁場解析及び実機実験による100[%]定格トルクでのインピーダンス特性が示されている。その報告では、正の負荷に対して飽和位置は負方向に変化することが示されており、本検討においても同様の結果が得られている。これに対して、負荷に対する漏れ磁束飽和突極性の飽和位置の変化に関しては、本検討により正負の負荷に対して飽和位置が同一方向に変化し、また、その変化は主磁束飽和突極性よりも大きいことが分かった。

以上の結果より、負荷に対して漏れ磁束飽和突極性の飽和位置の変化が大きいことから、負荷変化に対する補償用テーブルを予め準備する必要がある。補償用テーブルの測定点に関しては、漏れ磁束飽和突極性の場合、飽和位置が負荷変化に対して無負荷を原点として点対称に変化することから、第1象限のみ評価すれば良いと言える。

2.4.3 回転子スロットに対する検討

本項では、回転子スロットの影響を強める重畳信号レベルについて検討する。実験条件として、IMをトルク制御して無負荷状態とし、負荷機を位置制御して回転子角を変化させることにより検討する。Fig. 2.16 に重畳周波数 $500[\text{Hz}]$ 、重畳電圧レベル $90[\text{V}]$ の条件下において、回転子角を $0[\text{deg}]$ から $360[\text{deg}]$ (1回転) の範囲において $1[\text{deg}]$ ずつ変化させた場合に得られる高周波インピーダンスの軌跡を示す。Fig. 2.16 より、回転子スロットの影響により、インピーダンスは28個のリプルを含んでいることが分かる。そこで、Fig. 2.16の結果を基に1スロット分を対象として、種々の高周波電圧信号を重畳して同様の測定を行った。Fig. 2.17 に各重畳周波数において重畳電圧レベルを変化させた場合のインピーダンス特性を示す。Fig. 2.17 (a) は、重畳周波数 $100[\text{Hz}]$ において重畳電圧レベルを $1[\text{V}]$ から $20[\text{V}]$ まで変化させた場合の結果を示しており、回転子スロットに対するインピーダンスの変化

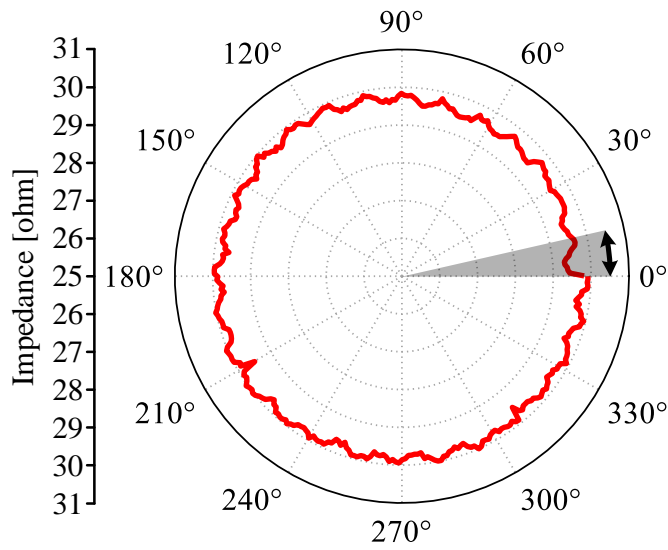


Fig. 2.16. Impedance locus on rotor angle for high frequency component
(Injected signal level: 500[Hz], 90[V]).

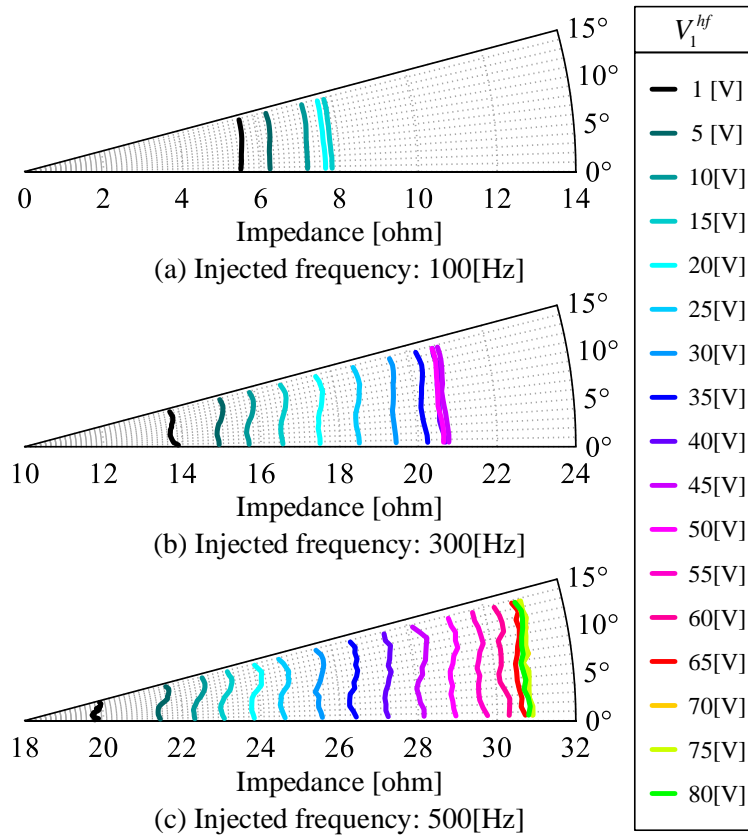
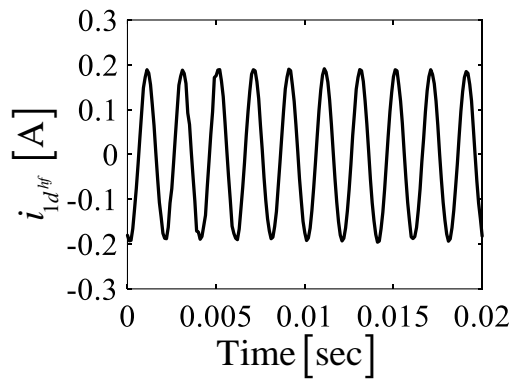
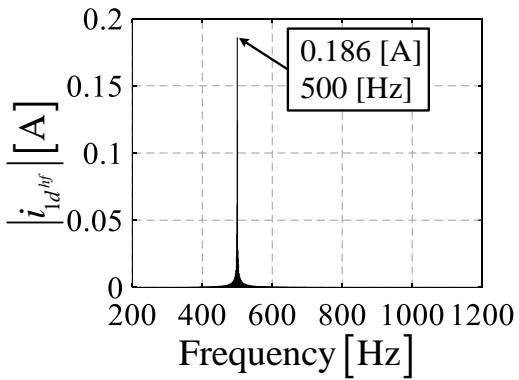


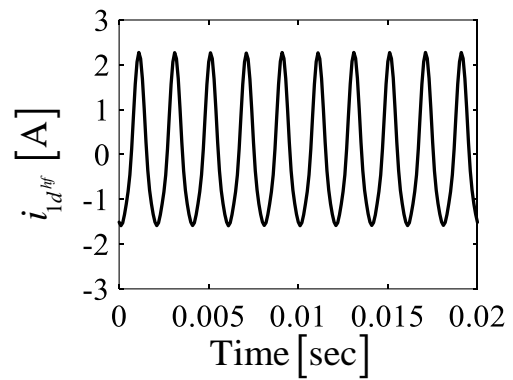
Fig. 2.17. Impedance characteristics on rotor angle in various injected voltage level
at each injected frequency.



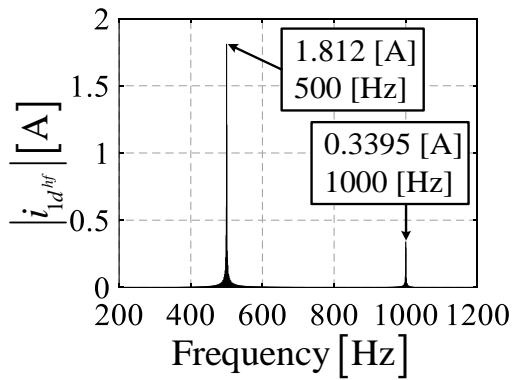
FFT



(a) Voltage level: 5[V]



FFT



(b) Voltage level: 70[V]

Fig. 2.18. Result of FFT analysis at frequency: 500 [Hz].

は小さいことが分かる。Fig. 2.17 (b) は重畳周波数 300[Hz]において、重畳電圧レベルを 1[V]から 50[V]まで変化させた場合の結果を示しており、重畳電圧レベルが高い場合はインピーダンスの変化は小さいが、重畳電圧レベルが低い場合、その変化が大きいことが分かる。さらに、Fig. 2.17 (c) は重畳周波数 500[Hz]において、重畳電圧レベルを 1[V]から 80[V]まで変化させた場合の結果を示しており、重畳電圧レベルが高い場合は同図 (b) と同様にインピーダンスの変化は小さいが、重畳電圧レベルが低い場合は同図 (a) 及び (b) に比して、その変化が大きいことが分かる。

次に Fig. 2.17 において重畳電圧レベルの大小によって回転子スロットによるインピーダンスの変化の割合が異なる原因を考察するために、Fig. 2.18 に重畳周波数 500[Hz]で重畳電圧レベル 5[V]及び 70[V]の信号を重畳した場合における各高周波電流に対する FFT 解析結果を示す。ここで、各図の高周波電流波形も併せて示している。Fig. 2.18 (a) より、重畳電圧レベルが低い場合は、重畳周波数成分のみを含んでいることが分かる。これに対して、Fig. 2.18 (b) より重畳電圧レベルが高い場合は高周波電流が歪み、その周波数成分として重畳周波数以外に 2 次の高調波を含んでいることが分かる。これより高周波磁束も歪んでいることが予想され、これに起因して重畳電圧レベルが高い場合は、回転子スロットに対する変化に加え他の高調波成分の影響を受け、結果として回転子スロットの変化のみを観測できていないことが考えられる。

2.5 まとめ

本章では、閉スロット構造の誘導機における主磁束及び漏れ磁束飽和のインピーダンス特性への影響を検討するとともに、回転子スロットの影響を強める高周波電圧信号について理想電圧源を用いることにより実験的に検討した。本検討により以下のことが明らかになった。

- (1) 主磁束飽和突極性は重畳周波数及び重畳電圧レベルが高い場合に観測される。
- (2) 漏れ磁束飽和突極性は重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合に観測される。
- (3) 負荷に対する漏れ磁束飽和突極性の飽和位置の変化は主磁束飽和突極性の飽和位置の変化より大きい。
- (4) 主磁束飽和突極性の飽和位置は無負荷を原点として点対称に変化せず、漏れ磁束飽和突極性の飽和位置は点対称に変化する。
- (5) 回転子スロットに対する高周波インピーダンスの変化は重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合に大きくなる。

第 3 章

2次元過渡応答磁場解析による磁気飽和が 誘導機の一次インピーダンスに与える 影響の考察

3.1 はじめに

本章では誘導機機内で生じる磁気飽和現象について有限要素法（FEM：Finite Element Analysis）による2次元過渡応答磁場解析を実施することで、磁気飽和現象を解析的に検討する。第1章で述べたように、誘導機のセンサレス制御法における技術課題の一つは零周波数運転時の不安定化問題であり、この課題に対する解決策として磁気飽和を利用した二次磁束推定法^{(76)~(87)}が提案されている。二次磁束推定に利用される磁気飽和現象については、文献(77)、(78)及び(79)において実機実験と磁場解析により検討されており、ベクトル制御された状態において高周波電圧信号を重畳した場合に、磁気飽和が高周波成分のインピーダンスに影響を与え、すなわちインピーダンスが磁束軸に位置する主磁束の飽和の影響を受けて、磁束軸方向を長径とするインピーダンス軌跡が得られることを報告している。一方で、第2章で述べたように磁気飽和現象の観点から見ると、主磁束に加えてトルク軸に位置する漏れ磁束においても飽和が生じ、特に閉スロット構造の誘導機においてトルク軸側の回転子スロットブリッジに飽和を生ずることが知られている⁽⁷⁶⁾⁽⁸⁵⁾⁽⁸⁶⁾。主磁束飽和及び漏れ磁束飽和は同時に生ずることから、文献(77)、(78)及び(79)における検討においても漏れ磁束飽和による突極性（漏れ磁束飽和突極性）を観測可能なはずであるが、その観測には至っていない。第2章では、主磁束飽和による突極性（主磁束飽和突極性）と漏れ磁束飽和突極性の観測における仮説として、重畳する周波数及び電圧レベルが高い場合は、高周波磁束が回転子表面から歯の部分まで通過し、その結果として主磁束飽和突極性を観測可能となり、一方で重畳周波数のみを増加させた場合は、表皮効果により高周波磁束が回転子表面のみに集中するため、その結果として漏れ磁束飽和突極性を観測可能となることを述べ（第2章 2.2節 2.2.1項）、そして、漏れ磁束飽和のインピーダンス特性への影響を実験的に検討することにより漏れ磁束飽和突極性が観測可能であることを確認

してきた。加えて、主磁束飽和突極性に関してもインピーダンス特性を測定することにより検討を行ってきた。その結果として、以下のことが明らかとなった（「第 2 章 2.5 節 まとめ」より抜粋）。

- ・漏れ磁束飽和突極性は重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合に観測される。
- ・主磁束飽和突極性は重畳周波数及び重畳電圧レベルが高い場合に観測される。

上記の項目は、仮説に沿った結果となっている。

そこで、本章では主磁束飽和突極性及び漏れ磁束飽和突極性の観測に際して立てた仮説と実験的に得られた結果について、FEM による 2 次元過渡応答磁場解析を実施することで解析的に立証することを目的とする。すなわち、主磁束飽和突極性及び漏れ磁束飽和突極性の観測条件が重畳電圧レベルの大小によって異なる原因を磁場解析により検討するものである。検討内容として、第一の検討では高周波電圧信号を重畳した場合に、解析から得られる高周波成分を含む一次電圧値及び電流値に対して FFT 解析を実施することで抽出される高周波電圧と電流の振幅値を用いて、その比であるインピーダンスを算出することで検討を行い、実験的に得られたインピーダンス特性と同様な傾向が得られるかを調査する。第二の検討では、解析的に得られた磁束密度分布をもとに重畳電圧レベルと磁気飽和の関係を示して考察する。

3.2 誘導機の有限要素解析モデル

3.2.1 解析対象機及び解析モデル

Table 3.1 に解析対象機の諸元を示す。Table 3.1 より、解析対象とした誘導機は、定格容量 1.5[kW]、定格電圧（実効値）200[V]、定格電流（実効値）6.1[A]、極数 4、相数 3 である。本対象機の回転子導体バーは、アルミニウムで製作された普通かご形で、回転子は閉スロット構造でありスキューが施されている。Table 3.2 に解析モデルの諸元を示す。また、Fig. 3.1 に断面図を示す。Table 3.2 及び Fig. 3.1 は、Table 3.1 において示された解析対象機をもとに形状測定を行い作成した。Table 3.2 より、固定子外径 162[mm]、固定子内径 103[mm]、回転子外径 102.35[mm]、回転子内径 37.2[mm]、エアギャップ部 0.325[mm]、回転子スロットブリッジ部 0.32[mm]である。Table 3.3 は Fig. 3.1 における固定子及び回転子の詳細寸法を示しており、固定子側はコアバック幅（A 部分）12.20[mm]、ティース幅（B 部分）3.60[mm]、及び歯先開口幅（C 部分）2.50[mm]であり、回転子側はバー縁中心間距離（D 部分）16.30[mm]、バー外縁半径（E 部分）3.18[mm]、及びバー内縁半径（F 部分）1.40[mm]である。固定子巻

Table 3.1. Specifications of analysis machine.

Phases and poles	3 phases, 4 poles
Rated power	1.5 [kW]
Rated voltage	200 [V]
Rated current	6.1 [A]
Rated speed	1740 [rpm]
Rated frequency	60 [Hz]

Table 3.2. Specifications of finite element analysis model.

Stator diameter	162 [mm]
Rotor diameter	102.35 [mm]
Air gap	0.325 [mm]
Number of coil turns	52 [turn/slot]
Number of stator / rotor slots	36(stator) / 28(rotor)
Structure of rotor	Closed-slot
Electrical steel sheet for core	50A800

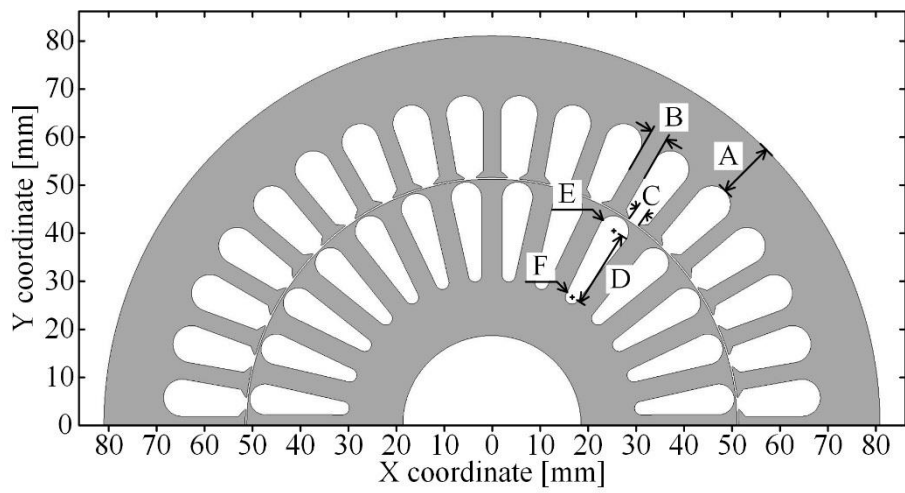


Fig. 3.1. Cross section of finite element analysis model.

Table 3.3. Dimension (unit: [mm]).

A	B	C	D	E	F
12.20	3.60	2.50	16.30	3.18	1.40

線は、素線径 0.9[mm]の銅線 2 本を撚り線として 1[slot]当り 52[turn]である。また、固定子のスロット数は 36、回転子のスロット数は 28 であり、回転子スロットの構造は閉スロットである。固定子及び回転子鉄心に用いた電磁鋼板に関しては、グレード推定が困難であったため、比較的磁束密度が高くかつ低鉄損な材料とされている 50A800 を用いた。

3.2.2 固定子巻線及び内部回路

Fig. 3.2 に解析対象機における固定子巻線展開図を示す。また、Fig. 3.3 に解析モデルにおける固定子巻線接続回路を示し、Fig. 3.4 に解析対象機におけるかご形回転子の解析モデルにおける内部電気回路を示す。Fig. 3.2 における巻線方式は文献 (99) に示されており、単層同心巻と比較して巻線の長さを短くすることができ、それ故、巻線の抵抗及び漏れリアクタンスが減少し、トルク及び効率等の諸特性を改善可能であることが示されている。本対象機の固定子巻線は、Fig. 3.2 に示された巻線方式により構成され、Fig. 3.2 及び Fig. 3.3 より各相はスター結線にて接続されている。Fig. 3.3 より、解析モデルにおける固定子巻線の回路構成は 3 つの抵抗が直列接続され、また並列数 2 として 1 相を構成している。

Fig. 3.4 に示されたかご形回転子の解析モデルにおける内部電気回路に関しては、回転子導体バーに渦電流を考慮可能な素子を用いており、エンドリングは直流抵抗でモデリングしている。ここで、エンドリングの直流抵抗値は $7.37\text{e-}07[\text{ohm}]$ とした。また、回転子導体バーの材料はアルミニウムとし、電気抵抗率は $2.655\text{e-}08[\text{ohm} \cdot \text{m}]$ とした。

3.3 解析方法

3.3.1 解析条件及びメッシュパターン

磁場解析における前提条件として、2次元過渡応答解析であり、固定子及び回転子における鉄心の飽和は考慮するものとし、鉄損に関しては考慮していない。そのため、解析によって得られる高周波成分のインピーダンス値に関して、実験結果と異なった値となる場合があると予想されるが、主磁束や漏れ磁束に起因した飽和のインピーダンス特性への影響については、その傾向を見ることは可能である。次に解析条件について述べる。Fig. 3.5 には 2次元解析メッシュを示している。Fig. 3.5 より、要素数は 51495、節点数は 34080 であり三角形メッシュとしている。本解析では、高周波信号を重畳した場合の主磁束及び漏れ磁束に関する磁気飽和のインピーダンス特性への影響を検討するにあたり表皮効果を考慮するために、解析モデルでは重畳周波数における表皮厚さメッシュを設定している。解析における時間ステップに関しては、基本波での解析を実施する場合は 5[ms]刻みとして定常

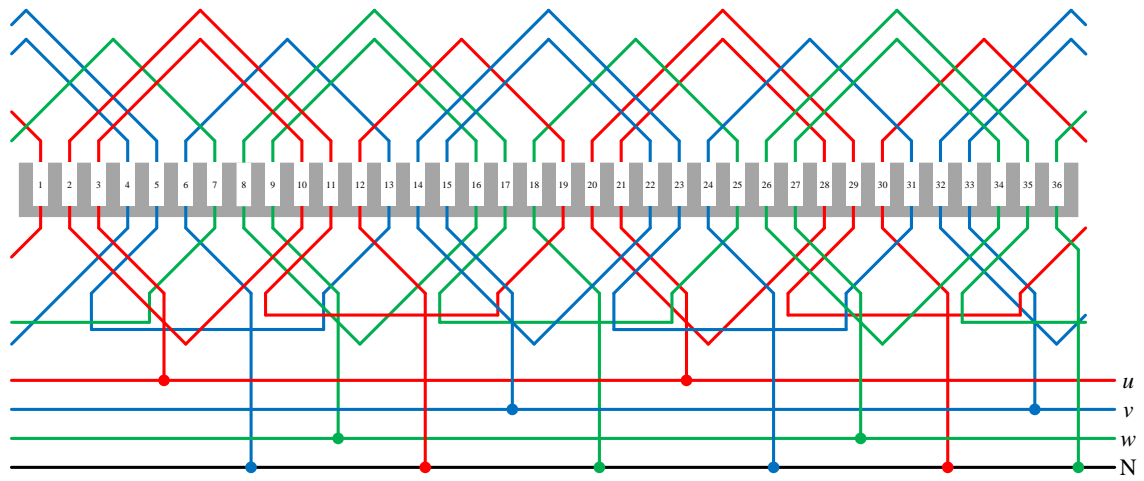


Fig. 3.2. Development view of the stator windings.

