

博士論文

かご形誘導電動機の高精度性能算定に向けた

評価技術の研究

Studies on evaluation techniques for high precision performance  
prediction of a squirrel - cage induction motor

2018 年 6 月

株式会社 東芝 松下真琴

# 目次

## 第1章 序論

|                  |      |
|------------------|------|
| 1.1 研究背景         | ・・・1 |
| 1.2 研究課題と過去の研究事例 | ・・・3 |
| 1.3 本研究の目的       | ・・・6 |
| 1.4 本論文の構成       | ・・・7 |

## 第2章 全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの変化

|  |       |
|--|-------|
| 2.1 まえがき   | ・・・17 |
| 2.2 全閉スロット誘導電動機の回転子単体を用いたブリッジ部インダクタンスの測定             | ・・・17 |
| 2.3 全閉スロット誘導電動機の回転子単体を用いたブリッジ部インダクタンスの測定を模擬した有限要素法解析 | ・・・25 |
| 2.4 全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの有限要素法解析                 | ・・・33 |
| 2.5 従来方法によるブリッジ部インダクタンスの計算と有限要素法解析および測定結果比較          | ・・・42 |
| 2.6 等価 B-H 法による回転子ブリッジ部インダクタンス計算                     | ・・・47 |
| 2.7 まとめ  | ・・・54 |
| 参考文献   | ・・・56 |

## 第3章 全閉スロット誘導電動機における二次側回路定数の変化

|                                 |       |
|---------------------------------|-------|
| 3.1 まえがき                        | ・・・57 |
| 3.2 全閉スロット誘導電動機の二次側回路定数計算       | ・・・57 |
| 3.3 全閉スロット誘導電動機の二次側回路定数の有限要素法解析 | ・・・62 |
| 3.4 実測結果と有限要素法解析結果比較            | ・・・68 |
| 3.5 まとめ                         | ・・・70 |
| 参考文献                            | ・・・71 |

## 第4章 全閉スロット誘導電動機の励磁電流と励磁インダクタンス計算およびトルク特性計算

|     |  |       |
|-----|--|-------|
| 4.1 | まえがき                                       | ・・・73 |
| 4.2 | 全閉スロット誘導電動機の励磁電流と励磁インダクタンス計算               | ・・・73 |
| 4.3 | 全閉スロット誘導電動機の滑りに対する励磁電流と励磁インダクタンスの有限要素法解析   | ・・・76 |
| 4.4 | 全閉スロット誘導電動機の滑りに対する励磁電流の変化を考慮した回転子漏れインダクタンス | ・・・83 |
| 4.5 | 実測のトルク特性，有限要素法解析および等価回路計算から得られたトルク特性比較     | ・・・86 |
| 4.6 | まとめ  | ・・・90 |
|     | 参考文献                                       | ・・・91 |

## 第5章 誘導電動機のギャップ中の高調波磁束による電磁力

|     |                |        |
|-----|----------------|--------|
| 5.1 | まえがき           | ・・・92  |
| 5.2 | 高調波磁束の発生と測定    | ・・・92  |
| 5.3 | 高調波磁束の周波数と空間分布 | ・・・101 |
| 5.4 | 電磁力の解析         | ・・・106 |
| 5.5 | まとめ            | ・・・113 |
|     | 参考文献           | ・・・114 |

## 第6章 誘導電動機の固有振動数

|     |   |        |
|-----|---|--------|
| 6.1 | まえがき                                    | ・・・116 |
| 6.2 | 実測                                      | ・・・116 |
| 6.3 | 鉄心（モデル4）の構造系有限要素法の計算                    | ・・・122 |
| 6.4 | 巻線端無し固定子鉄心（モデル5）と巻線端付き固定子鉄心（モデル6）の固有振動数 | ・・・124 |
| 6.5 | フレーム付鉄心の固有振動数                           | ・・・126 |
| 6.6 | まとめ（電動機の固有振動数と全モデルの固有振動数推移）             | ・・・129 |
|     | 参考文献                                    | ・・・133 |

|          |           |
|----------|-----------|
| 第 7 章 結論 | • • • 134 |
| 謝辭       | • • • 138 |