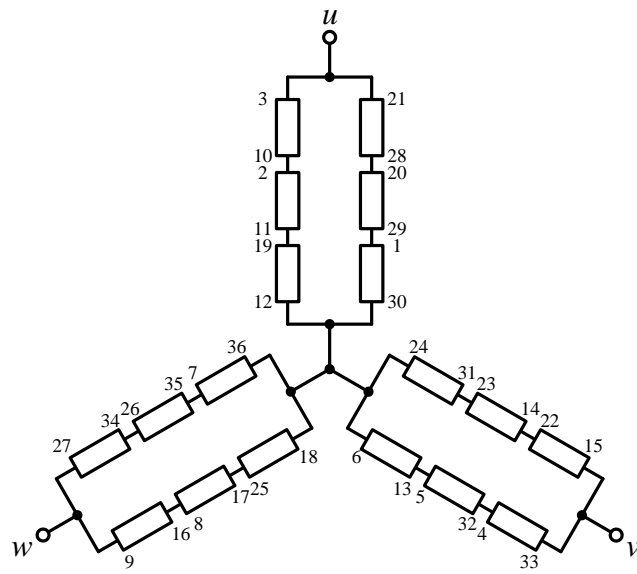


Fig. 3.3. Connection of stator winding (full model).

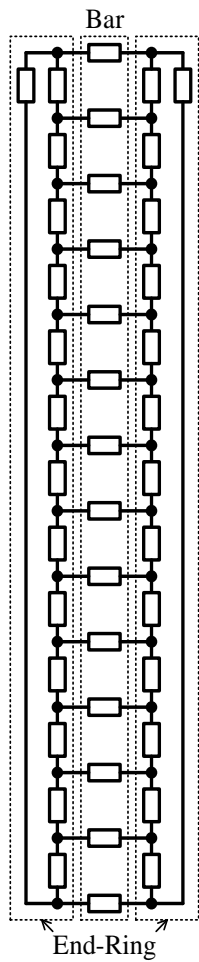


Fig. 3.4. Circuit of squirrel-cage rotor (1/2 model).

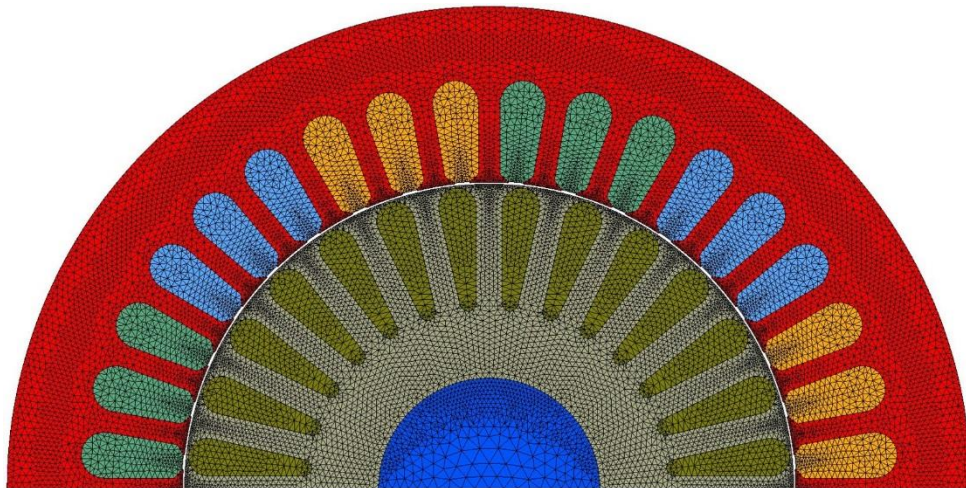


Fig. 3.5. 2-D analysis mesh.

状態に達する 8.0[s]まで計算し、高周波信号を重畳する場合には定常状態における電流及び磁束を初期値として与えて 100[μ s]刻みで 0.2[s]まで計算する。

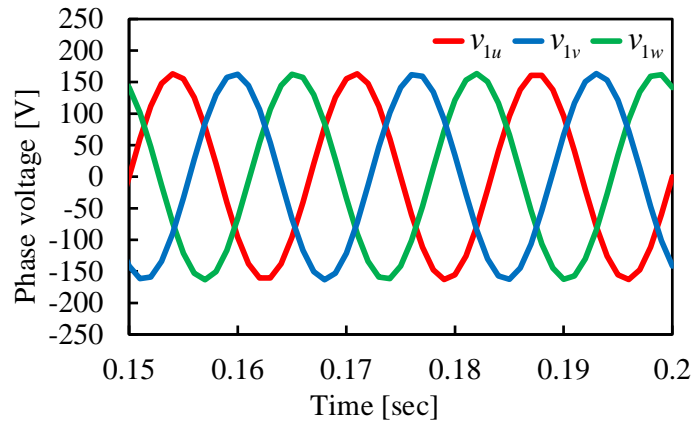
3.3.2 電動機パラメータの算出

解析を実施するにあたり、次項で述べるように間接形ベクトル制御系を構成することで解析を行うため電動機パラメータが必要となる。そこで、本項では解析モデルにおける電動機パラメータの算出について述べる。磁場解析における電動機パラメータの算出法に関しては、スキューを考慮した 2 次元過渡応答解析と電磁鋼板の表皮効果を考慮するための 1 次元過渡応答解析を併用することによって算定する方法⁽¹⁰⁰⁾や 3 次元過渡応答解析から算定する方法⁽¹⁰¹⁾が報告されているが、本解析では 2 次元過渡応答解析から算定を行った。

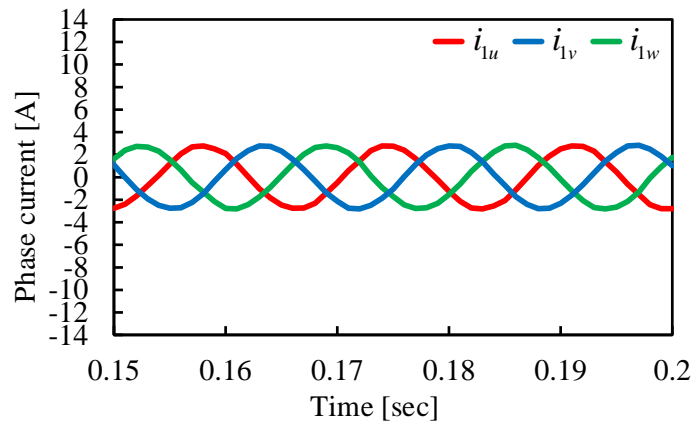
算定方法に関しては、無負荷試験を模擬した解析及び拘束試験を模擬した解析を行い、得られた計算結果をもとに L 型等価回路より算定した。ここで、入力は正弦波電圧であり、電流値を計算している。

無負荷試験に関しては、定格周波数 60[Hz]にて定格電圧 200[V] (実効値) を与え、回転速度を同期速度 1800[rpm]として与えた。また、無負荷試験での解析における時間ステップに関しては 1[ms]刻みとして定常状態に達する 0.2[s]まで計算した。Fig. 3.6 に無負荷時における 3 相入力一次電圧と解析結果である 3 相一次電流波形を示し、Fig. 3.7 に同試験条件における電流密度分布と磁束密度分布を示す。ここで、Fig. 3.7 (a) に示した電流密度分布は相対値であり、同図 (b) に示した磁束密度分布は絶対値である。Fig. 3.6 (a) より、定格電圧を入力として与えた場合、同図 (b) より、その結果として得られる電流値は約 1.99[A] (実効値) である。

拘束試験に関しては、定格周波数 60[Hz]にて電圧 40.9[V] (実効値) を与えた。また、スキューの影響を考慮するために文献 (102) に報告されている方法を採用し、すなわち固定子と回転子の位置が異なる複数の断面を用いて解析を行った。Fig. 3.8 に解析対象機のスキュー角を示す。Fig. 3.8 より、解析対象機のスキュー角は 10[deg]である。そこで、解析モデルでは (f) の位置を基準に ± 5 [deg]として 1[deg]毎に固定子と回転子の位置関係が異なる断面を作成した。Fig. 3.9 に固定子-回転子間の位置関係に関する断面を示す。Fig. 3.8 及び Fig. 3.9 に示された (a) から (k) の各位置においてそれぞれ解析を行い、得られた結果を積分平均することでスキューの影響を考慮している。拘束試験での解析における時間ステップに関しては、500[μ s]刻みとして定常状態に達する 0.2[s]まで計算した。Fig. 3.10 に拘束試験時における 3 相入力一次電圧と積分平均して得られる 3 相一次電流波形を示す。また、

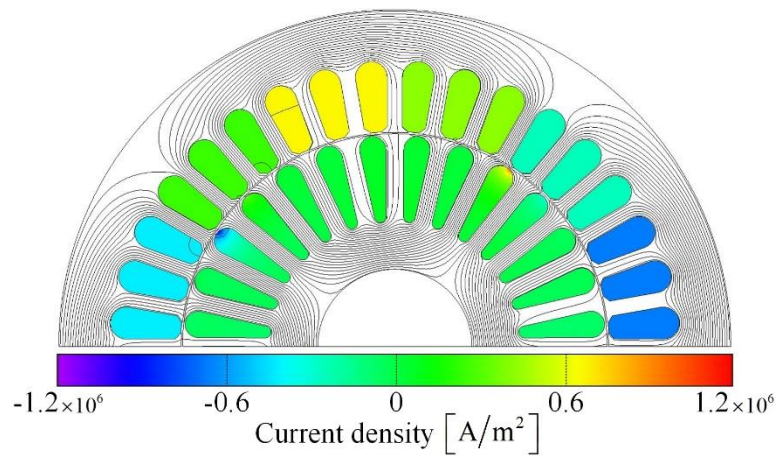


(a) Input value of 3-phase voltage

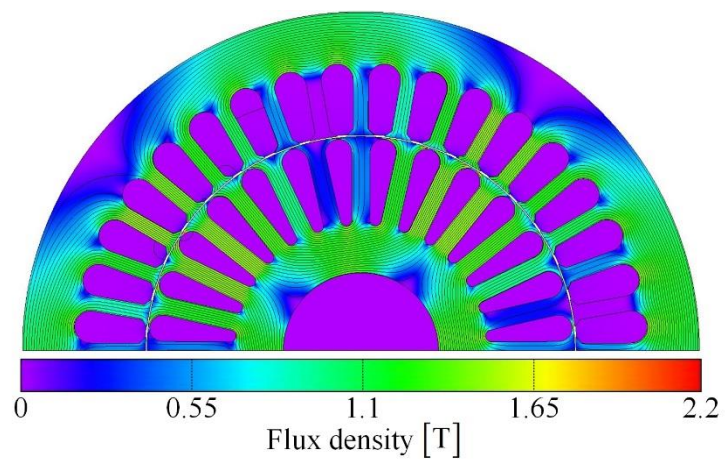


(b) Calculated result of 3-phase current

Fig. 3.6. Waveform of 3-phase voltage and current at no-load condition.



(a) Distribution of current density



(b) Distribution of flux density

Fig. 3.7. Distribution of current and flux density at no-load condition.

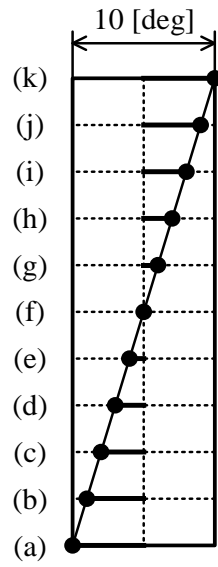
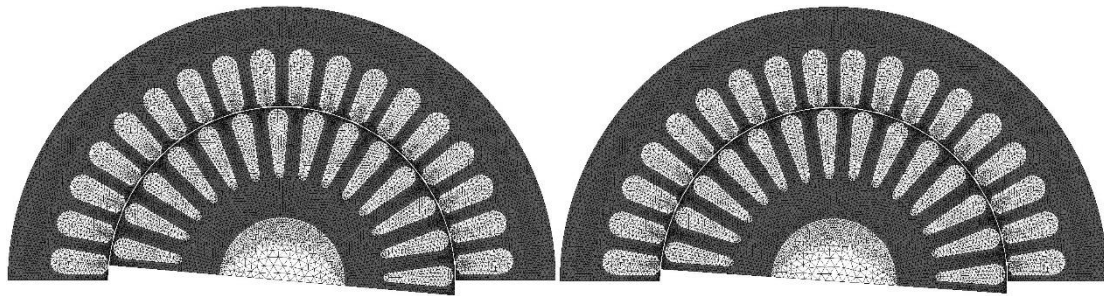
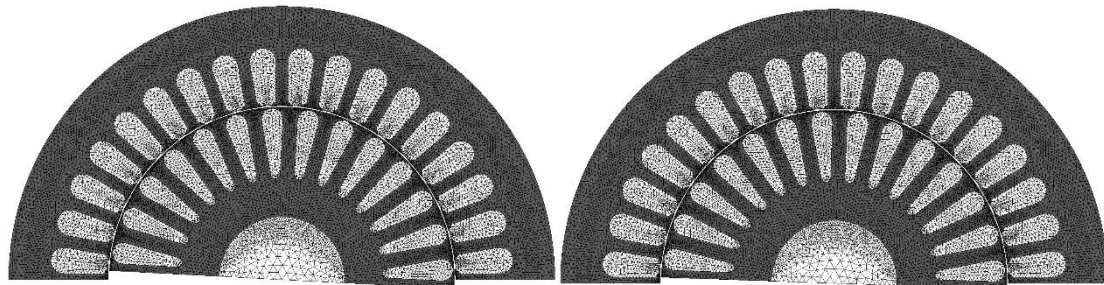


Fig. 3.8. Skew angle.



(a) Rotor angle: -5 [deg]

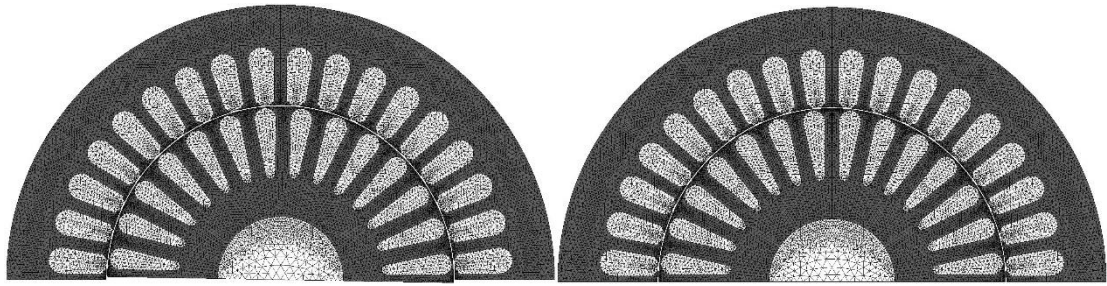
(b) Rotor angle: -4 [deg]



(c) Rotor angle: -3 [deg]

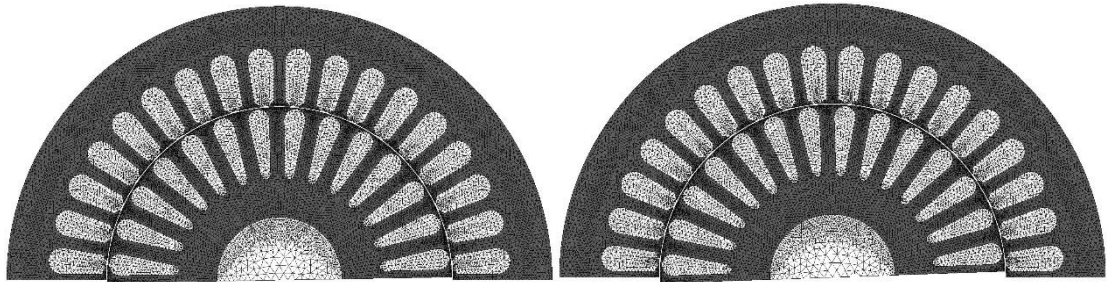
(d) Rotor angle: -2 [deg]

Fig. 3.9. Consideration of skew.



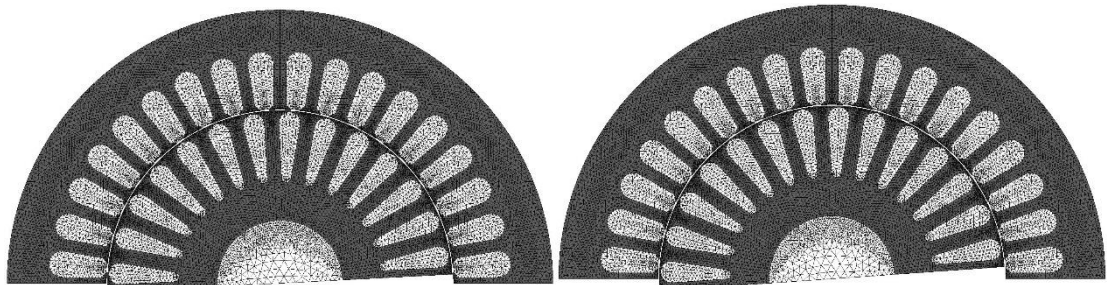
(e) Rotor angle: -1 [deg]

(f) Rotor angle: 0 [deg]



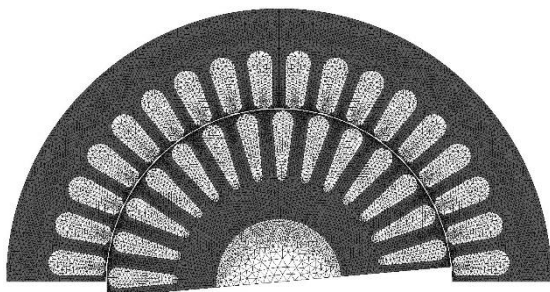
(g) Rotor angle: 1 [deg]

(h) Rotor angle: 2 [deg]



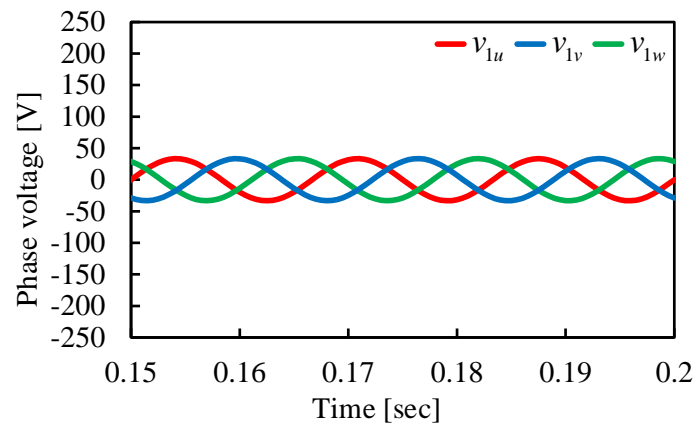
(i) Rotor angle: 3 [deg]

(j) Rotor angle: 4 [deg]

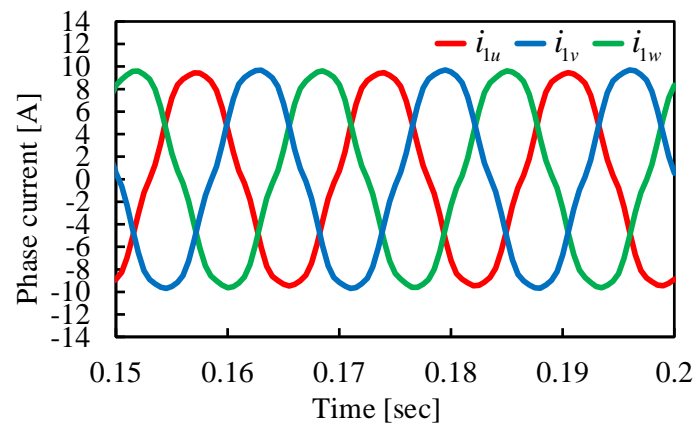


(k) Rotor angle: 5 [deg]

Fig. 3.9. Consideration of skew. (cont'd)

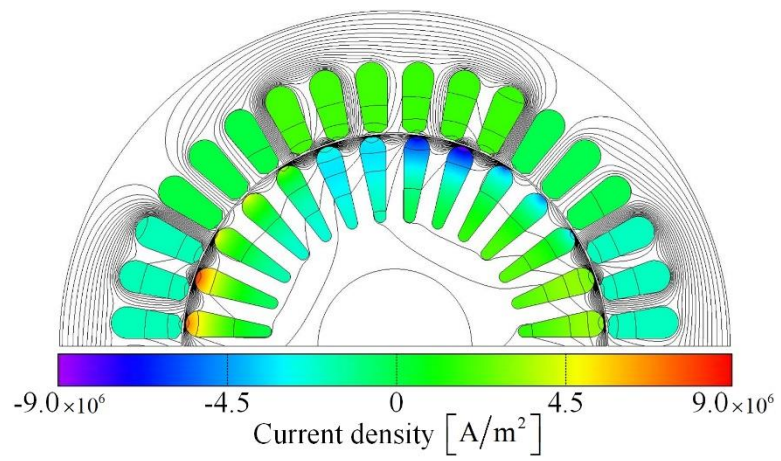


(a) Input value of 3-phase voltage

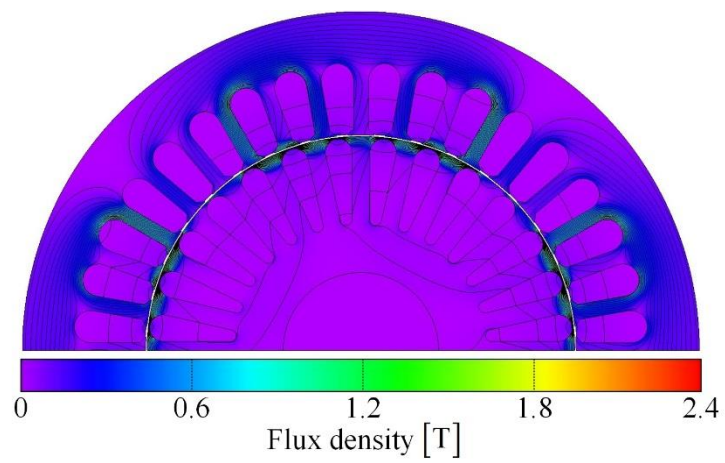


(b) Calculated result of 3-phase current

Fig. 3.10. Waveform of 3-phase voltage and current at locked rotor condition.



(a) Distribution of current density



(b) Distribution of flux density

Fig. 3.11. Distribution of current and flux density at locked rotor condition.

Table 3.4. Motor parameters of analysis model.

Stator resistance: R_1	0.727 [ohm]
Rotor resistance: R_2	0.717 [ohm]
Stator inductance: L_1	0.156 [H]
Rotor inductance: L_2	0.156 [H]
Mutual inductance: M	0.1516 [H]
Rotor flux reference: ϕ_{2d}^{ref}	0.52266 [Wb]
Excitation current reference: i_{1d}^{ref}	3.4477 [A]

Fig. 3.11 に Fig. 3.9 (f) の位置における電流密度分布と磁束密度分布を示す。ここで、Fig. 3.11

(a) に示した電流密度分布は相対値であり、同図 (b) の磁束密度分布は絶対値である。

以上の解析結果をもとに L 型等価回路から電動機パラメータの算定を行った。Table 3.4 に算定した解析モデルの電動機パラメータを示す。ここで、Table 3.4 において二次磁束指令値及び磁束成分電流指令値を記しているが、これらの値は電動機パラメータから導出した。

3.3.3 高周波信号重畳方法

本項では磁場解析における高周波電圧信号の重畳方法について述べる。Fig. 3.12 に高周波信号重畳軸を示す。Fig. 3.12 より、磁束軸に対して高周波信号重畳軸 θ_ϕ^{hf} を仮定し、 d^{hf} 軸上に高周波電圧信号を重畳した状態において $\Delta\theta_\phi^{hf}$ を変化させることによって検討する。

Fig. 3.13 は、磁場解析における高周波電圧信号重畳ブロックを示しており、 d - q 軸一次電圧指令値 v_{1d}^{ref} 、 v_{1q}^{ref} 及び推定磁束軸 θ_ϕ^{est} は、間接形ベクトル制御系を構成することによって得られる。また、 d^{hf} 軸上に重畳する高周波電圧信号 v_{1d}^{hf} を (3.1) 式に示す。ここで、重畳信号については高調波等の影響を受けないように正弦波信号を重畳する。

$$v_{1d}^{hf} = V_1^{hf} \sin(\omega_{hf} t) \quad (3.1)$$

ここで、 V_1^{hf} : 高周波電圧信号の振幅、 ω_{hf} : 高周波電圧信号の角周波数

実際には下式に従う 3 相一次電圧指令値を入力することとなる。

$$v_{1u}^{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ v_{1d}^{ref} \cos \theta_\phi^{est} - v_{1q}^{ref} \sin \theta_\phi^{est} + \left(\cos \theta_\phi^{est} \cos \theta_\phi^{hf} - \sin \theta_\phi^{est} \sin \theta_\phi^{hf} \right) v_{1d}^{hf} - \left(\cos \theta_\phi^{est} \sin \theta_\phi^{hf} + \sin \theta_\phi^{est} \cos \theta_\phi^{hf} \right) v_{1q}^{hf} \right\} \quad (3.2)$$

$$v_{1v}^{ref} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\begin{aligned} & \left(-\frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta_\phi^{est} + \sin \theta_\phi^{est} \right) v_{1d}^{ref} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_\phi^{est} + \cos \theta_\phi^{est} \right) v_{1q}^{ref} \\ & + \left\{ \left(-\frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta_\phi^{est} + \sin \theta_\phi^{est} \right) \cos \theta_\phi^{hf} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_\phi^{est} + \cos \theta_\phi^{est} \right) \sin \theta_\phi^{hf} \right\} v_{1d}^{hf} \\ & + \left\{ -\left(-\frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta_\phi^{est} + \sin \theta_\phi^{est} \right) \sin \theta_\phi^{hf} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_\phi^{est} + \cos \theta_\phi^{est} \right) \cos \theta_\phi^{hf} \right\} v_{1q}^{hf} \end{aligned} \right] \quad (3.3)$$

$$v_{1w}^{ref} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\begin{aligned} & \left(-\frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta_\phi^{est} - \sin \theta_\phi^{est} \right) v_{1d}^{ref} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_\phi^{est} - \cos \theta_\phi^{est} \right) v_{1q}^{ref} \\ & + \left\{ \left(-\frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta_\phi^{est} - \sin \theta_\phi^{est} \right) \cos \theta_\phi^{hf} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_\phi^{est} - \cos \theta_\phi^{est} \right) \sin \theta_\phi^{hf} \right\} v_{1d}^{hf} \\ & + \left\{ -\left(-\frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta_\phi^{est} - \sin \theta_\phi^{est} \right) \sin \theta_\phi^{hf} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_\phi^{est} - \cos \theta_\phi^{est} \right) \cos \theta_\phi^{hf} \right\} v_{1q}^{hf} \end{aligned} \right] \quad (3.4)$$

ここで、 v_{1q}^{hf} : q^{hf} 軸高周波電圧信号 ($v_{1q}^{hf} = 0$)

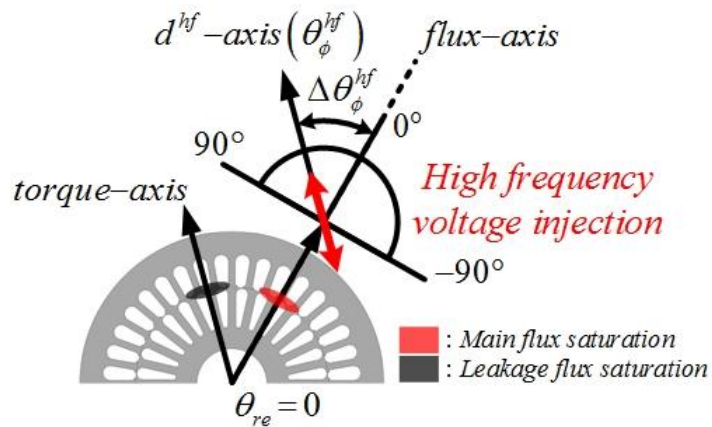


Fig. 3.12. High frequency signal injection axis.

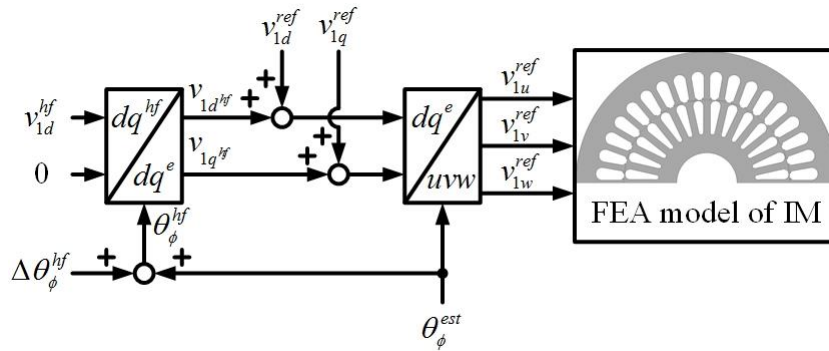


Fig. 3.13. Block diagram of high frequency voltage signal injection.

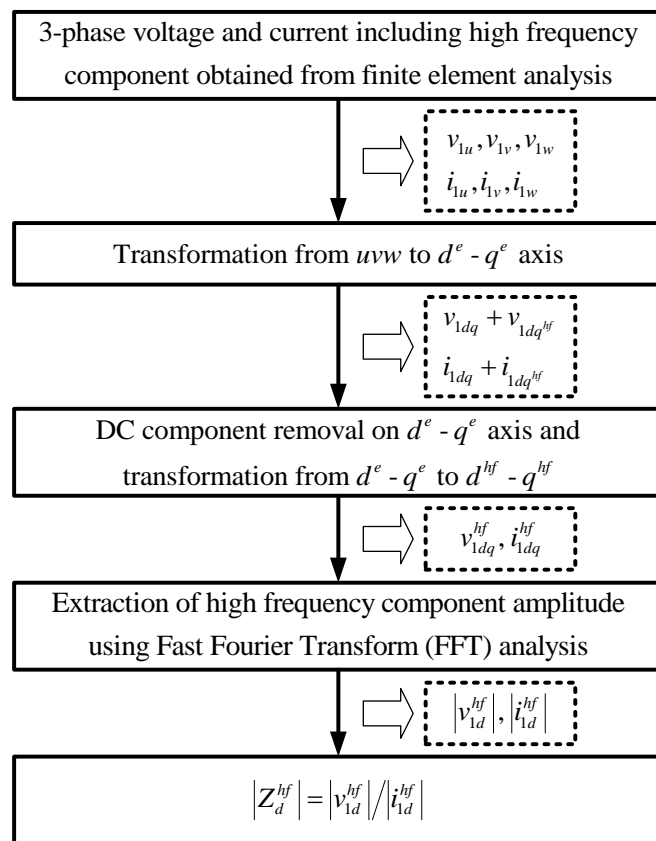


Fig. 3.14. Measurement procedure of high frequency impedance.

次に、Fig. 3.14 に高周波インピーダンスの測定手順を示す。Fig. 3.14 より、磁場解析の結果から得られる高周波成分を含む 3 相一次電圧値及び電流値を 3 相- d^e - q^e 軸変換し、基本波成分の直流量を除去する。その後、高周波信号重畳軸に変換するために重畳角 θ_0^{hf} を用いて d^e - q^e 軸- d^{hf} - q^{hf} 軸変換し、高周波電圧及び電流の振幅値を FFT 解析により抽出することで、その比からインピーダンスを測定する。

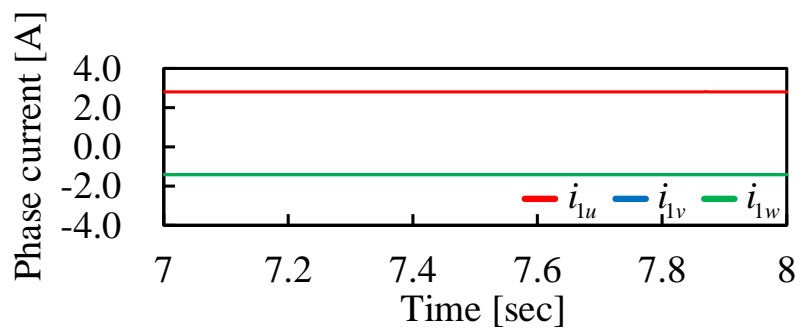
3.4 解析結果

3.4.1 無負荷・ゼロ速時における基本波の磁束密度分布及び電流密度分布

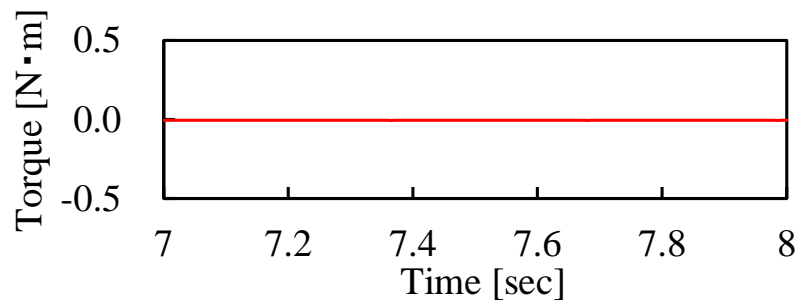
本項では、磁場解析における無負荷・ゼロ速運転を模擬した場合の解析結果について述べる。ここで、無負荷・ゼロ速とは零周波数状態であることを意味する。解析において、磁気飽和の度合いに影響を与える励磁レベルについては定格値とした。Fig. 3.15 に解析により得られる 3 相一次電流波形と発生トルクを示し、Fig. 3.16 に基本波電流及び磁束密度分布を示す。ここで、Fig. 3.16 (a) に示した電流密度分布は相対値であり、同図 (b) に示した磁束密度分布は絶対値である。また Fig. 3.16 (b) には磁束軸とトルク軸を付記している。Fig. 3.15 (a) は 3 相一次電流を示しており各相が直流励磁状態にあることから零周波数時を模擬できていることがわかる。また Fig. 3.15 (b) は発生トルクを示しており無負荷であることがわかる。このことは Fig. 3.16 (a) に示している電流密度分布からも確認することができ、すなわち回転子導体バーに電流が誘起されていないことから無負荷であることが分かる。Fig. 3.16 (b) は磁束密度分布を示しており、磁束軸に位置する主磁束が分布している部分では回転子スロットブリッジ及び回転子歯において磁束密度が高くなっていることを確認でき、またトルク軸に位置する漏れ磁束が分布している部分では回転子スロットブリッジにおいて磁束密度が高くなっていることを確認できる。Fig. 3.16 (b) に示すように磁束密度が高い部分と低い部分があり、この影響によって突極性が生じることとなる。

3.4.2 高周波インピーダンス特性

本項では、高周波電圧信号を重畳した場合に得られるインピーダンス特性の解析結果について述べる。解析において、高周波電圧信号は前項の Fig. 3.16 に示した基本波磁束が分布した状態にて重畳する。Fig. 3.17 に磁場解析から得られたインピーダンス特性を示し、Fig. 3.18 に実験から得られたインピーダンス特性を示す。ここで、各図ともに重畳周波数は 500[Hz]である。Fig. 3.17 (a) は重畳電圧レベル 5[V]における特性を示しており、同図 (b) は重畳電圧レベル 70[V]における特性を示している。Fig. 3.17 (a) より重畳電圧レベルが 5[V]

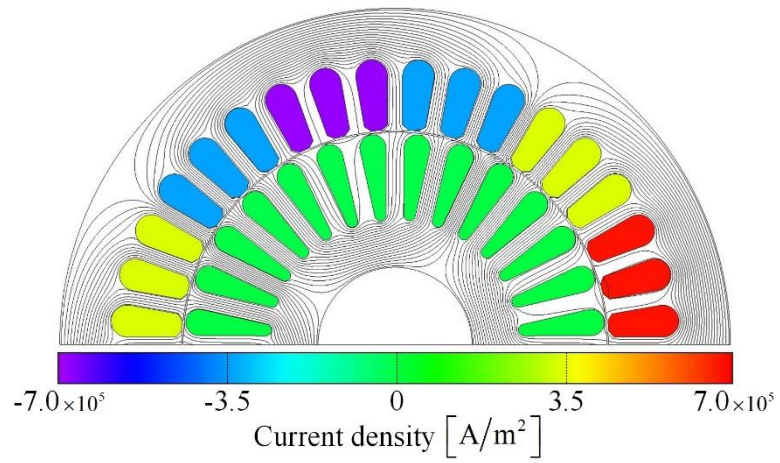


(a) Stator three phase current

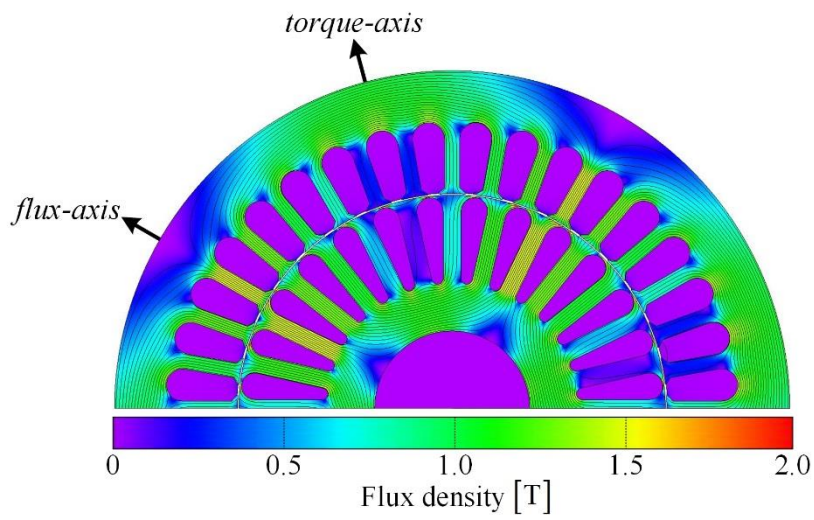


(b) Generated torque

Fig. 3.15. Stator current and torque at no-load and standstill condition.



(a) Distribution of current density



(b) Distribution of flux density

Fig. 3.16. Distribution of fundamental current - flux density at no-load and standstill condition.