# 第 1 章 序論

## 1.1 研究背景

産業革命以降，様々な技術革新のおかげで，欧米を中心に豊かな社会の実現が進んでいる。20 世紀末から経済発展の中心は新興国に移り，21 世紀は人口増加が著しいアジアを中心とした国々の社会インフラの整備や生活環境の改善により経済は更に発展する。例えば，2030 年には 2010 年比で世界の国内総生産(GDP)の総計は約 1.3 倍に，電力消費量は約 1.8 倍になるとの予想もある<sup>(1)</sup>。一方，経済発展は，エネルギー消費の増大による大気汚染や CO<sub>2</sub> 排出による地球温暖化，化石燃料や水などの天然資源の枯渇，種々の化学物質の使用と廃棄による水や土壌の汚染など，地球環境に多大な影響を与えている。社会インフラは，エネルギーの供給から消費にとどまらず，人，モノおよび情報の伝達を担う，経済活動を支える根幹となっている。継続的に成長する社会を構築するためには，地球環境保全を常に考える必要があり，地球環境への配慮は不可欠な課題である<sup>(1)</sup>。

電気は現代生活で最も重要なエネルギーインフラの一つで，世界の総発電量は約 21.4 兆 kWh である。産業用電動機による電力使用量は総発電量の約 50% を占めているといわれており，大きな割合を占めている<sup>(2)</sup>。低炭素社会の実現や化石燃料の枯渇が予想される将来のエネルギー問題などにおいて，電動機の高性能化は消費電力削減や環境負荷低減を含めた豊かな社会実現に大きく貢献する。

三相誘導電動機（70W 以上）の電動機全体の生産台数に占める割合は，4 割程度（その他は，直流電動機，单相誘導電動機およびその他の交流電動機等）であり，容量ベースでは 8 割以上を占めている<sup>(3)</sup>。誘導電動機では，回転子の構造上，かご形と巻線形の 2 種類があるが，その大半をかご形が占める。これは，かご形誘導電動機は，構造が簡単で，取り扱いやすく，安価であることから，産業用機器から家電に至るまで幅広く使用されているためである。かご形誘導電動機の回転子の 2 次導体材料や構成には，アルミダイキャスト（全閉，半閉），銅ダイキャスト，銅バーなどがある。55kW 以下の小容量の三相かご形誘導電動機では，製作の容易さからアルミダイキャスト製の回転子が主流であり，回転子スロットのスロット開口が閉じられた全閉スロット誘導電動機が採用されている場合が多い。

最近では，生産性向上を図るために，かご形誘導電動機の 1 極あたりの有効磁束数をこれまでより高めた大容量化や小形化設計を採用する場合，高効率規制<sup>(1)(3)</sup>に対応させるための低損失化設計を採用する場合など，設計のバリエーションが多くなっている。従来のように電動機の回路定数を一定として扱うと，電動機のトルク特性を十分に予測できない，

あるいは、十分に引き出すことができない場合がある。電動機の回路定数における磁気飽和の影響を考慮することにより、定常特性のみならず、始動時などの過渡状態や過負荷状態における特性も精度よく制御することのできる高性能なドライブシステムも検討<sup>(8)</sup>されており、従来よりも高精度にトルク特性を把握することが求められている。

省エネルギー化などの観点からも、インバータを用いた電動機も幅広い分野に使用されている。インバータの制御方式や電動機の使われ方はさまざまであり、その用途や目的に応じて、最適な方法が検討されている。鉄道や車載などの移動体用可変速電動機においては、省エネルギー化を図るため、電動機の回路定数を用いたインバータの駆動方式に応じた損失評価<sup>(5)(6)</sup>や運転パターンを考慮した消費電力低減<sup>(7)</sup>などのように、電動機単体のみならずモータドライブシステムとしての高性能化も進められている。

一方、技術革新により導かれた豊かな社会では、家電分野などに代表される小さな電気機器から発電所などに用いられる大きな電気機器に至るまで、さまざまな機器が我々の生活に必要不可欠であり、身近なものとなっている。我々の周りにある動くことによって役割を果たす電気機器は、それらが動くとき周りの空気が動き、圧力変動が生じて音や振動となる。昔は、それらの音や振動が機器の存在を表していたが、生活環境や作業環境などの質の向上要求が高まるにつれて、“不快なもの”と扱われるようになり、周りの環境に影響を与えないように十分な配慮が求められている。このような状況に対応するために、製品の開発設計段階で、基本性能だけではなく、振動や騒音の特性も十分に検討しておくなければならない。基本性能がどの機種でも同等となっている、いわゆる成熟製品では、振動、騒音の改善等も含めた、他社と差別化できる特徴的な魅力のある技術開発が必要になっている。最近の回転機は大容量化と同時に、小形、コンパクト化、軽量化などが進められ、薄肉で剛性が低い構造となっており、非常に振動しやすい。エネルギー密度から考えても、より小さな空間に大きな磁気エネルギーを蓄える構造になり、振動、騒音が大きくなる傾向にある。回転機には、誘導電動機、同期電動機、直流電動機などがあるが、幅広く使用されているかご形誘導電動機の磁気音をもっとも複雑で、多数の周波数の電磁音から成る<sup>(9)(10)</sup>。電車の主電動機は以前、直流電動機であったが、現在はインバータ制御のかご形誘導電動機になっており、インバータ制御に由来する振動、騒音が問題になることが多い<sup>(11)</sup>。