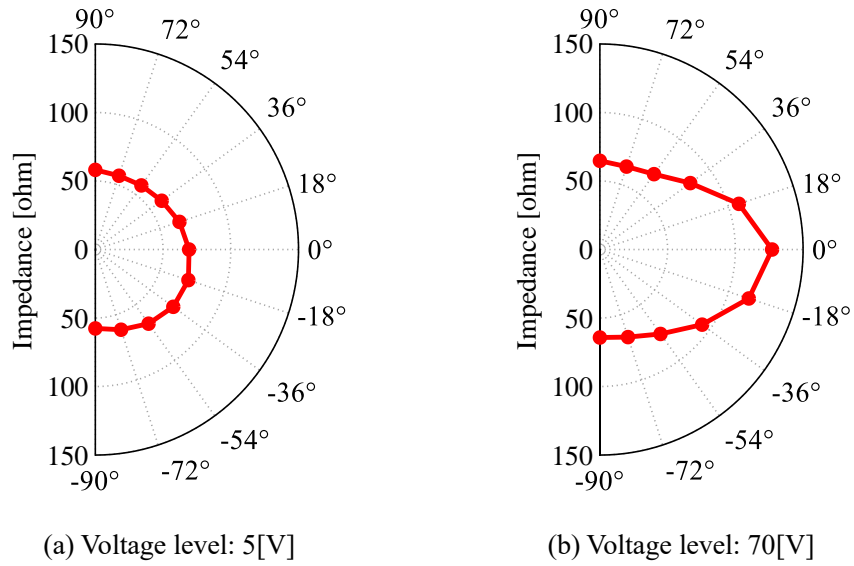


Fig. 3.17. Impedance characteristics for FEM results.
(Injected frequency level: 500[Hz])

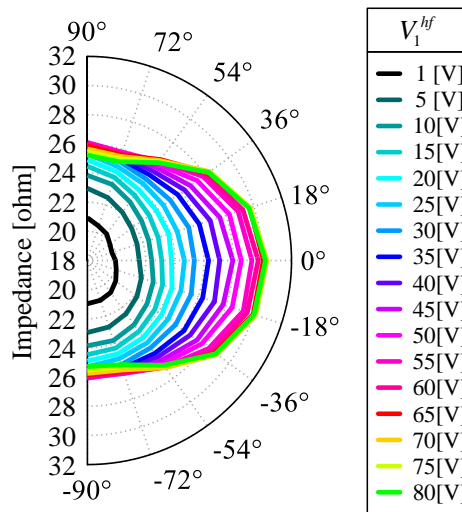
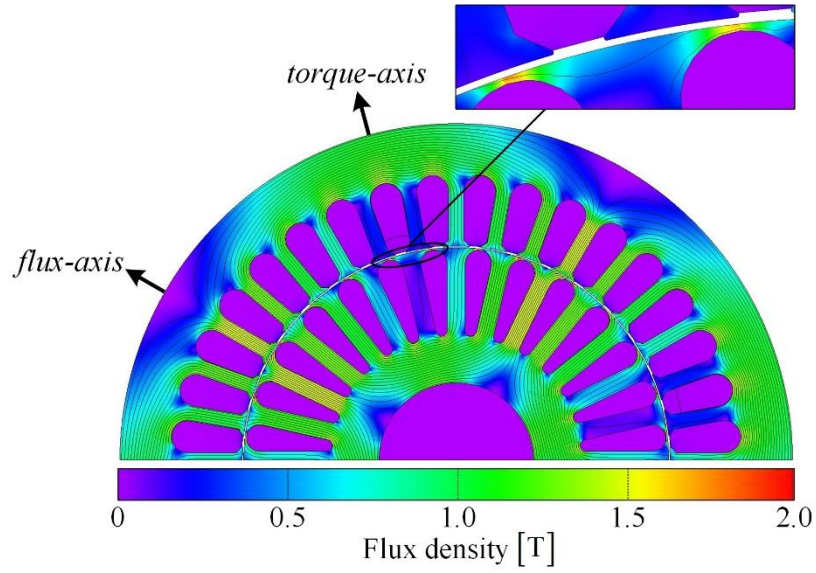


Fig. 3.18. Impedance characteristics for experimental results.
(Injected frequency level: 500[Hz])

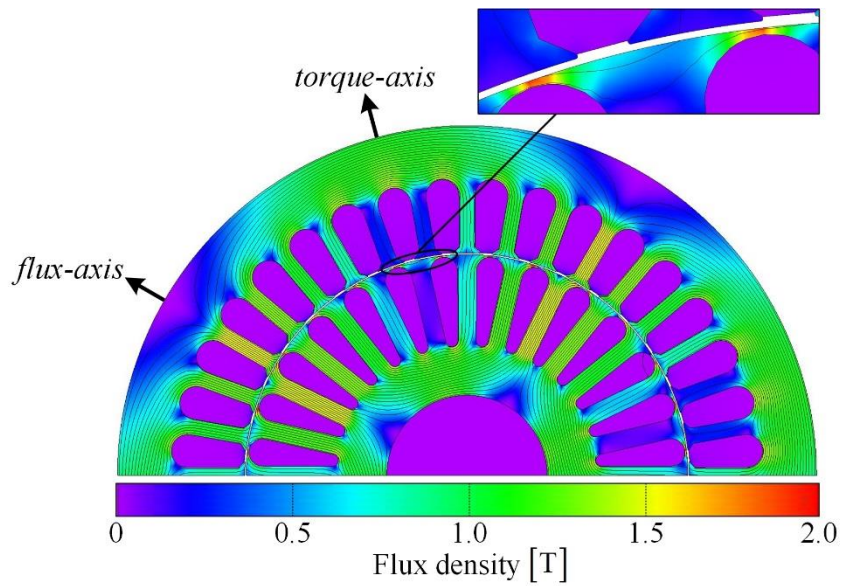
の場合、突極位置は重畳角-18[deg]付近であり、同図 (b) より重畳電圧レベルが 70[V]の場合、突極位置は重畳角 0[deg]であることがわかる。一方、Fig. 3.18 に示した実験結果では、重畳電圧レベルが 5[V]の場合、突極位置は重畳角±90[deg]であることから逆突極となり、重畳電圧レベルが 70[V]の場合、突極位置は重畳角 0[deg]であることがわかる。Fig. 3.17 及び Fig. 3.18 の結果を比較すると、インピーダンス値は異なっているが、Fig. 3.17 (a) における重畳電圧レベル 5[V]の場合に観測された突極位置は Fig. 3.18 における重畳電圧レベル 20[V]の場合に観測され、Fig. 3.17 (b) における重畳電圧レベル 70[V]の場合に観測された突極位置は実験結果と同一の結果となっている。これより、磁場解析においても実験結果と同様な傾向が観測され、すなわち重畳電圧レベルの大小によって観測される突極位置が異なることが分かった。

3.4.3 考察

本項では、重畳電圧レベルにより突極位置が異なる原因について磁束密度分布をもとに考察する。Fig. 3.19 に基本波磁束が分布した状態において重畳角 0[deg]にて高周波電圧信号を重畳した場合の磁束密度分布を示す。ここで、Fig. 3.19 に示した磁束密度分布は絶対値である。Fig. 3.19 (a) は重畳電圧レベル 5[V]における磁束密度分布を示しており、同図 (b) は重畳電圧レベル 70[V]における磁束密度分布を示している。Fig. 3.19 (a) 及び (b) を比較すると、重畳電圧レベル 5[V]に対して重畳電圧レベル 70[V]ではトルク軸に位置する漏れ磁束の分布が回転子スロットブリッジから内部まで浸透していることが分かる。さらに詳しく考察するために、回転子表面付近の磁束密度を観察する。Fig. 3.20 に回転子表面から回転子内部 3.5[mm]までの磁束密度を示し、Fig. 3.21 に磁束密度を比較した平面図を示す。また、Fig. 3.22 に各重畳電圧レベルにおいて得られた磁束密度から基本波磁束密度を差し引いた結果を示す。ここで、Fig. 3.20 及び Fig. 3.21 は基本波、重畳電圧レベル 5[V]、そして重畳電圧レベル 70[V]における磁束密度を同一の図内に示しており、Fig. 3.22 は重畳電圧レベル 5[V]及び重畳電圧レベル 70[V]における基本波磁束密度に対する磁束密度差を同一の図内に示している。Fig. 3.20 より、回転子内部 3.5[mm]では磁束密度に違いはないことがわかる。ここで、回転子内部 3.5[mm]において磁束密度が高くなっている角度に磁束軸が位置し、磁束密度が低くなっている角度にトルク軸が位置する。Fig. 3.21 には、(a) に回転子表面の磁束密度を示しており、同図 (b) に回転子表面から 0.032[mm]における磁束密度を示している。また同図 (c) は回転子表面から 0.638[mm]における磁束密度を示しており、同図 (d), (e) 及び (f) はそれぞれ 1.91[mm], 2.864[mm]及び 3.5[mm]における磁束密度を示してい



(a) Voltage level: 5[V]



(b) Voltage level: 70[V]

Fig. 3.19. Distribution of flux density at high frequency signal injection.
(Injected frequency: 500[Hz], Injected axis: 0[deg])

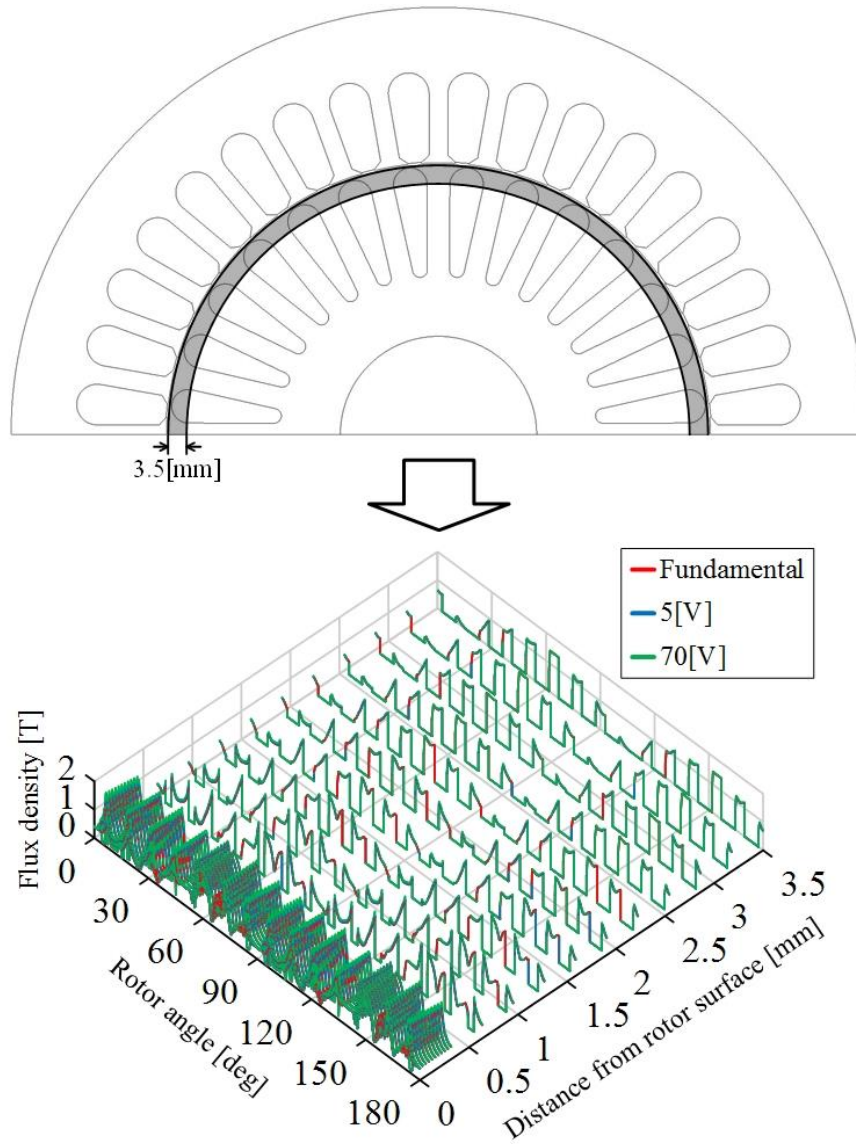
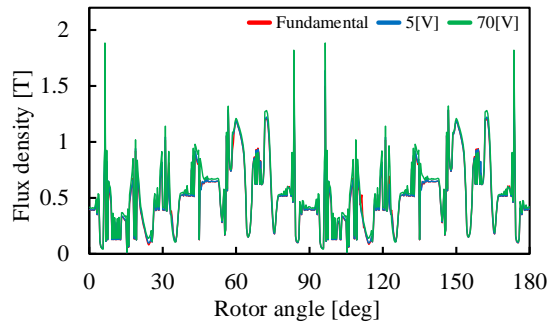
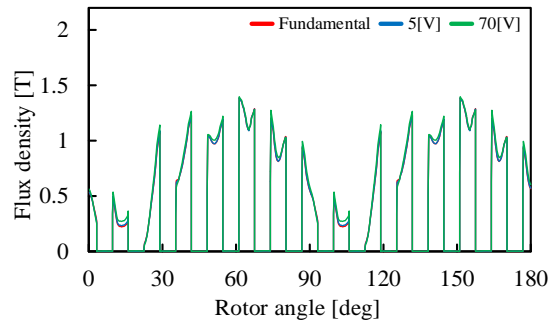


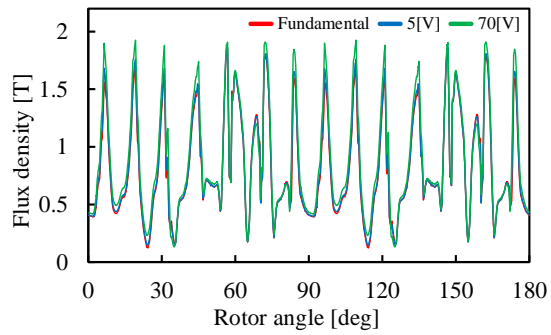
Fig. 3.20. Flux density near the rotor surface.
 (Injected frequency: 500[Hz], Injected axis: 0[deg])



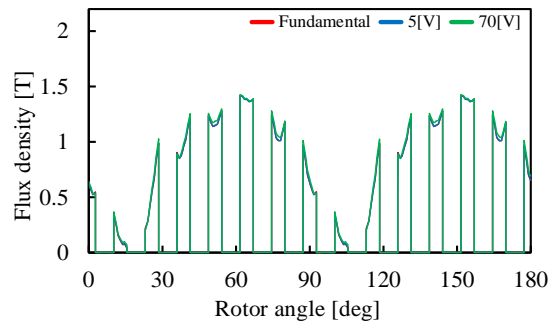
(a) Distance from rotor surface: 0 [mm]



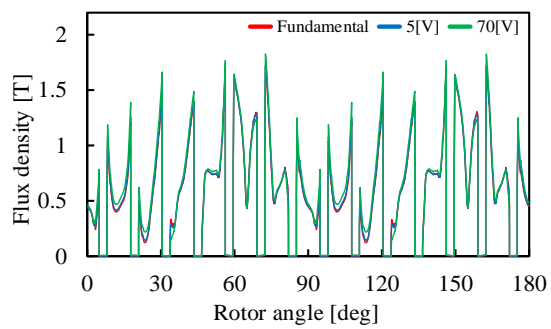
(d) Distance from rotor surface: 1.91 [mm]



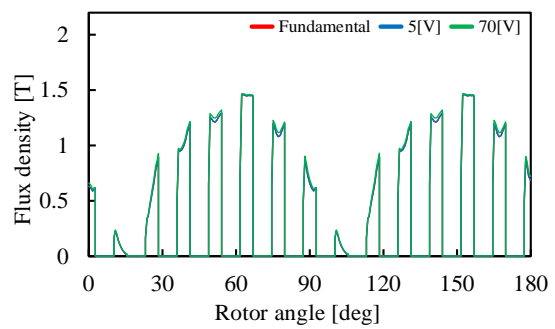
(b) Distance from rotor surface: 0.032 [mm]



(e) Distance from rotor surface: 2.864 [mm]



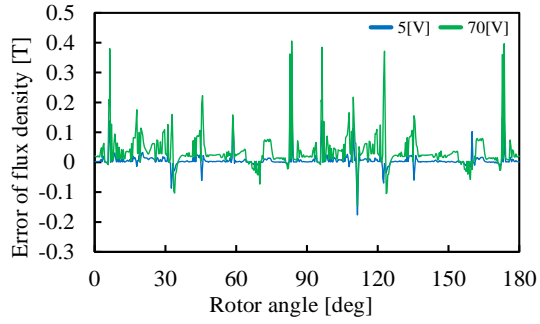
(c) Distance from rotor surface: 0.638 [mm]



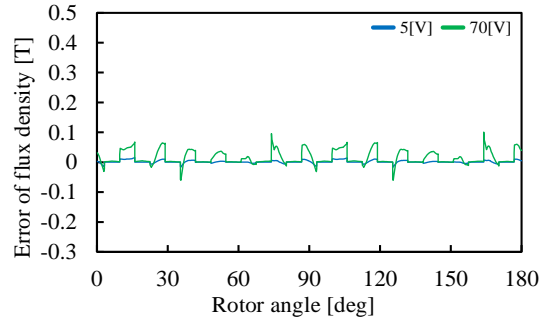
(f) Distance from rotor surface: 3.5 [mm]

Fig. 3.21. Comparison of flux density.

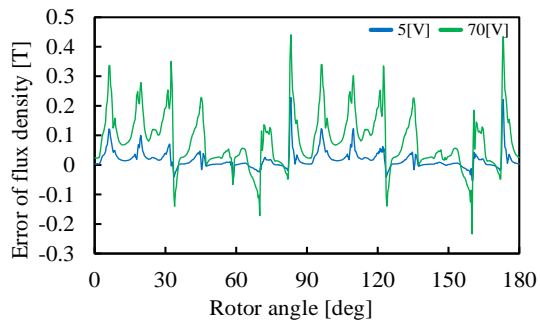
(Injected frequency: 500[Hz], Injected axis: 0[deg])



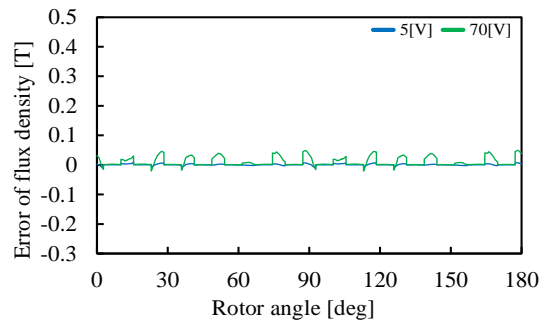
(a) Distance from rotor surface: 0 [mm]



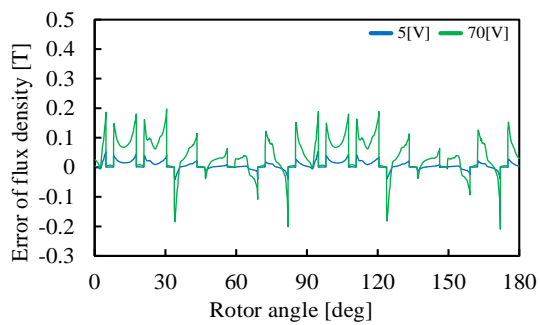
(d) Distance from rotor surface: 1.91 [mm]



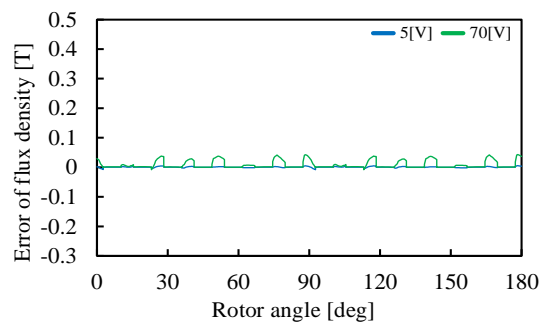
(b) Distance from rotor surface: 0.032 [mm]



(e) Distance from rotor surface: 2.864 [mm]



(c) Distance from rotor surface: 0.638 [mm]



(f) Distance from rotor surface: 3.5 [mm]

Fig. 3.22. Difference of high frequency flux density.

(Injected frequency: 500[Hz], Injected axis: 0[deg])

る。これより、磁束密度の変化が顕著に現れているのは回転子表面から 0.638[mm]に係る範囲である。この範囲においては、磁束軸が位置する角度の磁束密度に対してトルク軸が位置する角度の磁束密度が高くなっていることがわかる。すなわち、主磁束の飽和に対して漏れ磁束の飽和の度合いが大きいことを意味している。次に、各重畳電圧レベルによって生成される高周波磁束の回転子内部での挙動について考察する。Fig. 3.22 は、Fig. 3.21 に対応した磁束密度の差を示している。Fig. 3.22 より、重畳電圧レベル 5[V]の場合は同図 (b) まで変化が見られるが、同図 (c), (d), (e) 及び (f) では変化が小さいことが分かる。これに対して、重畳電圧レベル 70[V]の場合は回転子表面から内部にわたり変化が見られる。これより重畳電圧レベル 5[V]の場合、高周波磁束は回転子表面に近い回転子スロットブリッジを通過しており、重畳電圧レベル 70[V]の場合、高周波磁束は回転子スロットブリッジの内部を通過していると言える。すなわち重畳電圧レベルが低い場合はトルク軸に位置する漏れ磁束飽和の影響を受けやすく、重畳電圧レベルが高い場合は回転子表面に近い回転子スロットブリッジの飽和の影響を受けず主磁束飽和の影響を受けることを意味している。前項において解析結果として示した重畳電圧レベル 5[V]の場合のインピーダンス特性については、解析モデルにおいてトルク軸に位置する漏れ磁束飽和の観測に適した重畳電圧レベルでないために実験結果と異なった特性となっていると考えることができ、漏れ磁束飽和による突極性を観測し得る重畳電圧レベルで評価すれば、磁場解析においても逆突極性を観測可能であることが予想される。

3.5 まとめ

本章では、前章において実験的に確認された主磁束及び漏れ磁束飽和突極性に関して、その観測条件が重畳電圧レベルの大小によって異なる原因を FEM による 2 次元過渡応答磁場解析を実施することで検討を行った。第一の検討内容は、解析から得られた結果をもとにインピーダンス特性を算出するとともに実験的に得られたインピーダンス特性と比較することで、各飽和突極位置の変化の傾向を調査した。第二に解析的に得られた磁束密度分布をもとに重畳電圧レベルと磁気飽和の関係について考察を行った。本検討により以下のことが明らかになった。以下の結果は第 2 章で述べた仮説を立証するものであり、すなわち重畳電圧レベルが低い場合は漏れ磁束飽和の影響を受けやすく、重畳電圧レベルが高い場合は主磁束飽和の影響を受けることを意味している。

- (1) 解析的に得られたインピーダンス特性においても実験結果と同様な傾向となり、重畳電圧レベルの大小によって飽和突極性の突極位置が異なることを確認した。
- (2) 重畳電圧レベルが低い場合、高周波磁束は回転子表面に近い回転子スロットブリッジを通過していることを示した。
- (3) 重畳電圧レベルが高い場合、高周波磁束は回転子スロットブリッジの内部を通過していることを示した。

第 4 章

結論

4.1 本研究の成果

本研究では、閉スロット構造の誘導機を対象として高周波電圧信号重畳によるセンサレスベクトル制御法において利用される磁気飽和及びスロット高調波の突極性に関して、一次インピーダンスに与える影響を実機実験と 2 次元過渡応答磁場解析から検討を行ったものである。以下に、本研究によって得られた成果を示す。

第 2 章では、主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和のインピーダンス特性への影響を検討し、また回転子スロットの振幅特性を強める高周波電圧信号について理想電圧源を用いて実験的に検討した。その結果、重畳周波数及び重畳電圧レベルが高い場合は主磁束飽和に起因した突極性が観測され、重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合は漏れ磁束飽和に起因した突極性が観測されることを明らかにした。また、負荷に対する各飽和位置の変化に関して、漏れ磁束飽和突極性は主磁束飽和突極性の飽和位置の変化に対して大きいことを示した。飽和位置変化の軌跡に関しては、主磁束飽和突極性の飽和位置は無負荷を原点として点対称に変化せず、漏れ磁束飽和突極性の飽和位置は点対称に変化することを明らかにした。回転子スロットに対する高周波インピーダンスの変化に関しては、重畳周波数が高くかつ重畳電圧レベルが低い場合に大きくなることを明らかにした。本章において得られた結果は、高調波電力損失を低減できる可能性を有するものであり、また、閉スロット構造の誘導機におけるスロット高調波を利用する速度推定法に関して低速域での推定性能を改善できる可能性があることを意味している。

第 3 章では、重畳信号レベルの大小によって主磁束及び漏れ磁束に起因する磁気飽和突極性の観測条件が異なる原因について、FEM による 2 次元過渡応答磁場解析を実施することで検討を行った。結果として、解析から得られた結果をもとにインピーダンス特性を算出するとともに実験的に得られたインピーダンス特性と比較することで、各飽和突極位置の変化の傾向を調査し、解析的に得られたインピーダンス特性においても実験結果と同様な傾向となり、重畳電圧レベルの大小によって飽和突極性の突極位置が異なることを確認した。また、解析的に得られた磁束密度分布をもとに重畳電圧レベルと磁気飽和の関係に

ついて調査し、重畳電圧レベルが低い場合、高周波磁束は回転子表面に近い回転子スロットブリッジを通過していることを示すとともに、重畳電圧レベルが高い場合、高周波磁束は回転子スロットブリッジの内部を通過していることを示した。本章において得られた結果は、第 2 章において述べた仮説を立証するものであり、すなわち重畳電圧レベルが低い場合は漏れ磁束飽和の影響を受けやすく、重畳電圧レベルが高い場合は主磁束飽和の影響を受けることを意味している。

以上が本研究で得られた主要な成果である。

4.2 今後の課題

本研究は、誘導機センサレスベクトル制御系における零周波数運転時の不安定性を解決する手法として提案されている高周波電圧信号重畳によるセンサレス制御法における磁気飽和突極性及びスロット高調波について検討を行ったものであり、本研究によって得られた成果がセンサレス制御へ適用可能であることを確認する必要がある。

以下に、本研究における今後の課題を示す。

- ・ 高調波電力損失に関する検討
- ・ 漏れ磁束飽和突極性を利用する二次磁束推定系の構築
及び負荷による飽和位置の変化に対する補償法の考案
- ・ スロット高調波を利用する速度推定法における低速域の推定性能改善
- ・ 上記の二次磁束推定法及び速度推定法を組み合わせた場合の推定性能の評価
- ・ 誘導機の磁気飽和及びスロット高調波を考慮した数学モデルの構築

謝辞

本論文は福岡工業大学工学部電気工学科教授博士（工学）大山和宏先生の御指導のもと、博士後期課程における研究成果をまとめたものであります。本研究の遂行にあたり、終始、的確な御助言、御鞭撻を賜り、また、研究に対する姿勢、考え方、精神面に至るまで熱心に御指導いただき、改めて心より深く感謝申し上げます。

福岡工業大学工学部電子情報工学科教授博士（工学）倪宝栄先生、同学科教授博士（工学）盧存偉先生、同学部電気工学科教授博士（工学）井上昌睦先生には、御多忙な中、本論文の副査を御引き受けくださり、御指導ならびに御鞭撻いただきまして厚く御礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、有益な御助言を賜りました福岡工業大学工学部電気工学科助教博士（工学）北崎訓先生に深く感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり、精神面において有益な御助言を賜りました福岡工業大学工学部電気工学科教授博士（工学）高原健爾先生、同学科准教授博士（工学）白濱秀文先生、同学科助教博士（理学）中西真大先生、同学科助教博士（理学）進藤久和先生、同学科准教授博士（工学）田島大輔先生に心より感謝申し上げますとともに、著者と同時代に大山研究室に在籍したすべての方々に御礼申し上げます。

最後に、大学院に進学し、修士課程 2 年、博士後期課程 3 年に至る 5 年間にわたり、研究に専心、没頭することができましたのは、ひとえに家族の理解と協力があったからこそであります。略儀ではございますが、家族、ことさら両親に心底より感謝申し上げ、本論文の締め括りといたします。

参考文献

- (1) 曾根悟・松井信行・堀洋一：「モータの事典」，朝倉書店 (2007)
- (2) 難波江章・金東海・高橋勲・仲村節男・山田速敏：「電気学会大学講座 電気機器学」，オーム社 (1985)
- (3) 金東海：「電気学会大学講座 現代電気機器理論」，オーム社 (2010)
- (4) N. Morita : “Fundamentals for Motor Application”, *J. IEIE Jpn*, Vol.28, No.10, pp.729-733 (2008-10) (in Japanese)
森田登：「電動力応用の基礎」，電気設備学会誌，Vol.28, No.10, pp.729-733 (2008-10)
- (5) インバータドライブハンドブック編集委員会編：「インバータドライブハンドブック」，日刊工業新聞社 (1995)
- (6) 電気学会・センサレスベクトル制御の整理に関する調査専門委員会編：「AC ドライブシステムのセンサレスベクトル制御」，オーム社 (2016)
- (7) H. Akagi : “Vector Control for AC Motors”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.108, No.8, pp.726-733 (1988-8) (in Japanese)
赤木泰文：「AC モータのベクトル制御」，電学論 D, Vol.108, No.8, pp.726-733 (1988-8)
- (8) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三：「AC サーボシステムの理論と設計の実際」，総合電子出版社 (1990)
- (9) A. Nabae and R. Kurosawa : “A New Induction Motor Drive System Having Constant Torque Transfer Function”, *IEEJ Trans.PE*, Vol.98, No.3, pp.101-107 (1978-3) (in Japanese)
難波江章・黒沢良一：「誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御」，電学論 B, Vol.98, No.3, pp.101-107 (1978-3)
- (10) H. Sugimoto and E. Ohno : “A New Induction Motor Drive System Having Linear Transfer Function”, *IEEJ Trans.PE*, Vol.103, No.1, pp.31-38 (1983-1) (in Japanese)
杉本英彦・大野栄一：「誘導電動機の伝達関数線形化制御の理論と特性」，電学論 B, Vol.103, No.1, pp.31-38 (1983-1)
- (11) H. Nagase, N. Mutoh, and H. Sugai : “A Design Method for Current Control Loop on Vector Control of Induction Motors”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.107, No.12, pp.1491-1498 (1987-12) (in Japanese)

- 長瀬博・武藤信義・菅井博：「誘導電動機ベクトル制御における電流制御系の一設計法」，
電学論 D, Vol.107, No.12, pp.1491-1498 (1987-12)
- (12) M. Akamatsu : “A Study of Transient Characteristics of the Induction Motors Controlled by Slip and Current Vector Considering an Axis-Deviation”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.110, No.9, pp.983-989 (1990-9) (in Japanese)
赤松昌彦：「滑り制御形電流ベクトル制御誘導電動機の軸ずれを考慮した過渡特性の一考察」，電学論 D, Vol.110, No.9, pp.983-989 (1990-9)
- (13) S. Shinnaka, N. Sakakibara, and H. Fukazawa : “A Unified Vector Analysis for Vector Control of Induction Motors”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.30, No.7, pp.760-766 (1994-7) (in Japanese)
新中新二・榊原則夫・深澤英樹：「誘導機ベクトル制御のための統一的ベクトル解析」，
電学論 D, Vol.30, No.7, pp.760-766 (1994-7)
- (14) T. Nakano : “The Basic Theory and the System Configuration of Vector Control for Induction Machine. I. The Basic Theory of Vector Control.”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.117, No.5, pp.535-537 (1997-5) (in Japanese)
中野孝良：「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実際構成 I. ベクトル制御の基礎」，電学論 D, Vol.117, No.5, pp.535-537 (1997-5)
- (15) R. Kurosawa : “The Basic Theory and the System Configuration of Vector Control for Induction Machine. II. The System Configuration of High Performance Vector Control.”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.117, No.5, pp.538-540 (1997-5) (in Japanese)
黒澤良一：「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実際構成 II. 高性能ベクトル制御システムの実際構成」，電学論 D, Vol.117, No.5, pp.538-540 (1997-5)
- (16) H. Sugimoto and S. Tamai : “Secondary Resistance Identification of An Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics”, *IEEJ Trans.PE*, Vol.106, No.2, pp.17-24 (1986-2) (in Japanese)
杉本英彦・玉井伸三：「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の二次抵抗同定法とその特性」，電学論 B, Vol.106, No.2, pp.17-24 (1986-2)
- (17) M. Iwasaki and N. Matsui : “DSP-Based Vector Controlled IM Drive System with Identification of Secondary Time Constant”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.108, No.9, pp.845-852 (1988-9) (in Japanese)
岩崎誠・松井信行：「DSP による誘導電動機二次時定数同定機能を有するベクトル制御システム」，電学論 D, Vol.108, No.9, pp.845-852 (1988-9)

- (18) N. Yamamura, M. Daijo, and Y. Tanehiro : “Compensating Secondary Resistance of an Induction Motor in Vector Control”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.111, No.7, pp.540-546 (1991-7) (in Japanese)
山村直紀・大上正勝・常広譲:「誘導機のベクトル制御における二次抵抗補正の一方法」, 電学論 D, Vol.111, No.7, pp.540-546 (1991-7)
- (19) H. Kubota, K. Matsuse, and T. Fukao : “One Control Method of Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive with State Observer”, *IEEJ Trans.PE*, Vol.105, No.9, pp.763-770 (1985-9) (in Japanese)
久保田寿夫・松瀬貢規・深尾正:「状態オブザーバを用いた電流形インバータ駆動誘導電動機の一制御法」, 電学論 B, Vol.105, No.9, pp.763-770 (1985-9)
- (20) Y. Hori, V. Cotter, and Y. Kaya : “Control Theoretical Considerations Relating to an Induction Machine Flux Observer”, *IEEJ Trans.PE*, Vol.106, No.11, pp.1001-1008 (1986-11) (in Japanese)
堀洋一・V. Cotter・茅陽一:「誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察」, 電学論 B, Vol.106, No.11, pp.1001-1008 (1986-11)
- (21) H. Kubota, K. Matsuse, and T. Fukao : “Improvement of Vector Controlled CSI-Fed Induction Motor Drives Using State Observer”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.108, No.7, pp.658-664 (1988-7) (in Japanese)
久保田寿夫・松瀬貢規・深尾正:「状態オブザーバによる CSI 駆動誘導電動機のベクトル制御系の特性改善」, 電学論 D, Vol.108, No.7, pp.658-664 (1988-7)
- (22) H. Watanabe, H. Nakatani, and T. Fujii : “A Method of Flux Observer for the Induction Motor”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.109, No.9, pp.622-628 (1989-9) (in Japanese)
渡辺博巳・中谷肇・藤井知生:「誘導電動機の二次磁束オブザーバの一方式」, 電学論 D, Vol.109, No.9, pp.622-628 (1989-9)
- (23) S. Sangwongwanich, T. Yonemoto, T. Furuhashi, and S. Okuma : “Design of Sliding Observer for Estimation of Rotor Flux of Induction Motors”, *IEEJ Trans.EIS*, Vol.110, No.4, pp.279-288 (1990-4) (in Japanese)
S. Sangwongwanich・米本剛・古橋武・大熊繁:「スライディングオブザーバを用いた誘導電動機の二次磁束推定とその設計法」, 電学論 C, Vol.110, No.4, pp.279-288 (1990-4)
- (24) H. Kubota and K. Matsuse : “Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.111, No.3, pp.188-194 (1991-3) (in Japanese)

- 久保田寿夫・松瀬貢規：「誘導電動機のパラメータ適応二次磁束オブザーバの提案とその安定性」, 電学論 D, Vol.111, No.3, pp.188-194 (1991-3)
- (25) M. Tsuji, E. Yamada, K. Izumi, and J. Oyama : “A Flux Observer Based Vector Control of a Controlled Current Source-Fed Induction Motor”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.113, No.10, pp.1145-1153 (1993-10) (in Japanese)
- 辻峰男・山田英二・泉勝弘・小山純：「磁束オブザーバに基づく制御電流源駆動誘導電動機のベクトル制御」, 電学論 D, Vol.113, No.10, pp.1145-1153 (1993-10)
- (26) M. Tsuji, H. Li, K. Izumi, and E. Yamada : “A Generalized Method of Controlled Voltage Source-Fed Induction Motor Vector Control Using the Observer Theory”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.116, No.9, pp.934-942 (1996-9) (in Japanese)
- 辻峰男・季漢勉・泉勝弘・山田英二：「オブザーバ理論による制御電圧源駆動誘導電動機ベクトル制御の一般化方式」, 電学論 D, Vol.116, No.9, pp.934-942 (1996-9)
- (27) Y. Hori : “Implementation of Discrete Time Flux Observer for Induction Machine and its Sensitivity Reduction to Machine Parameter Variation”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.108, No.7, pp.665-671 (1988-7) (in Japanese)
- 堀洋一：「誘導機の磁束オブザーバの離散形実現と電動機定数変動に対する低感度化」, 電学論 D, Vol.108, No.7, pp.665-671 (1988-7)
- (28) Y. Hori, T. Umeno, and H. Suzuki : “Implementation of Field Orientation Type Vector Control System Based on the Desensitized Fast Flux Observer”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.109, No.10, pp.771-777 (1989-10) (in Japanese)
- 堀洋一・梅野孝治・鈴木裕之：「高速低感度磁束オブザーバに基づく磁界オリエンテーション形ベクトル制御系の実現」, 電学論 D, Vol.109, No.10, pp.771-777 (1989-10)
- (29) T. Umeno and Y. Hori : “Construction of Induction Machine Flux Observer with Low Sensitivity”, *SICE*, Vol.25, No.2, pp.255-257 (1989-2) (in Japanese)
- 梅野孝治・堀洋一：「誘導機の低感度磁束オブザーバの構成」, 計測自動制御学会論文集, Vol.25, No.2, pp.255-257 (1989-2)
- (30) T. Umeno, Y. Hori, and H. Suzuki : “Design of the Flux Observer Based Vector Control System of Induction Machines Taking Robust Stability into Consideration”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.110, No.4, pp.333-342 (1990-4) (in Japanese)
- 梅野孝治・堀洋一・鈴木裕之：「ロバスト安定性を考慮した磁束オブザーバに基づく誘導機のベクトル制御系の設計」, 電学論 D, Vol.110, No.4, pp.333-342 (1990-4)

- (31) T. Noguchi, K. Yamada, S. Kondo, and I. Takahashi : “Quick-Response Torque Control of Induction Motor with Robustness Variations of Primary and Secondary Resistances”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.115, No.9, pp.1115-1122 (1995-9) (in Japanese)
野口季彦・山田和範・近藤正示・高橋勲 : 「一次抵抗と二次抵抗の変動にロバストな誘導電動機の高速度トルク制御法」, 電学論 D, Vol.115, No.9, pp.1115-1122 (1995-9)
- (32) M. Hasegawa, H. Yamazaki, S. Doki, and S. Okuma : “Realization of Robust Vector Control System using Flux Observer and its Performance Evaluation”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.119, No.7, pp.932-941 (1999-7) (in Japanese)
長谷川勝・山崎尚徳・道木慎二・大熊繁 : 「磁束オブザーバによるロバストベクトル制御系の実現とその特性評価」, 電学論 D, Vol.119, No.7, pp.932-941 (1999-7)
- (33) Y. Kinpara, S. Doki, and S. Okuma : “Vector Control of Induction Motor Using Robust Optimal Observer”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.121, No.8, pp.902-907 (2001-8) (in Japanese)
金原義彦・道木慎二・大熊繁 : 「抵抗変動にロバストな最適オブザーバを用いた誘導電動機のベクトル制御法」, 電学論 D, Vol.121, No.8, pp.902-907 (2001-8)
- (34) M. Hasegawa, S. Doki, S. Okuma, T. Fukumori, and F. Fujiwara : “Design Method of Robust Full-Order Observer to Suppress Axis Deviation for Vector Controlled Induction Motor using γ Positive Real Problem and Gain Scheduled H_∞ Control”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.121, No.12, pp.1218-1227 (2001-12) (in Japanese)
長谷川勝・道木慎二・大熊繁・福森勉・藤原文治 : 「 γ -正実化問題とゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いた軸ずれを抑圧する同次元オブザーバのロバスト設計法」, 電学論 D, Vol.121, No.12, pp.1218-1227 (2001-12)
- (35) K. Shinohara, T. Nagano H. Arima, and W.Zaidi W.Mustafa : “Online Tuning Method of Stator and Rotor Resistances in both of Motoring and Regenerating Operations for Vector Controlled Induction Machines”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.102, No.2, pp.199-205 (2000-2) (in Japanese)
篠原勝次・永野孝・有馬祐樹・W. Zaidi W. Mustafa : 「力行・回生時に適応可能な誘導電動機ベクトル制御系の一次・二次抵抗同定法」, 電学論 D, Vol.102, No.2, pp.199-205 (2000-2)
- (36) H. Sugimoto, and L. Ding : “A Consideration about Stability of Vector Controlled Induction Motor Systems Using Adaptive Secondary Flux Observer”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.119, No.10, pp.1212-1222 (1999-10) (in Japanese)
杉本英彦・丁力 : 「適応二次磁束オブザーバを用いたベクトル制御誘導電動機系の安定

- 性に関する一考察」, 電学論 D, Vol.119, No.10, pp.1212-1222 (1999-10)
- (37) S. Tadakuma, S. Tanaka, K. Miura, and H. Naitoh : “Vector Controlled Induction Motors using Feed Forward & Feedback Control”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.110, No.5, pp.487-496 (1990-5) (in Japanese)
 多田隈進・田中茂・三浦和敏・内藤治夫 : 「フィードフォワード制御とフィードバック制御を併用した誘導機のベクトル制御方式」, 電学論 D, Vol.110, No.5, pp.487-496 (1990-5)
- (38) S. Shinnaka : “New Hybrid Vector Control for Induction Motor without Velocity and Position Sensors”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.118, No.7/8, pp.843-854 (1998-7/8) (in Japanese)
 新中新二 : 「速度・位置センサを有しない誘導モータのためのハイブリッドベクトル制御法」, 電学論 D, Vol.118, No.7/8, pp.843-854 (1998-7/8)
- (39) K. Shimane, S. Tanaka, and S. Tadakuma : “Vector Controlled Induction Motors Using Neural Network”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.113, No.10, pp.1154-1161 (1993-10) (in Japanese)
 嶋根一夫・田中茂・多田隈進 : 「ニューラルネットワークを用いた誘導電動機のベクトル制御」, 電学論 D, Vol.113, No.10, pp.1154-1161 (1993-10)
- (40) T. Okuyama, N. Fujimoto, T. Matsui, and Y. Kubota : “Vector Control Scheme of Induction Motor without Speed and Voltage Sensors”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.107, No.2, pp.191-198 (1987-2) (in Japanese)
 奥山俊昭・藤本登・松井孝行・久保田譲 : 「誘導電動機の世界・電圧センサレス・ベクトル制御法」, 電学論 D, Vol.107, No.2, pp.191-198 (1987-2)
- (41) T. Ohtani, E. Watanabe, H. Takasaki, and N. Takada : “Approach of Vector-Controlled Induction Motor Drives without Speed Sensor”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.107, No.2, pp.199-206 (1987-2) (in Japanese)
 大谷継利・渡辺英司・高崎秀紀・高田徳幸 : 「ベクトル制御による誘導電動機の世界センサレスドライブ」, 電学論 D, Vol.107, No.2, pp.199-206 (1987-2)
- (42) H. Nakano, S. Horie, T. Matuo, and K. Iwata : “Vector Control System for Induction Motors Using a Speed Estimation Based on Instantaneous Slip Frequency Principles”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.107, No.5, pp.650-657 (1987-5) (in Japanese)
 中野博民・堀江真一・松尾強・岩田幸二 : 「瞬時すべり周波数に基づく速度推定法による誘導電動機のベクトル制御システム」, 電学論 D, Vol.107, No.5, pp.650-657 (1987-5)
- (43) H. Sugimoto, S. Tamai, and M. Yano : “Speed Sensor-Less Vector Control of Induction Motor