近年の省エネルギーや環境親和性ニーズ、高付加価値化への対応要求は非常に厳しく、かつ、多方面にわたるため、それらの要求に適合させてゆくためには、かご形誘導電動機の性能を高精度に算定する技術として、実用的な精度でトルク特性を予測するための回路定数計算技術と低騒音化、低振動化に向けた評価技術が必要となる。これまでの開発設計

方法に、新たに得られた知見や設計方法を組み込み、その性能を高精度に算定することが求められている。そして、より簡易に開発設計を進め、時代に合わせ、短いサイクルで差別化製品を提供するため、更なる設計技術の伸展が期待されている。

## 1.2 研究課題と過去の研究事例

かご形誘導電動機は幅広い分野で利用され、我々の生活の中において非常に身近なものとなっており、これまでに多くの研究がなされてきた。以下に、研究課題と過去の研究事例について、全閉スロット誘導電動機の回路定数計算に関する研究、かご形誘導電動機の高調波磁束と電磁力に関する研究、かご形誘導電動機の固定子鉄心固有振動数に関する研究とに分けて述べる。

### 1.2.1 全閉スロット誘導電動機の回路定数計算

小容量の三相かご形誘導電動機では、製作の容易さからアルミダイキャスト製の回転子を持つ全閉スロット誘導電動機が主流である。全閉スロット誘導電動機では固定子または回転子で発生する磁束が回転子スロット上部にあるブリッジ部を通過し漏れ磁束となる。したがって、回転子側ブリッジ部の漏れインダクタンスが大きくなり、トルク特性に悪影響を与える場合がある。ここでは、特に、回転子側ブリッジ部の漏れインダクタンスをブリッジ部インダクタンスと呼ぶことにする。ブリッジ部インダクタンスは、ブリッジおよびスロット形状、電流や磁束による飽和の影響を受けて大きく変化するため、従来の磁気回路を用いた場合、精度良く計算することが難しい。

全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの計算方法については、種々の文献<sup>(12)~(16)</sup>に示されている。これらは、数式により計算する方法、実測から得られたブリッジ部のスロット定数、回転子バー電流、周波数を用いて計算する方法やブリッジ周囲の磁気回路を仮定して計算する方法である。このため、回転子鉄心材やブリッジ形状が異なる場合には、精度が得られない場合が多い。文献(17)では、有限要素法(FEM)解析を適用して二次元で回転子1スロット分をモデル化し、回転子バー電流が正弦波であると仮定した解析を行い、ブリッジ部を通過する鎖交磁束からブリッジ部インダクタンスを計算している。この方法では、磁気飽和や表皮効果は考慮されているが、固定子の影響などが検討に含まれていない。また、いずれの文献においても、回転子バー電流、あるいは、滑りが小さいところでは、ブリッジ部インダクタンスが無限大となる結果であり、実測による検証もなされていない<sup>(18)</sup>。

励磁インダクタンスについては、励磁電流に関係し、無負荷での電圧と周波数の関数と

して、それらの比が一定ならば等価回路の中で一定値として扱われる<sup>(19)(20)</sup>。しかし、滑りが大きくなるに従い、徐々に1次側の起磁力を2次側の起磁力が打ち消すため、各滑りにおける磁束密度分布を考えると、滑りが大きくなるに従い、磁束密度が小さくなる、つまり、飽和が低くなる。励磁インダクタンスが電圧や周波数だけではなく、滑りによっても変化すると考え、様々な負荷状態における励磁インダクタンスのみならず励磁電流の変化についても明らかにすることは、精度よく特性計算を行うために必要である。文献(21)では、トルクに対する励磁インダクタンスの変化を論じているが、励磁電流との関係については検討されていない。その他、提案されている回路定数計算法<sup>(22)~(26)</sup>でも、滑りに対する励磁インダクタンスの変化は述べられているが、励磁電流に対する変化は示されていない。