- Using Model Reference Adaptive System”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.108, No.3, pp.306-313 (1988-3)
(in Japanese)
杉本英彦・玉井伸三・矢野昌雄：「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機
の速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.108, No.3, pp.306-313 (1988-3)
- (44) H. Kubota, M. Ozaki, K. Matsuse, and T. Nakano : “Direct Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensors using Adaptive Flux Observer”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.111, No.11, pp.954-960 (1991-11) (in Japanese)
久保田寿夫・尾崎正則・松瀬貢規・中野孝良：「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機
の速度センサレス直接形ベクトル制御」, 電学論 D, Vol.111, No.11, pp.954-960 (1991-11)
- (45) H. Tajima and Y. Hori : “Speed Sensorless Field-Oriented Control of the Induction Machine”, *IEEE Trans.IA*, Vol.29, No.1, pp.175-180 (1993-1/2)
- (46) S. Shinnaka : “Sensorless Vector Control of Induction Motors Using Minimum Dimensional Flux D-State Observer with Instantaneous Speed Estimation”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.135, No.3, pp.299-307 (2015-3) (in Japanese)
新中新二：「瞬時速度推定同伴の最小次元 D 因子磁束状態オブザーバを用いた誘導モータ
のセンサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.135, No.3, pp.299-307 (2015-3)
- (47) T. Ohtani : “Reduction of Motor Parameter Sensitivity in Vector-Controlled Induction Motor without Shaft Encoder”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.110, No.5, pp.497-505 (1990-5) (in Japanese)
大谷継利：「速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化」, 電学論 D, Vol.110, No.5, pp.497-505 (1990-5)
- (48) K. Ohyama, G.M. Asher, and M. Sumner : “Comparative Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol.53, No.1, pp.178-186 (2006-2)
- (49) T. Okuyama, N. Fujimoto, and H. Fujii : “Simplified Vector Control System without Speed and Voltage Sensors –Effects of Setting Errors in Control Parameters and their Compensation–”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.110, No.5, pp.477-486 (1990-5) (in Japanese)
奥山俊昭・藤本登・藤井洋：「速度・電圧センサレスベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償」, 電学論 D, Vol.110, No.5, pp.477-486 (1990-5)
- (50) G. Yang and T. H. Chin : “MRAS Based Speed Sensorless Control Scheme with Stator Resistance Identifying Function for Vector Controlled Induction Motor Drives”, *IEEJ*

- Trans.IA*, Vol.111, No.11, pp.945-953 (1991-11) (in Japanese)
- 楊耕・金東海：「MRASによる一次抵抗同定機能付き誘導機速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.111, No.11, pp.945-953 (1991-11)
- (51) T. Kanmachi and I. Takahashi : “A Secondary Resistance Compensation Method for Sensorless Speed Control of an Induction Motor”, *IEEEJ Trans.IA*, Vol.116, No.2, pp.131-136 (1996-2) (in Japanese)
- 上町俊幸・高橋勲：「誘導電動機の世界速度センサレス制御の二次抵抗補償法」, 電学論 D, Vol.116, No.2, pp.131-136 (1996-2)
- (52) H. Kubota, D. Yoshihara, and K. Matsuse : “Rotor Resistance Adaptation for Sensorless Vector Controlled Induction Machines”, *IEEEJ Trans.IA*, Vol.117, No.8, pp.940-945 (1997-8) (in Japanese)
- 久保田寿夫・吉原大助・松瀬貢規：「速度センサレスベクトル制御誘導電動機の二次抵抗同定」, 電学論 D, Vol.117, No.8, pp.940-945 (1997-8)
- (53) K. Akatsu and A. Kawamura : “On-line simultaneous estimations of the speed and the secondary resistance under the transient states of Induction Motor”, *IEEEJ Trans.IA*, Vol.118, No.12, pp.1409-1416 (1998-12) (in Japanese)
- 赤津観・河村篤男：「過渡状態を利用した誘導機の速度と二次抵抗の同時推定」, 電学論 D, Vol.118, No.12, pp.1409-1416 (1998-12)
- (54) K. Ide, K. Hazama, T. Tsuji, and R. Oguro : “Speed Sensorless Field-Oriented Controlled IM with Stator Voltage Error Compensator”, *IEEEJ Trans.IA*, Vol.116, No.8, pp.835-843 (1996-8) (in Japanese)
- 井手耕三・挟間浩司・辻輝生・小黑龍一：「一次電圧誤差補償オブザーバを有する誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.116, No.8, pp.835-843 (1996-8)
- (55) H. Kubota, Y. Kataoka, K. Matsuse, and H. Ohta : “Lower Speed Range Drive for Sensorless Vector Controlled Induction Machines with Stator Voltage Offset Compensation Method”, *IEEEJ Trans.IA*, Vol.119, No.3, pp.359-365 (1999-3) (in Japanese)
- 久保田寿夫・片岡由紀夫・松瀬貢規・太田久義：「速度センサレスベクトル制御誘導電動機の一次電圧オフセット補償による極低速運転」, 電学論 D, Vol.119, No.3, pp.359-365 (1999-3)
- (56) Y. Kinpara, and M. Koyama : “Speed Sensorless Vector Control Method of Induction Motor Including A Low Speed Region”, *IEEEJ Trans.IA*, Vol.120, No.2, pp.223-229 (2000-2) (in

Japanese)

金原義彦・小山正人：「低速・回生領域を含む誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御法」, 電学論 D, Vol.120, No.2, pp.223-229 (2000-2)

- (57) Y. Tamura, I. Sato, H. Kubota, H. Ohta, and Y. Hori : “Design of Adaptive Observer for Sensorless Vector Control of IM under Regenerating Condition”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.122, No.8, pp.790-798 (2002-8) (in Japanese)

田村裕一・佐藤以久也・久保田寿夫・太田久義・堀洋一：「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御系における回生領域での適応オブザーバの一設計法」, 電学論 D, Vol.122, No.8, pp.790-798 (2002-8)

- (58) K. Ohyama, T. Hamaoka, G.M. Asher, and M. Sumner : “Experimental Verification for Stability Improvement of Sensor-less Vector Control System of Induction Motor Using Real Time Tuning of Observer Gain”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.127, No.3, pp.248-260 (2007-3) (in Japanese)

大山和宏・浜岡瑛雄・Greg Asher・Mark Sumner：「誘導機センサレスベクトル制御系の低速回生運転に対するオブザーバゲインチューニングの改善効果の検証」, 電学論 D, Vol.127, No.3, pp.248-260 (2007-3)

- (59) Y. Kinpara and M. Koyama : “Speed Sensorless Control Method of Induction Motor Using Dual Adaptive Flux Observer for Resistance Identification”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.120, No.8, pp.1061-1067 (2000-8) (in Japanese)

金原義彦・小山正人：「二種類の適応磁束オブザーバを併用した誘導電動機の世界速度センサレス制御と一次・二次抵抗同定」, 電学論 D, Vol.120, No.8, pp.1061-1067 (2000-8)

- (60) T. Hamajima, M. Hasegawa, S. Doki, and S. Okuma : “Sensorless Vector Control of Induction Motor Stabilized at the Whole Region with Speed and Stator Resistance Identification based on Augmented Error”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.124, No.8, pp.750-759 (2004-8) (in Japanese)

浜島豊和・長谷川勝・道木慎二・大熊繁：「拡張誤差に基づく速度・一次抵抗同定法による全領域で安定な速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.124, No.8, pp.750-759 (2004-8)

- (61) M. Hinkkanen and J. Luomi : “Stabilization of Regenerating-Mode Operation in Sensorless Induction Motor Drives by Full-Order Flux Observer Design”, *IEEE Trans.Ind. Electron.*, Vol.51, No.6, pp.1318-1328 (2004-12)

- (62) T. Fukumoto, Y. Kato, K. Kurita, and Y. Hayashi : “Performance Improvement of Induction Motor Speed Sensor-Less Vector Control System Using an Adaptive Observer with an

- Estimated Flux Feedback in Low Speed Range”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.128, No.3, pp.329-339 (2008-3) (in Japanese)
- 福本哲哉・加藤洋祐・栗田和也・林洋一：「推定磁束のフィードバックをもつ適応オブザーバによる誘導電動機速度センサレスベクトル制御の低速運転性能の改善」, 電学論 D, Vol.128, No.3, pp.329-339 (2008-3)
- (63) T. Tateyama, T. Ohba, and H. Hisao : “Speed Estimation and Stator Resistance Estimation Error Index and Stability Consideration”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.129, No.8, pp.794-801 (2009-8) (in Japanese)
- 舘山哲也・大場智広・久保田寿夫：「推定誤差指標を用いた誘導電動機速度・一次抵抗推定と安定性の考察」, 電学論 D, Vol.129, No.8, pp.794-801 (2009-8)
- (64) M. Tsuji, F. Xu, Y. Tsuruda, and S. Hamasaki : “Analytical Model and Characteristics of Current-Observer-Based Induction Motor Speed-Sensorless Vector Control System Taking into Account Iron Loss”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.131, No.6, pp.768-776 (2011-6) (in Japanese)
- 辻峰男・徐富錦・鶴田康孝・浜崎真一：「鉄損を考慮した電流オブザーバによる誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の解析モデルと特性」, 電学論 D, Vol.131, No.6, pp.768-776 (2011-6)
- (65) T. Hozuki, Y. Kawabata, and S. Sugimoto : “Parameter Estimation for Sensorless Controlled Induction Motors using Nonlinear Filters”, *IEEJ Trans.EIS*, Vol.131, No.11, pp.1871-1877 (2011-11) (in Japanese)
- 保月孝子・川畑良尚・杉本末雄：「誘導電動機センサレス制御のための非線形フィルタを用いたパラメータ推定」, 電学論 C, Vol.131, No.11, pp.1871-1877 (2011-11)
- (66) M. Hasegawa : “Robust Adaptive Control of Sensorless Vector Controlled Induction Motor Using γ -Positive Real Problem and ε_1 -Modification Approach”, *SICE*, Vol.4, No.10, pp.65-74 (2005-10) (in Japanese)
- 長谷川勝：「 γ -正実化問題と ε_1 -修正則を用いたセンサレスベクトル制御誘導モータのロバスト適応制御」, 計測自動制御学会産業論文集, Vol.4, No.10, pp.65-74 (2005-10)
- (67) M. Tsuji, E. Yamada, K. Izumi, and J. Oyama : “Stability Analysis of a Controlled Current Source-Fed Induction Motor Vector Control System without a Speed Sensor”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.112, No.9, pp.844-851 (1992-9) (in Japanese)
- 辻峰男・山田英二・泉勝弘・小山純：「制御電流源駆動誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の安定解析」, 電学論 D, Vol.112, No.9, pp.844-851 (1992-9)

- (68) K. Shinohara, T. Nagano, and K. Ohyama : “Stability Analysis of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Taking into Account the Effects of Current Control Loop”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.116, No.3, pp.337-347 (1996-3) (in Japanese)
 篠原勝次・永野孝・大山和宏 : 「誘導電動機速度センサレスベクトル制御系における電流制御ループを考慮した安定性解析」, 電学論 D, Vol.116, No.3, pp.337-347 (1996-3)
- (69) K. Ohyama, K. Shinohara, T. Nagano, and H. Arima : “Stability Analysis of the Direct Field Oriented Control System of the Induction Motor without a Speed Sensor using the Adaptive Rotor Flux Observer”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.119, No.3, pp.333-344 (1999-3) (in Japanese)
 大山和宏・篠原勝次・永野孝・有馬裕樹 : 「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御の安定性解析」, 電学論 D, Vol.119, No.3, pp.333-344 (1999-3)
- (70) L. Ding and H. Sugimoto : “A Consideration and Improving Method about Stability of Vector Controlled Induction Motor System without Speed Sensor Driven with Controlled Voltage Source Using Adaptive Secondary Flux Observer”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.120, No.10, pp.1225-1234 (1999-10) (in Japanese)
 丁力・杉本英彦 : 「適応二次磁束オブザーバを用いた制御電圧源駆動速度センサレスベクトル制御誘導電動機系の安定性の考察と一改善法」, 電学論 D, Vol.120, No.10, pp.1225-1234 (1999-10)
- (71) T. Nagano, K. Shinohara, K. Yamamoto, and K. Iimori : “Stability Analysis of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Taking Core Loss into Account”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.122, No.7, pp.703-713 (2002-7) (in Japanese)
 永野孝・篠原勝次・山本吉郎・飯盛憲一 : 「誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の鉄損を考慮した安定性解析」, 電学論 D, Vol.137, No.6, pp.492-500 (2017-6)
- (72) T. Nagano : “Stability Analysis of Adaptive Rotor Flux Observer-Based Induction Motor Speed Sensorless Vector Control System Taking Core Loss into Account”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.137, No.6, pp.492-500 (2017-6) (in Japanese)
 永野孝 : 「鉄損を考慮した適応二次磁束オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系の安定性解析」, 電学論 D, Vol.137, No.6, pp.492-500 (2017-6)
- (73) S. Shinnaka and S. Takeuchi : “Development of Sensorless-Vector-Controlled Electric Vehicle with No Variable Transmission”, *SICE*, Vol.38, No.5, pp.501-510 (2002-5) (in Japanese)
 新中新二・竹内茂 : 「センサレスベクトル制御駆動による無変速機電気自動車の開発」,

計測自動制御学会産業論文集, Vol.38, No.5, pp.501-510 (2002-5)

- (74) K. Kondo and K. Yuki : “Study on an Application of Induction Motor Speed Sensorless Vector Control to Railway Vehicle Traction”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.125, No.1, pp.1-8 (2005-1) (in Japanese)

近藤圭一郎・結城和明 : 「誘導電動機速度センサレスベクトル制御の鉄道車両駆動への適用検討」, 電学論 D, Vol.125, No.1, pp.1-8 (2005-1)

- (75) K. Fujinami and K. Kondo : “Linearization Method for Starting Control of Speed-Sensorless Vector-Controlled Induction Motors”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.130, No.11, pp.1255-1263 (2010-11) (in Japanese)

藤波和紀・近藤圭一郎 : 「誘導電動機速度センサレス制御系における線形化手法を用いた回転状態からの起動制御法」, 電学論 D, Vol.130, No.11, pp.1255-1263 (2010-11)

- (76) P.L. Jansen and R.D. Lorenz : “Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines”, *IEEE Trans.IA*, Vol.32, No.6, pp.1380-1393 (1996-11/12)

- (77) J.I. Ha and S.K. Sul : “Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection”, *IEEE Trans.IA*, Vol.35, No.1, pp.45-51 (1999-1/2)

- (78) K. Ide, I. Murokita, M. Sawamura, M. Ohto, Y. Nose, J. I. Ha and S. K. Sul : “Finite Element Analysis of Sensorless Induction Machine by High Frequency Voltage Injection”, in Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC), pp.1842-1847 (2000-4)

- (79) D.W. Chung, J.I. Ha, S.K. Sul, K. Ide, I. Murokita, and T. Sawa : “Controller Design of Sensorless Induction Machine by High Frequency Voltage Injection”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.120, No.11, pp.1257-1264 (2000-11) (in Japanese)

D.W. Chung・J.I. Ha・S.K. Sul・井手耕三・室北幾磨・沢俊裕 : 「誘導電動機の高周波電圧重畳による速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.120, No.11, pp.1257-1264 (2000-11)

- (80) Y.D. Yoon and S.K. Sul : “Sensorless Control for Induction Machines Based on Square-Wave Voltage Injection”, *IEEE Trans.PE*, Vol.29, No.7, pp.3637-3645 (2014-7)

- (81) M.D. Manjrekar, T.A. Lipo, S.G. Chang, and K.S. Kim : “Flux Tracking Methods for Direct Field Orientation”, *Electric Machines & Power Systems*, Vol.27, No.8, pp.905-920 (1999-7)

- (82) C. Caruana, G.M. Asher, and M. Sumner : “Performance of HF Signal Injection Techniques for Zero-Low-Frequency Vector Control of Induction Machines Under Sensorless Conditions”,

IEEE Trans.IE, Vol.53, No.1, pp.225-238 (2006-2)

- (83) M. Schroedl : “Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the “INFORM” Method”, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Vol.1, pp.270-277 (1996-10)
- (84) H. Kubota and T. Yamada : “Sensorless Vector Control of Closed-slot Induction Machines at Low Frequency”, *IEEJ Journal IA*, Vol.2, No.1, pp.74-78 (2013-1)
- (85) F. Briz, M.W. Degner, P. Garcia, and R.D. Lorenz : “Comparison of Saliency-Based Sensorless Control Techniques for AC Machines”, *IEEE Trans.IA*, Vol.40, No.4, pp.1107-1115 (2004-7/8)
- (86) M.L. Aime, M.W. Degner, and R.D. Lorenz : “Saturation Measurements in AC Machines Using Carrier Signal Injection”, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Vol.1, pp.159-166 (1998-10)
- (87) D. Mingardi, N. Bianchi, L. Alberti, and R. Zeni : “Analysis and Test of the Sensorless Capability of Induction Motors With Created Saliency”, *IEEE Trans.IA*, Vol.52, No.3, pp.2186-2193 (2016-5/6)
- (88) M. Ishida and K. Iwata : “A Method to Control Speed of an Induction Motor by Utilizing Rotor Slot-harmonics”, *IEEJ Trans.PE*, Vol.103, No.8, pp.554-560 (1983-8) (in Japanese)
石田宗秋・岩田幸二 : 「回転子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御法」, 電学論 B, Vol.103, No.8, pp.554-560 (1983-8)
- (89) M. Ishida and K. Iwata : “Transient Characteristics of an Induction Motor Speed Control System Utilizing Rotor Slot Harmonics”, *IEEJ Trans.PE*, Vol.106, No.4, pp.375-382 (1986-4) (in Japanese)
石田宗秋・岩田幸二 : 「回転子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御システムの過渡特性」, 電学論 B, Vol.106, No.4, pp.375-382 (1986-4)
- (90) T. Noguchi and M. Onaka : “Speed Estimation of Induction Motor Drive Using d -Axis Slot Harmonics and Parameter Identification Method”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.128, No.3, pp.153-160 (2008-3) (in Japanese)
野口季彦・尾中正人 : 「誘導電動機の d 軸スロット高調波に着目した速度推定法とパラメータ同定法」, 電学論 D, Vol.128, No.3, pp.153-160 (2008-3)
- (91) K. Nishibata, M. Ishida, S. Doki, T. Masuzawa, and M. Fujitsuna : “Speed Estimation Method for Ultra High Speed Induction Machine Utilizing Rotor Slot Harmonics Appearing in Neutral Point Voltage”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.129, No.1, pp.1-9 (2009-1) (in Japanese)
西端幸一・石田宗秋・道木慎二・増澤高志・藤網雅己 : 「中性点電圧に現れる回転子スロット高調波を利用した超高速駆動誘導電動機の色度推定法」, 電学論 D, Vol.129, No.1,

- pp.1-9 (2009-1)
- (92) P.L. Jansen and R.D. Lorenz : “Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines”, *IEEE Trans.IA*, Vol.31, No.2, pp.240-247 (1995-3/4)
- (93) J. Holtz : “Sensorless Position Control of Induction Motors-An Emerging Technology”, *IEEE Trans.IE*, Vol.45, No.6, pp.840-852 (1998-12)
- (94) M.W. Degner and R.D. Lorenz : “Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection”, *IEEE Trans.IA*, Vol.36, No.3, pp.736-742 (2000-5/6)
- (95) F. Briz, A. Diez, and M.W. Degner : “Dynamic Operation of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Direct Field-Oriented AC Drives”, *IEEE Trans.IA*, Vol.36, No.5, pp.1360-1368 (2000-9/10)
- (96) F. Briz, M.W. Degner, A. Diez, and R.D. Lorenz : “Measuring, Modeling, and Decoupling of Saturation-Induced Saliencies in Carrier-Signal Injection-Based Sensorless AC Drives”, *IEEE Trans.IA*, Vol.37, No.5, pp.1356-1364 (2001-9/10)
- (97) H. Kiyotake, K. Shinohara, and K. Yamamoto : “Rotor Speed Detection Method for Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Utilizing Slot Harmonics”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.127, No.7, pp.739-746 (2007-7) (in Japanese)
清武博文・篠原勝次・山本吉郎 : 「誘導電動機速度センサレスベクトル制御におけるスロット高調波を利用した速度検出法」, 電学論 D, Vol.127, No.7, pp.739-746 (2007-7)
- (98) R. Raute, C. Caruana, C.P. Staines, J. Cilia, M. Sumner, and G.M. Asher : “Sensorless Control of Induction Machines at Low and Zero Speed by Using PWM Harmonics for Rotor-Bar Slotting Detection”, *IEEE Trans.IA*, Vol.46, No.5, pp.1989-1998 (2010-9/10)
- (99) 園山裕 : 「三相誘導電動機の新巻線方式」, 日立評論, Vol.51, No.7, pp.609-612 (1969-7)
- (100) K. Yamazaki, A. Suzuki, M. Ohto, and T. Takakura : “Comparison of Equivalent Circuit for Induction Motors Considering Stray Load Loss and Harmonic Torques Using Electromagnetic Field Analysis”, *IEEJ Trans.IA*, Vol.130, No.8, pp.1030-1038 (2010-8) (in Japanese)
山崎克己・鈴木章浩・大戸基道・高倉照幸 : 「電磁界解析による誘導電動機の漂遊負荷損及び高調波トルクを考慮した等価回路の構築」, 電学論 D, Vol.130, No.8, pp.1030-1038 (2010-8)
- (101) M. Matsushita, S. Mizuno, F. Ishibashi, and S. Noda : “Secondary Circuit Parameter Calculation for Induction Motor with Closed Rotor Slots and Torque Characteristic

Calculation”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.133, No.6, pp.645-651 (2013-6) (in Japanese)

松下真琴・水野末良・石橋文徳・野田伸一：「全閉スロット誘導電動機における二次側回路定数算定とトルク特性計算」, 電学論 D, Vol.133, No.6, pp.645-651 (2013-6)

- (102) H. Mikami, K. Ide, S. Kikuchi, H. Koharagi, M. Takahashi, and M. Senoo : “Magnetic Field Analysis of a Squirrel-Cage Induction Motor Considering Rotor Skew and Higher Harmonics in the Secondary Current”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.117, No.8, pp.992-1000 (1997-8) (in Japanese)