これらの提案方法は、三次元非線形非定常解析と三次元線形静解析を併用し回路定数を計算する方法<sup>(22)(23)</sup>、二次元解析から一次電流や二次電流を計算しそれぞれを個別に三次元モデルに条件として与えた解析から回路定数を計算する方法<sup>(24)</sup>、二次元非線形非定常解析を行い frozen permeability 法を用いて回路定数を計算する方法<sup>(25)</sup>などであるが、全閉スロットを持つ誘導電動機を扱った例は少ない。また、設計業務で容易に用いることができず、実用的な、より簡便な方法が望まれる。

### 1.2.2 かご形誘導電動機の高調波磁束と電磁力

かご形誘導電動機の電磁騒音は、商用電源運転のみならず、インバータ駆動の場合も含めて耳障りな場合が多く、騒音低減に関する研究例は多い<sup>(27)~(38)</sup>。電磁騒音は、誘導電動機のギャップに発生する基本波を始めとする高調波磁束の相互作用による電磁力や磁気歪みが固定子や回転子を振動させることにより発生する<sup>(39)~(42)</sup>。高調波磁束の原因は、固定子巻線の階段状に変化する起磁力と回転子スロットの磁気抵抗の変動による影響が主たる原因である。この高調波磁束により、異常トルク、鉄心における高調波鉄損や回転子バーの高調波銅損等が発生する。さらに、高調波磁束は高調波電磁力を発生し、鉄心やフレームを変形させて、振動および騒音を発生させる<sup>(43)~(46)</sup>。したがって、電磁的な起振力である高調波磁束や高調波電磁力を明確にすることが重要になってくる。

かご形誘導電動機の電磁力は、磁束から計算できる。かご形誘導電動機の磁束については、サーチコイルなどを使用した実測や数式、FEM解析を用いた検討が、以前から行われている<sup>(47)~(49)</sup>。数式による解析では、起磁力の高調波やスロット高調波について検討されている<sup>(50)</sup>。磁束の定量的な計算も試みられているが、数式による検討では、鉄心の飽和などのために、大きさについては実測と一致しない場合が多かった<sup>(48)(51)</sup>。サーチコイルによる

測定では、固定子と回転子側の両方から実施され、数式による検討と比較されている<sup>(50)</sup>。これらは周波数の検討が主であるが、磁束の空間分布（以下、モード）について検討した文献もある<sup>(47)(52)</sup>。

電磁力に関しては、電磁騒音や振動と直接関係するので、多くの研究がなされている<sup>(27)(34)~(36)(43)~(46)(53)~(58)</sup>。これらの文献では、電磁力から振動騒音まで数式による検討で、スロット高調波が主体であり、磁気飽和による高調波や空間分布についてはあまり検討されていない<sup>(43)~(46)(59)(60)</sup>。回転子スロットの影響を含めた電磁力の空間分布や電動機の固有振動数まで検討している文献もあるが、磁気飽和による高調波の影響を含めた電磁力についてはあまり検討されていない<sup>(34)(49)(54)</sup>。また、巻線の起磁力から磁束や電磁力を導出し、さらに、振動や騒音まで計算している研究もあるが、回転子のスロット高調波についてであり、磁気飽和による高調波については言及していない<sup>(50)</sup>。飽和も含めた高調波磁束や電磁力の空間分布（モード）について、分布形状の測定や有限要素法の計算結果と比較検証したものはない。

### 1.2.3 かが形誘導電動機の固定子鉄心固有振動数

電磁騒音や振動は、電磁力が固定子や回転子を振動させることにより発生し、これらの振動の一部が空中に騒音となって放射される。電磁騒音や振動は、電磁力という電磁的な要因と構造物の振動伝達特性という機械的な要因の組み合わせにより発生する。この電磁力の周波数と固定子や回転子の機械的な固有振動数が近接、あるいは、一致した場合は共振状態となり、振動や騒音が極端に大きくなる<sup>(34)(54)(61)~(63)</sup>。

固定子鉄心の固有振動数の計算については、単純な円環の固有振動数を計算する方法があるが、実際にはティースや巻線があるため測定値と一致しない<sup>(64)(65)</sup>。文献(66)~(72)では、固定子鉄心の固有振動数について実測による研究がなされており、鉄心がフレームに圧入された場合の全閉外扇形誘導電動機についての解析が行われている。これらの研究では、エネルギー法が活用されていて、固定子鉄心の固有振動数を実測し、低次の固有振動数では比較的良く実測値と一致した結果が得られている。しかし、数式による解析がかなり複雑であり、実用性に欠け、実際の開発設計には適用できない。