三上浩幸・井出一正・菊地聡・小原木春雄・高橋身佳・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, pp.992-1000 (1997-8)

研究業績

査読付論文

- (1) 窪田涼介・大山和宏：「高周波電圧信号重畳による誘導機センサレスベクトル制御系で利用する磁気飽和と回転子スロットが一次インピーダンスに与える影響の実験的検証」, 電学論 D, Vol.139, No.3, pp.306-315 (2019-3)

国際会議

- (1) Ryosuke Kubota and Kazuhiro Ohyama: “Global Linear Model of Sensorless Vector Control Systems for Induction Machines”, 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), pp.1-9, Lappeenranta University of Technology, Finland, 26-28 Aug. 2014. (ポスター発表 査読有り)
- (2) Ryosuke Kubota and Kazuhiro Ohyama: “Investigation of Impedance Characteristics on Main and Leakage Flux Saturations by High Frequency Voltage Signal Injection for Induction Machines”, The 4th International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST2018), pp.1-4, Swissotel Resort Phuket Patong Beach, Thailand, 4-7 July 2018. (口頭発表 査読有り)
- (3) Ryosuke Kubota and Kazuhiro Ohyama: “Investigation of Impedance Characteristics for Induction Machines with High Frequency Voltage Signal Injections”, 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp.1595-1599, Ramada Plaza Jeju Hotel, Korea, 7-10 Oct. 2018. (口頭発表 査読有り)

国内研究会

- (1) 窪田涼介・大山和宏：「誘導機基本波モデルの実験的検証」, 電気学会回転機研究会資料, RM-15-160, pp.19-22, 秋田県立大学, 秋田 (2015-10) (口頭発表 査読無し)
- (2) 窪田涼介・大山和宏：「負荷試験による誘導機基本波モデルの検証」, モータドライブ／回転機／自動車合同研究会資料, MD-16-057, RM-16-043, VT-16-013, pp.19-23, 電気学会会議室, 東京 (2016-7) (口頭発表 査読無し)
- (3) 窪田涼介・大山和宏：「高周波電圧信号重畳時の誘導機インピーダンス特性への磁気飽和と回転子スロットの影響」, マグネティックス／モータドライブ／リニアドライ

ブ合同研究会資料, MAG-17-161, MD-17-103, LD-17-082, pp.1-5, FIT セミナーハウス, 大分 (2017-12) (口頭発表 査読無し)

- (4) 窪田涼介・大山和宏:「2次元過渡応答磁場解析による磁気飽和が誘導機の一次インピーダンスに与える影響の考察」, マグネティックス/モータドライブ/リニアドライブ合同研究会資料, MAG-18-169, MD-18-110, LD-18-061, pp.41-46, 立命館大学 びわこ・くさつキャンパス, 滋賀 (2018-12) (口頭発表 査読無し)

国内学会 (部門大会)

- (1) 窪田涼介・大山和宏:「ベクトル制御駆動時における誘導機の基本波モデルの検証」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, KA-1-3-6, 群馬大学, 群馬 (2016-8) (口頭発表 査読無し)
- (2) 窪田涼介・大山和宏:「零周波数運転時における誘導機基本波モデルの評価」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, R3-6-3-52, 函館アリーナ, 北海道 (2017-8) (口頭発表 査読無し)

国内学会 (支部大会)

- (1) 窪田涼介・大山和宏:「誘導機の実験による数学モデルの精度検証」, 電気・情報関係学会九州支部連合大会講演論文集 (CD-ROM), 13-1P-06, 福岡大学, 福岡 (2015-9) (口頭発表 査読無し)
- (2) 窪田涼介・大山和宏:「誘導機の高周波電圧重畳による磁気飽和時のインピーダンス特性」, 電気・情報関係学会九州支部連合大会講演論文集 (CD-ROM), 06-1A-03, 琉球大学, 沖縄 (2017-9) (口頭発表 査読無し)
- (3) Tussanasak Yenyazun・窪田涼介・大山和宏:「Examination for Variable-Speed Wind Power Generation System Using Damping Control and Maximum Power Tracking for Permanent Magnet Synchronous Generator」, 電気・情報関係学会九州支部連合大会講演論文集 (CD-ROM), 09-2A-01, 琉球大学, 沖縄 (2017-9) (口頭発表 査読無し)

その他の国内発表論文

- (1) 窪田涼介・大山和宏:「誘導機センサレスベクトル制御系の極零点と推定系との相関」, 「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, 15A01, pp. 245-246, ハウステンボス, 長崎 (2015-5) (口頭発表 査読無し)

- (2) 窪田涼介・大山和宏：「交流機の数学モデル構築のための測定システム」，福岡工業大学エレクトロニクス研究所所報第 32 巻，pp.31-36，福岡工業大学，福岡（2015-11）（ポスター発表 査読無し）

付録

1. 供試誘導機の電動機パラメータ測定

本節では単相電源及び 3 相電源を用いた供試誘導機の電動機パラメータ測定に関する試験結果について述べる。

供試誘導機の電動機パラメータは、直流試験、無負荷試験、拘束試験を実施し、試験結果から L 型等価回路をもとに算定した。以下の各項に試験結果を示す。

1.1 直流試験による一次巻線抵抗の測定

App. Table 1 に直流試験による試験結果を示す。試験条件として、定格電流の 20[%]以下の範囲において各線間に直流電圧を印加し、それぞれ 3 点ずつ記録した。

App. Table 1. Results of DC test.

Terminal	DC Current [A]	DC Voltage [E]	Resistance [Ω]
U – V	0.380	0.590	1.55
	0.770	1.10	1.43
	1.168	1.62	1.39
V – W	0.400	0.590	1.48
	0.790	1.18	1.49
	1.188	1.70	1.43
W – U	0.400	0.590	1.48
	0.790	1.10	1.39
	1.189	1.69	1.42

$t = 23[^\circ\text{C}]$

App. Table 1 に示された試験結果より、一次巻線抵抗は以下として得られる。

一次巻線抵抗： $R_1=0.725[\Omega]$

一次巻線抵抗（75℃換算）： $R_1^{75}=0.871[\Omega]$

ここで、温度換算を行う場合は以下に示される（付 1）式を用いてその換算値を求めた。
 （付 1）式において T は基準巻線温度[°C]、 t は直流試験時の巻線温度[°C]である。

$$R_1^T = R_1 \cdot \frac{234.5+T}{234.5+t} \quad (\text{付 1})$$

1.2 無負荷試験による一次及び二次インダクタンスの測定

App. Table 2 に無負荷試験による試験結果を示す。試験条件として、定格電圧の 125[%]の範囲において三相交流電圧を印加し、測定点として 5 点記録した。

App. Table 2. Results of No-load test.

Voltage [V]	Current [A]	Power [W]	Power factor	Rotor speed [rpm]
100	1.19	20.0	0.097	1800
150	2.09	40.0	0.074	1800
200	3.22	78.0	0.070	1800
225	4.08	110	0.069	1800
250	5.35	180	0.078	1800

App. Table 2 に示された試験結果をもとに励磁アドミタンス及び励磁コンダクタンスを用いて励磁サセプタンスを求める。

$$\text{励磁アドミタンス} : Y_o = \frac{\sqrt{3}I_o}{E_o}$$

$$\text{励磁コンダクタンス} : g_o = \frac{W_o}{E_o^2}$$

$$\text{励磁サセプタンス} : b_o = \sqrt{Y_o^2 - g_o^2} = 0.00500 \sqrt{31.1052 - 0.1521} = 0.0278 \text{ [S]}$$

算定された励磁サセプタンスより、一次及び二次インダクタンスは以下として求まる。

$$\text{一次・二次インダクタンス} : L_1 = L_2 = \frac{1}{\omega b_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 0.0278} = 0.0954 \text{ [H]}$$

1.3 拘束試験による二次巻線抵抗、一次及び二次漏れインダクタンスの測定

App. Table 3 に拘束試験による試験結果を示す。試験条件として、定格電流の 125[%]の範

囲において三相交流電圧を印加し，測定点として6点記録した。

App. Table 3. Results of Locked-rotor test.

Voltage [V]	Current [A]	Power [W]	Power factor
1.80	2.00	15.0	0.241
24.0	3.00	40.0	0.321
29.5	4.00	70.0	0.342
35.0	5.01	108	0.356
40.9	6.10	160	0.370
45.5	7.00	212	0.384

App. Table 3 に示された試験結果をもとに一相当等価抵抗，一次側換算された二次巻線抵抗，一相当等価インピーダンス及び一相当等価抵抗を用いて一相当等価漏れリアクタンスを求める。

$$\text{一相当等価抵抗} : R = \frac{W_s}{3I_s^2} = \frac{160}{3 \cdot 6.10^2} = 1.43 [\Omega]$$

$$\text{一次側換算された二次巻線抵抗} : R_2 = R - R_1^{75} = 1.43 - 0.871 = 0.559 [\Omega]$$

$$\text{一相当等価インピーダンス} : Z_s = \frac{E_s}{\sqrt{3}I_s}$$

$$\text{一相当等価漏れリアクタンス} : x = \sqrt{Z_s^2 - R^2} = \frac{1}{6.10\sqrt{3}} \sqrt{40.9^2 - \frac{1}{3} \left(\frac{160}{6.10} \right)^2} = 3.60 [\Omega]$$

上記より算定された一相当等価漏れリアクタンスを用いて一次及び漏れリアクタンスを求める。

$$\text{一次及び二次漏れリアクタンス} : x_1 = x_2' = \frac{x}{2} = \frac{3.60}{2} = 1.80 [\Omega]$$

算定された一次及び二次漏れリアクタンスより，一次及び二次漏れインダクタンスは以下として求まる。

$$\text{一次及び二次漏れインダクタンス} : l_1=l_2=\frac{x_1}{\omega}=\frac{1.80}{2\pi\bullet 60}=0.00477 [\text{H}]$$

相互インダクタンスは一次及び二次インダクタンスと一次及び二次漏れインダクタンスを用いて以下として求まる。

$$\text{相互インダクタンス} : M=L_1-l_1=L_2-l_2=0.0954-0.00477=0.09063 [\text{H}]$$

2. デジタル・シグナル・プロセッサの仕様

本節は実験に用いたデジタル・シグナル・プロセッサ (DSP : Digital Signal Processor) の仕様を示す。

App. Table 4 に DS1103 PPC 制御ボード (DSPACE 社製) の仕様を示す。ここで、制御ボードは DS1103-07 版である。また、App. Table 5 に制御ボードを接続する PX4 拡張ボックス (DSPACE 社製) の仕様を示し、App. Table 6 に PX4 拡張ボックスとパーソナル・コンピュータを接続する DS815 リンクボード (DSPACE 社製) の仕様を示す。

App. Table 4. Specifications of DS1103 PPC Controller Board.

Processor	PowerPC Type	PPC604e
	CPU clock	400 MHz
	Cache	2*32 KB level 1 (L1) (on-chip)
	Bus frequency	66 MHz
	Temperature sensor	Reads actual temperature at the PPC
Memory	Local memory (as program memory for application)	2 MB SRAM
	Global memory (for data storage and data exchange with host)	128 MB SDRAM
Timer	2 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> • One 32-bit down counter • Reload by software • 30 ns resolution
		<ul style="list-style-type: none"> • One 32-bit up counter with compare register • Reload by software • 60 ns resolution

(cont'd)

	1 sample rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> • 32-bit down counter • Reload by software • 60 ns resolution
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> • 64-bit up counter • 60 ns resolution
Interrupt controller	<p>Interrupt controller with 20 interrupt source</p> <ul style="list-style-type: none"> • 3 timer interrupts • 7 incremental encoder index line interrupts • 1 UART interrupt • 1 CAN interrupt • 1 slave DSP interrupt • 2 slave DSP PWM interrupts • 1 host interrupt • 4 external interrupts (user interrupts) 	
ADCs (muxed)	Channels	<ul style="list-style-type: none"> • 16 muxed channels equipped with 4 sample & hold ADCs (4 channels belong to one ADC. 4 consecutive sampling are necessary to sample all channels belonging to one ADC.) • Note: 8 ADC channels (4 * muxed + 4 * parallel) can be sampled simultaneously.
	Resolution	16 bit
	Input voltage range	± 10 V
	Overvoltage protection	± 15 V
	Input resistance	Approx. 1 M Ω
	Conversion time	4 μ s
	Offset error	± 5 mV
	Gain error	± 0.25 %
	Offset drift	40 μ V/K
Gain drift	50 ppm/K	

(cont'd)

	Signal-to-noise-ratio	>80 dB
ADCs (parallel)	Channels	<ul style="list-style-type: none"> • 4 parallel channels each equipped with one sample & hold ADC • Note: 8 ADC channels (4 * muxed + 4 * parallel) can be sampled simultaneously.
	Resolution	12 bit
	Input voltage range	± 10 V
	Overvoltage protection	± 15 V
	Input resistance	Approx. 1 M Ω
	Conversion time	800 ns
	Offset error	± 5 mV
	Gain error	± 0.5 %
	Offset drift	40 μ V/K
	Gain drift	50 ppm/K
	Signal-to-noise-ratio	>65 dB
DACs	Channels	8 channels
	Resolution	14 bit
	Output range	± 10 V
	Output resistance	$\rightarrow 0$ Ω
	Settling time	5 μ s (12 bit)
	Offset error	± 1 mV
	Gain error	± 0.5 %
	Offset drift	30 μ V/K
	Gain drift	25 ppm/K
	Signal-to-noise-ratio	>78 dB
	Output current (I_{\max})	± 5 mA
$C_{I_{\max}}$	10 nF	
CAN	Configuration	<ul style="list-style-type: none"> • 1 channel based on SAB 80C164

(cont'd)

interface		microcontroller • ISO DIS 11898-2 CAN High-speed standard
	Baud rate	Max. 1 Mbit/s
Serial interface	Configuration	• TL16C550 single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO • RS232/RS422 compatibility
	Baud rate	• Up to 115.2 kBd (RS232) • Up to 1 MBd (RS422)
Slave DSP	Type	Texas Instruments TMS320F240 DSP
	Clock rate	20 MHz
	Memory	• 64K*16 external code memory • 28K*16 external data memory • 4K*16 dual-port memory • 32 KB flash memory
	I/O channels	• 16 ADC inputs • 12 PWM outputs • 4 capture inputs • 2 serial ports
	Input voltage range	• TTL input/output level • ADC inputs: 0 ... 5 V
	Output current	Max. \pm 13 mA

App. Table 5. Specifications of PX4 Expansion Box.

Chassis	<ul style="list-style-type: none"> • Desktop box • 4 full-size 16-bit ISA slots • 1 slot reserved for Link Board • 1 additional slot required if AutoBoot option is used • Active cooling with low-noise fan
---------	---

(cont'd)

Power supply	• 90...264 V AC, autoranging • 80 W
Maximum output current	• 10 A @ +5 V • 3 A @ +12 V • 0.8 A @ -12 V
Grounding	Circuit ground is connected to the chassis and through that to the power system's protective ground.
Ambient temperature	0...50 °C
Humidity	0...95 %, non-condensing

App. Table 6. Specifications of DS815 Link Board.

Host interface	Type II PCMCIA in host PC (16-bit interface)
Supported link interfaces	DS814, DS830, MicroAutoBox
Physical connection	Crossed-over patch cable: twisted pair (CAT5 STP)
Cable length per connection	Max. 10 m
Protocol	High-speed serial link (proprietary)
Max. transfer rate	100 Mbits/s
Power supply	+ 5 V ± 5 %, 150 mA from PC
Physical size	Type II PCMCIA card

3. リニアアンプの仕様

本節は実験に用いたリニアアンプ（高砂製作所社製 AA6013XS2）の仕様を示す。

App. Table 7 にリニアアンプの仕様を示す。また、App. Table 8 にリニアアンプのパワーアンプモード時の動作仕様を示す。

App. Table 7. Specifications of linear amplifier.

Model		AA6013XS2
Rated output power		6kW
Output voltage	Rated output voltage 150 V (Lo) range	Single phase : AC100V, DC140V 3-Phase : Phase AC115V,

(cont'd)

			Line AC200V	
	300 V (Hi) range		Single phase : AC200V, DC280V 3-Phase : Phase AC230V, Line AC400V	
	Variable range	150 V (Lo) range	Single phase : AC 0~150V, DC \pm 200V 3-Phase : Phase AC 0~150V, Line AC 0~259V	
		300 V (Hi) range	Single phase : AC 0~300V, DC \pm 400V 3-Phase : Phase AC 0~300V, Line AC 0~519V	
	Setting resolution		Phase (unbalanced mode) : 0.1V Line (balanced mode) : 0.2V	
	Output impedance (Measurement frequency : DC ~ 2kHz)		Single phase : $2\text{m}\Omega + 4.4\mu\text{H}$ (TYP) 3-Phase : $6\text{m}\Omega + 13\mu\text{H}$ (TYP)	
	Phase difference (3-Phase)	Unbalanced mode	Range	0.0 ~ 359.9°
			Resolution	0.1°
		Balanced mode	120°, 240°	
	Output current	Rated output current	150 V (Lo) range	Single phase : AC60A, DC54A 3-Phase : AC17.4A
300 V (Hi) range			Single phase : AC30A, DC27A 3-Phase : AC8.7A	
Peak output current		150 V (Lo) range	Single phase : 240A, 3-Phase : 70A	
		300 V (Hi) range	Single phase : 120A, 3-Phase : 35A	
Power supply	Voltage, Frequency		AC 170~250V, 45~65Hz	
	Apparent power, Number of phases		12kVA, 3-Phase	
	Input current (rated output)		41A or less (per phase)	
	Input power factor (rated output)		0.95 or more	

(cont'd)

Isolation resistance	Input power terminal – Chassis	10M Ω or more
	Input power terminal – Output terminal	10M Ω or more
	Output terminal – Chassis	Approximately 3M Ω
Withstand voltage	Input power terminal – Chassis : AC 1500 V (1 min)	
	Input power terminal – Output terminal : AC 1500 V (1 min)	
	Output terminal – Chassis : 600 V _{O-P} (AC + DC) (1 min)	

App. Table 8. Specifications of linear amplifier in operation at power amplifier mode.

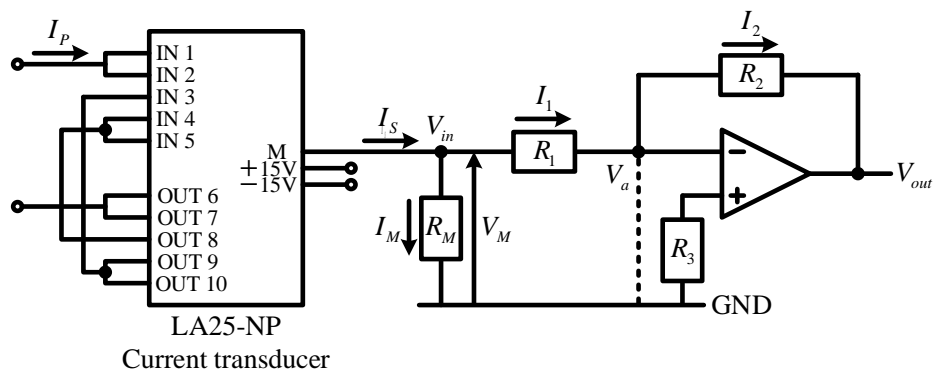
Input signal level		$\pm 5V$
Isolation of signals		Isolate the input signal and the output, Input signal and the chassis is the same potential
Voltage amplification		80 times fixed
Input impedance		10k Ω
Frequency characteristics	AC coupling	1~15000Hz -3dB Low cutoff frequency : 1Hz
	DC coupling	DC~15000Hz +0, -3dB
Allowable output voltage	Output voltage range (V _{rms})	Output frequency: f
	0~300	750Hz or less
	420-0.16 f	750.1~2000Hz
	135-0.0175 f	2000.1~6000Hz
	36-0.0011 f	6000.1~15000Hz

4. 電流及び電圧検出回路の仕様

本節は実験に用いた電流及び電圧検出回路について述べる。

4.1 電流検出回路の仕様

App. Fig. 1 に電流検出回路図を示す。



App. Fig. 1. Current detection circuit.

ここで，App. Fig. 1 における各抵抗値は以下に示される。

$$R_1 = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_2 = 6.8 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_3 = 6.8 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_M = 200 \text{ [}\Omega\text{]}$$

実験に用いた電流センサ（LEM 社製 LA25-NP）はホール効果を利用して測定するセンサであり，一次回路及び二次回路間を絶縁した状態で電流を測定する。電流センサの仕様を App. Table 9 に示す。

App. Table 9. Specifications of current transducer.

Number of primary turns	3
Primary current	Nominal : ± 8 [A] Maximum : ± 12 [A]
Nominal output current	24 [A]
Turns ratio	3 / 1000
Response time to 90% of step	< 1 [μ s]
di/dt accurately followed	> 50 [A/ μ s]
Frequency bandwidth (-1dB)	DC...150 [kHz]

App. Fig. 1 に示すように電流センサから得られる出力信号を DSP に取り込むために入出力信号を変換している。App. Fig. 1 より入出力変換におけるオペアンプは反転回路として動

作り、入出力変換に関する関係式は回路方程式を解くことによって (付2) 式のように示される。

$$I_P = -\frac{1000}{3} \left(\frac{R_1 + R_M}{R_M R_2} \right) V_{out} \quad (\text{付2})$$

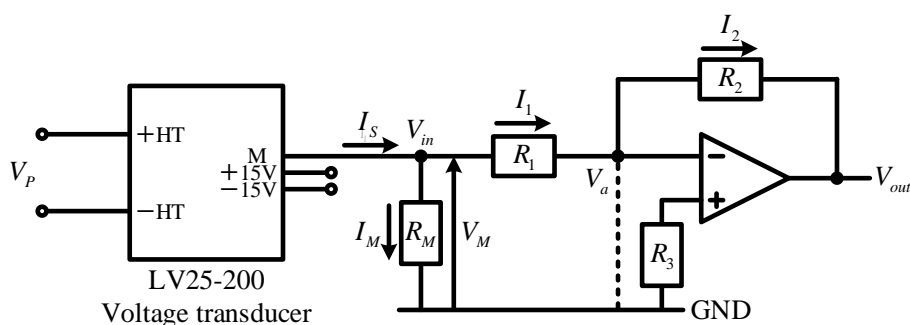
(付2) 式において各抵抗値を代入すると、以下として求まる。

$$I_P = -2.5 V_{OUT}$$

以上より求めたゲイン値を制御プログラムにおいて設定し DSP にて電流値を観測する。

4.2 電圧検出回路の仕様

App. Fig. 2 に電圧検出回路図を示す。



App. Fig. 2. Voltage detection circuit.

ここで、App. Fig. 2 における各抵抗値は以下に示される。

$$R_1 = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_2 = 20 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_3 = 6.8 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_M = 200 \text{ [}\Omega\text{]}$$

実験に用いた電圧センサ (LEM 社製 LV25-200) は電流センサと同様にホール効果を利用して測定するセンサであり、一次回路及び二次回路間を絶縁した状態で電圧を測定する。電圧センサの仕様を App. Table 10 に示す。

App. Table 10. Specifications of voltage transducer.

Primary nominal r.m.s. voltage	200 [V]
Primary voltage, measuring range	0...±300 [V]
Secondary nominal r.m.s. current	25 [mA]
Conversion ratio	200[V] / 25[mA]
Response time to 90%	< 15 [μs]

App. Fig. 2 に示すように電圧センサから得られる出力信号に関しても電流センサと同様に DSP に取り込むために入出力信号を変換している。App. Fig. 2 より入出力変換におけるオペアンプは反転回路として動作し，入出力変換に関する関係式は回路方程式を解くことによって (付 3) 式のように示される。

$$V_P = -\frac{200}{25 \times 10^{-3}} \left(\frac{R_1 + R_M}{R_M R_2} \right) V_{out} \quad (\text{付 3})$$

(付 3) 式において各抵抗値を代入すると，以下として求まる。

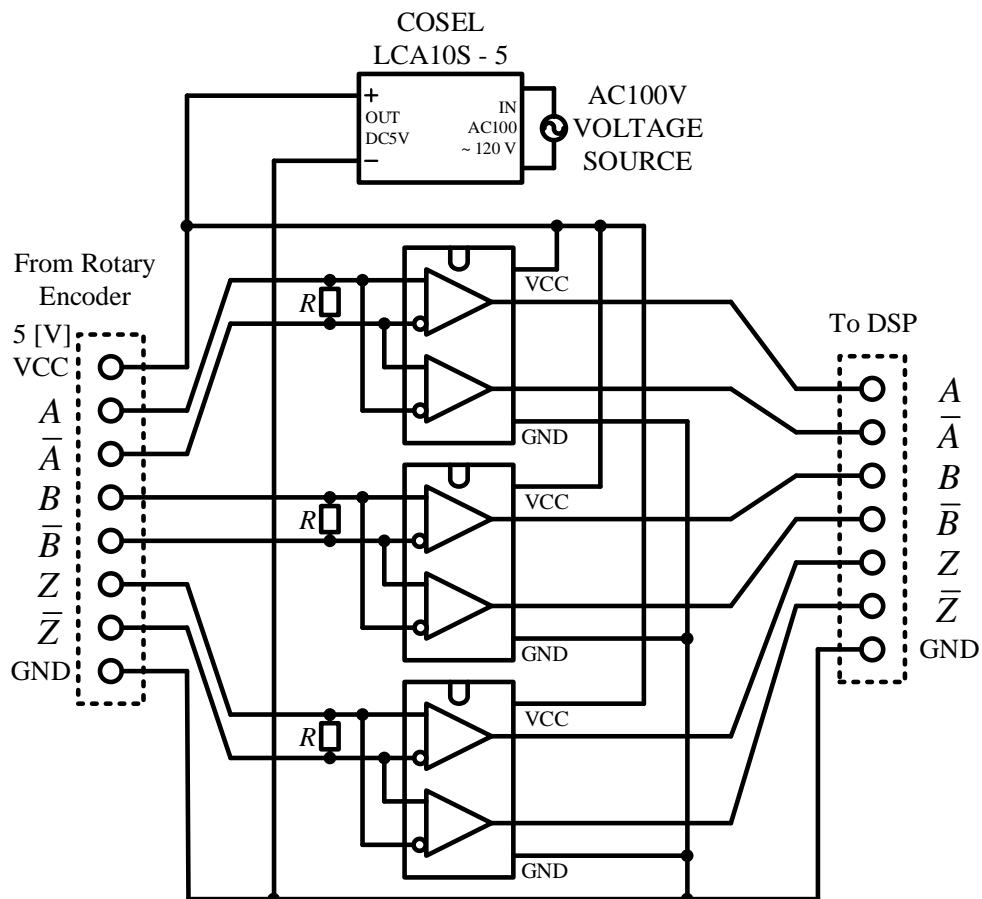
$$V_P = -20.4 V_{OUT}$$

以上より求めたゲイン値を制御プログラムにおいて設定し DSP にて電圧値を観測する。

5. 回転速度検出回路の仕様

本節は実験に用いた供試誘導機の回転速度検出回路の仕様を示す。

App. Fig. 3 に回転速度検出回路図を示す。App. Fig. 3 より，供試誘導機の回転速度は軸端に取り付けられたロータリーエンコーダ（光洋電子工業社製 TRD-J1000-RZV）から得られる信号をラインレシーバ（TI 社製 uA9637ACP）を介して DSP に取り込むことにより観測される。ここで，App. Fig. 3 における終端抵抗値は $R = 270[\Omega]$ である。



App. Fig. 3. Rotor speed detection circuit.

6. 負荷機駆動システムの仕様

本節は実験に用いた負荷機駆動システムの仕様を示す。

App. Table 11 にサーボモータ（安川電機社製 SGMGV-30A3A6C）の定格を示し、App. Table 12 に保持ブレーキの電氣的仕様を示す。また、App. Table 13 にサーボパック（安川電機社製 SGD V-200A01A）の定格を示し、App. Table 14 に基本仕様、App. Table 15 に速度、位置及びトルク制御の仕様を示す。

App. Table 11. Specifications of servomotor.

Rated output	2.4 [kW]
Rated torque	15.1 [N·m]
Instantaneous peak torque	45.1 [N·m]

(cont'd)

Rated current	19.6 [A_{rms}]
Instantaneous max. current	56 [A_{rms}]
Rated speed	1500 [min^{-1}]
Max. speed	3000 [min^{-1}]
Torque constant	0.848 [$N \cdot m/A_{rms}$]
Rotor moment rate	0.00545 [$kg \cdot m^2$]
Rated power rate	63.5 [kW/s]
Rated angular acceleration	3410 [rad/s^2]

App. Table 12. Holding brake electrical specifications.

Holding torque	43.1 [$N \cdot m$]
Rated voltage 24 VDC	Capacity: 18.5 [W] Rated current (at 20°C): 0.77 [A]
Rated voltage 90 VDC	Capacity: 18.5 [W] Rated current (at 20°C): 0.21 [A]

App. Table 13. Rating specifications of servopack.

Continuous output current	2.4 [A_{rms}]
Instantaneous max. output current	15.1 [A_{rms}]
Regenerative resistor	Built-in or external
Main circuit power supply	Three-phase, 200 to 230 VAC, +10% to -15%, 50/60 Hz
Control power supply	Single-phase, 200 to 230 VAC, +10% to -15%, 50/60 Hz
Overvoltage category	III

App. Table 14. Basic specifications of servopack.

Drive method		Sine-wave current drive with PWM control of IGBT	
Feedback		Encoder: 20-bit (incremental/absolute)	
Operating conditions	Ambient operating temperature	0°C to +55°C	
	Storage temperature	-20°C to +85°C	
	Ambient humidity	90% RH or less	With no freezing or condensation
	Storage humidity	90% RH or less	
	Vibration resistance	4.9 [m/s ²]	
	Shock resistance	19.6 [m/s ²]	
	Protection class	IP10	
	Pollution degree	2	
	Altitude	1000 [m] or less	
	Others	Free of static electricity, strong electromagnetic fields, magnetic fields or exposure to radioactivity	
Harmonized standards		Refer to Harmonized Standards in the preface for details.	
Mounting		Standard: Base-mounted Optional: Rack-mounted or duct-ventilated	
Performance	Speed control range		1:5000 (The lower limit of the speed control range must be lower than the point at which the rated torque does not cause the servomotor to stop)
	Speed regulation	Load regulation	0% to 100% load: ±0.01% max. (at rated speed)
		Voltage regulation	Rated voltage ±10%: 0% (at rated speed)
		Temperature regulation	25 ±25°C: ±0.1% max. (at rated speed)
	Torque control tolerance (repeatability)		±1%
Soft start time setting		0 to 10 [s] (Can be set individually for acceleration and deceleration)	

(cont'd)

I/O signals	Encoder output pulse		Phase A,B,C: line driver Encoder output pulse: any setting ration		
	Sequence input	Fixed input	SEN signal		
		Input signals which can be allocated	Number of Channels	7 ch	
			Functions	<ul style="list-style-type: none"> • Servo ON • Proportional control • Forward run prohibited, reverse run prohibited • Alarm reset • Forward external torque limit, reverse external torque limit • Internal set speed control • Control selection • Zero clamping • Reference pulse inhibit • Gain selection • Reference pulse input multiplication switching 	
	Sequence output	Fixed output	Servo alarm, alarm code outputs		
Output signals which can be allocated		Number of Channels	3 ch		
		Functions	<ul style="list-style-type: none"> • Positioning completion • Speed coincidence detection • Servo ready • Torque limit detection • Speed limit detection • Brake • Warning • Near • Reference pulse input multiplication switching output 		

(cont'd)

Communi- cations function	RS422A Commu- nications (CN3)	Interface	Digital operator (model: JUSP-OP05A-1-E) Personal computer (can be connected with Sigma Win+)
		1:N Communi- cations	N = Up to 15 stations possible at RS422A
		Axis address Setting	Set by parameter
	USB Commu- nications (CN7)	Interface	Personal computer (can be connected with Sigma Win+)
		Communica- tions standard	Complies with standard USB1.1 (12Mbps)
	LED Display		CHARGE indicator
Panel operator functions	Display unit	Five 7-segment LEDs	
	Switches	Four push switches	
Analog monitor (CN5)		Number of points: 2 Output voltage: ± 10 VDC (linearity effective range ± 8 [V]) Resolution: 16bits, Accuracy: ± 20 [mV] (Typ) Max. output current: ± 10 [mA] Settling time ($\pm 1\%$): 1.2 [ms] (Typ)	
Dynamic brake (DB)		Activated when a servo alarm or overtraveling occurs or when the power supply for the main circuit of servomotor is OFF.	
Regenerative processing		Included	
Overtravel prevention (OT)		Dynamic brake stop, deceleration to a stop, or free run to a stop at P-OT or N-OT	
Protective function		Overcurrent, overvoltage, insufficient voltage, overload, regeneration error, and so on.	
Utility function		Gain adjustment, alarm history, JOG operation, origin search, and so on.	

(cont'd)

Safety function	Input	/HWBB1, /HWBB2: Baseblock signal for power module
	Output	EDM1: Monitoring status of internal safety circuit (fixed output)
	Standards	EN ISO13849-1 PL d (Category 3), IEC61508 SIL2
Option module		Fully-closed module, safety module

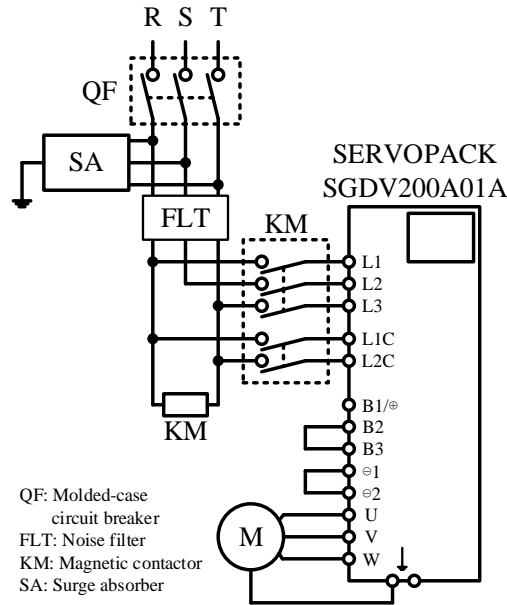
App. Table 15. Specifications of speed/position/torque control.

Speed control	Performance	Soft start time setting		0 to 10 [s] (Can be set individually for acceleration and deceleration)
	Input signals	Reference voltage		<ul style="list-style-type: none"> • Max. input voltage: ± 12 [V] (forward speed reference with positive reference) • Factory setting: 6 VDC at rated speed Input gain setting can be varied.
		Input impedance		Approx. 14 [k Ω]
		Circuit time constant		30 [μ s]
	Internal set speed control	Rotation direction selection		With P control signal
		Speed selection		With forward/reverse external torque limit signal (Speed 1 to 3 selection). Servomotor stops or another control method is used when both are OFF.
Position control	Performance	Feedforward compensation		0% to 100%
		Positioning completed width setting		0 to 1073741824 reference units
	Input signals	Reference pulse	Type	Select one of them: Sign + pulse train, CW + CCW pulse train, or Two-phase pulse with 90° phase differential
			Form	For line driver, open collector

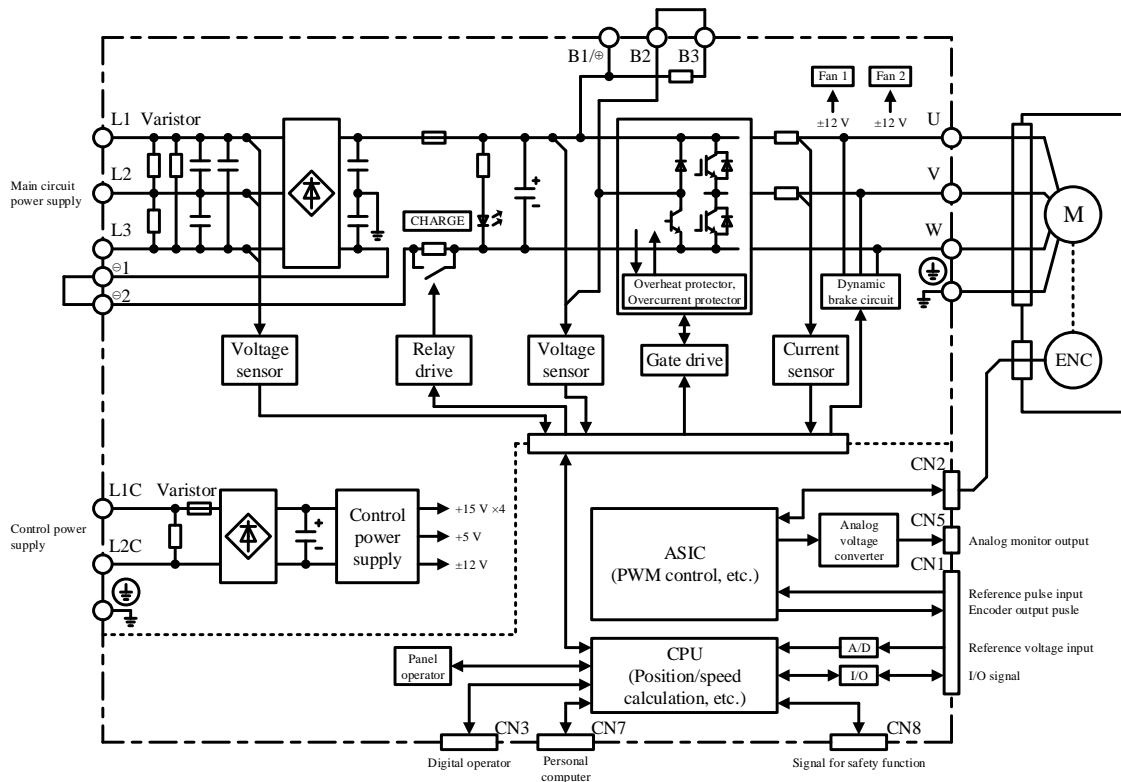
(cont'd)

			Max. input pulse frequency	<ul style="list-style-type: none">• Line driver Sign + pulse train, CW + CCW pulse train: 4 Mpps Two-phase pulse with 90° phase differential: 1 Mpps <ul style="list-style-type: none">• Open collector Sign + pulse train, CW + CCW pulse train: 200 kpps Two-phase pulse with 90° phase differential: 200 kpps
			Reference pulse input multiplication switching	1 to 100 times
		Clear signal		Position error clear For line driver, open collector
Torque control	Input signals		Reference voltage	<ul style="list-style-type: none">• Max. input voltage: ± 12 [V] (forward torque reference with positive reference)• Factory setting: 3 VDC at rated torque Input gain setting can be varied.
			Input impedance	Approx. 14 [k Ω]
			Circuit time constant	16 [μ s]

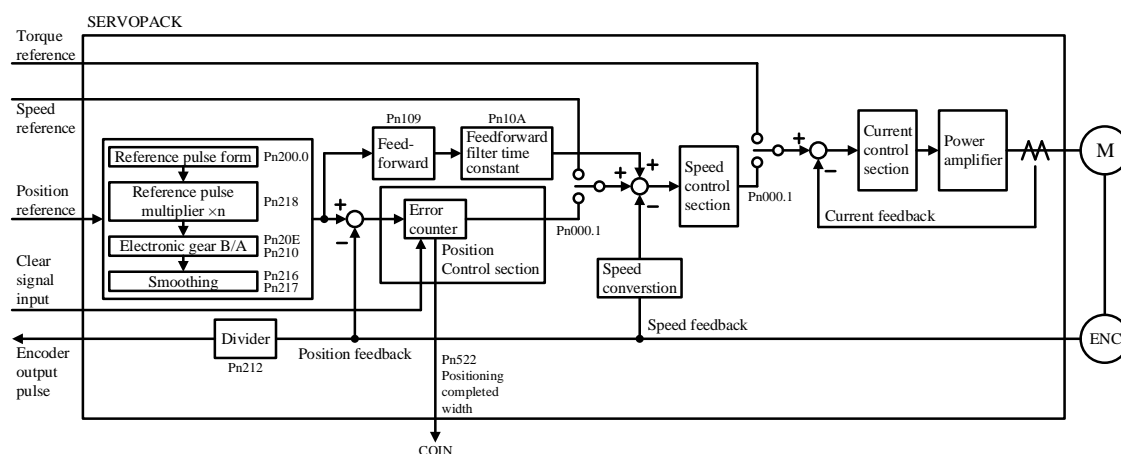
次に App. Fig. 4 にサーボドライブへの電源供給構成図を示し、App. Fig. 5 にサーボパックの内部ブロック図を示す。また、App. Fig. 6 に速度、位置及びトルク制御ブロック図を示す。



App. Fig. 4. Power supply configuration for servo drive.



App. Fig. 5. Internal block of servopack.



App. Fig. 6. Control block for speed/position/torque control of servopack.

7. トルク検出装置の仕様

本節は実験に用いたトルク検出装置の仕様を示す。

トルク検出装置は演算表示器と検出器から構成され、トルク検出器は電磁誘導位相差方式で軸の捩れを利用して位相差信号を出力する。トルク演算表示器はトルク検出器から得られる位相差信号をトルク値に変換し、DSPへ出力する。App. Table 16 にトルク検出器（小野測器社製 TH-2205）の仕様を示し、App. Table 17 にトルク演算表示器（小野測器社製 TS-2800）の仕様を示す。

App. Table 16. Specifications of torque detector.

Model	TH-2205
Rated torque	20 [N·m]
Moment of inertia	7.7×10^{-5} [kg·m ²]
Spring constant	1.57×10^3 [N·m/rad]
Option	MP-981 (Speed detector): 60 [P/R]

App. Table 17. Specifications of torque calculation indicator.

Model	TS-2800
Analog voltage output of torque	Output voltage: ± 10 [V] Proper load: 10 [k Ω] or more Response: 0.16 [ms]

(cont'd)

	Accuracy: $\pm 0.1\%/F.S.$ or $\pm 0.2\%/F.S.$ Temperature drift: $\pm 0.01\%/F.S./^{\circ}C$
Analog voltage output of speed	Output voltage: 0~10 [V] Proper load: 10 [k Ω] or more Response: 1 cycle delay Accuracy: $\pm 0.1\%/F.S.$ Temperature drift: $\pm 0.01\%/F.S./^{\circ}C$
Option	TS-0281 (high speed response output)