文献(73)では、FEMを用いて、実際の電動機の構造に近い固定子の固有振動数の解析を行っている。この電動機は高圧電動機であり、鉄心スロット内に、平角銅線が整列配置されており、型巻き方式の巻線で、数百 kW 以上の大形電動機における構造である。しかし、ここで対象としているかが形誘導電動機では、円断面の銅線が多数不規則に鉄心スロット内に納められている乱巻き方式の低圧用巻線である。固定子の振動状態が高圧用巻線の場合

合とはかなり異なっている。低圧の乱巻き巻線では、鉄心から突き出た環状の巻線端の剛性が比較的大きい。高圧用型巻きの巻線のように、巻線を鉄心の付加質量と仮定して振動挙動を扱うことはできない。

文献(74)~(76)では、鉄心単体やフレーム付き鉄心の固有振動モードを解析している。しかし、一般性に欠け、実用的ではない。また、文献(60), (77)~(79)では、回転子の軸方向振動、ファンのはねの振動、ファンケースの振動や0次モードの振動について解析しており、電動機の鉄心についての総合的な検討を行っていない。従来からの多くの研究にもかかわらず、ティースや巻線が固定子鉄心の固有振動数に及ぼす影響については、信頼度の高い結果が得られていない。これらの誘導電動機の固有振動数解析は、いずれも個別の研究であり、製造の各段階におけるその変化について、系統的に実測と解析から検証されていない。

### 1.3 本研究の目的

かご形誘導電動機は、構造、操作、価格等において有利なため、先述の通り、産業機器から家電に至るまで非常に幅広いアプリケーションで利用されている。最近、高付加価値化や省エネルギーや環境親和性ニーズへの対応要求は非常に厳しく、かつ、多方面にわたるため、それらの要求に適合させてゆくためには、かご形誘導電動機全体を捉えた高性能化が必要である。

そこで、本論文では、全電圧始動の全閉スロット誘導電動機を検討対象とし、ブリッジ部インダクタンスの変化を明らかにするとともに、実用的な精度でトルク特性を予測可能とする回路定数計算方法を提案することおよび振動、騒音低減に向けた評価技術を提案することを目的とする。

本研究の具体的な検討項目を以下に列挙する。

#### ① 全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンス特性の実証と計算方法の確立

全閉スロット誘導電動機の回転子ブリッジ部インダクタンスの変化を明らかにするために、全閉スロット誘導電動機の回転子単体を利用し、サーチコイルを用いて回転子バー電流に対する回転子ブリッジ部インダクタンスの変化を実測する。次に、この実測をFEMによる磁界解析で模擬し、新たに提案する磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを用いる方法によってブリッジ部インダクタンス計算し、実測結果と比較することにより、妥当性を検証する。さらに、種々の文献<sup>(15)~(17)</sup>等で報告されている従来の計算式を用いた回転子ブリッジ部インダクタンスとの比較検討を行う。提案方法で

は、FEMによる磁界解析を使用しており、実際の開発設計において繰り返し適用することが難しい。従来の計算方式は、ブリッジ部を通過する磁束による磁気飽和の影響を十分反映するものではない。そこで、設計計算でも容易に用いられるような、簡便で、かつ精度良く、磁気飽和を考慮したブリッジ部インダクタンスの計算する方法も提案する。

#### ② 全閉スロット誘導電動機の二次側回路定数, 励磁電流および励磁インダクタンス計算方法とトルク特性評価技術の確立

全閉スロット誘導電動機の滑りに対するブリッジ部インダクタンスを含む回転子漏れインダクタンス, 励磁電流および励磁インダクタンスについて, それらの変化を明らかにするために, 磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて計算する方法を提案する。加えて, 滑りに対する回転子抵抗についても計算する。本提案方法を用いて計算した回転子漏れインダクタンス, 励磁電流および励磁インダクタンスは, 実測結果と比較も行い, 提案方法の妥当性を検証する。また, これまでの検討で得られた二次側回路定数を用いて滑りに対するトルク特性を計算する。特に, 全閉スロット誘導電動機の開発設計時にポイントとなる始動時と定格出力時のトルク計算結果と実測結果との比較を行い, その精度を検証する。

#### ③ かご形誘導電動機の高調波電磁力評価技術と固有振動数の評価技術の確立

かご形誘導電動機における高調波電磁力と電磁力空間分布(モード)について, 従来明確でなく, 計算式では求められない飽和などによる電磁力分布を明らかにする。また, 電磁騒音を低減するには, 電磁力の周波数と固定子鉄心の固有振動数とが一致もしくは近接して共振を発生させないように, 前もって回避すること, 固定子鉄心の固有振動数を正確に予測できることが重要となる。このため, 固定子鉄心の固有振動数を単純なリングから鉄心や巻線の入った固定子を経て, 電動機になるまでを計算式, 有限要素法や実測との比較検討を行い, 固有振動数がどのように変化するかについて体系的に整理する。

### 1.4 本論文の構成

本論文では, かご形誘導電動機を高性能化するにあたり, かご形誘導電動機のトルク特性を実用的な精度で予測するための回路定数計算技術と環境負荷を低減するための低騒音化, 低振動化に向けた評価技術について検討を行う。本論文は, 以下の内容で構成されている。

第1章では, 本研究の背景となる技術的な経緯および目的を述べ, 本研究の意義, 位置

づけを明らかにしている。

第2章から第3章では全閉スロット誘導電動機（3相-4P-0.75kW-200V-50Hz）の二次側回路定数（回転子抵抗および回転子漏れインダクタンス）計算の高精度化について検討を行っている。

第2章では、全閉スロット誘導電動機の回転子ブリッジ部インダクタンス特性について述べる。

全閉スロット誘導電動機（3相-4P-0.75kW-200V-50Hz）の回転子単体を利用し、サーチコイルを用いた、回転子バー電流に対するブリッジ部磁束密度、鎖交磁束を実測し、ブリッジ部インダクタンスの変化について明らかにしている。この実測を有限要素法による磁界解析で模擬し、ブリッジ部の鎖交磁束や磁気エネルギー、磁気随伴エネルギーを求め、回転子バー電流に対するブリッジ部インダクタンスを計算し、実測との比較検討を行っている。磁界解析から得られたブリッジ部の磁気エネルギー、磁気随伴エネルギーを用いたブリッジ部インダクタンスの計算方法は、ここで新たに提案した方法であり、妥当性についても検証を行っている。

続いて、同全閉スロット誘導電動機を検討対象とし、先に検討した有限要素法による磁界解析から得られる磁気エネルギー、磁気随伴エネルギーを用いたブリッジ部インダクタンスの計算方法を用いて、各滑り（回転子バー電流）に対するブリッジ部インダクタンスの変化を明らかにしている。

前述の磁界解析を用いたブリッジ部インダクタンスの計算方法は、複雑で時間がかかるため、この方法をかご形誘導電動機のルーチン設計の中にそのまま組み込むことは難しい場合が多い。ルーチン設計で用いるためには、その計算プロセスが、従来のスロット漏れリアクタンスの計算と同程度であることが望ましい。全閉スロット誘導電動機の開発設計段階において、なるべく簡易的に、電磁鋼板の未飽和領域（小さなアンペアターン）から飽和領域（大きなアンペアターン）まで、すなわち、幅広い滑りの範囲において、ブリッジ部インダクタンスを精度よく計算可能な等価B-H法について新たに提案している。

第3章では、全閉スロット誘導電動機における二次側回路定数計算について述べる。

有限要素法を用い、全閉スロット誘導電動機の滑りに対する回転子抵抗や第2章で提案した磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて計算した回転子漏れインダクタンスの変化を明らかにしている。また、無負荷試験および拘束試験から二次側回路定数を計算し、解析より得られた結果との比較を行い、妥当性の検証を行っている。

第4章では、全閉スロット誘導電動機の励磁電流や励磁インダクタンスの計算方法やこれまでの検討で得られた二次側回路定数を用いて計算したトルク特性について述べる。

通常、等価回路計算などでは、励磁電流および励磁インダクタンスは一定として扱われている。滑りに対するそれぞれの変化を明らかにするために、有限要素法から得られる 1 次電流および 2 次電流や電動機各部の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて、滑りに対する励磁電流および励磁インダクタンスを計算する方法を提案している。本方法を 3 相-4P-0.75kW-200V-50Hz の全閉スロット誘導電動機に適用し、滑りに対する励磁電流や励磁インダクタンスの変化を計算するとともに、無負荷試験および拘束試験から求めたそれらの値と比較を行うことで、妥当性の検証を行っている。また、解析より得られた滑りに対するトルク特性、実測のトルク特性およびこれまでの検討で得られた二次側回路定数や励磁インダクタンスを利用してスタインメッツ法<sup>(80)</sup>により計算したトルク特性との比較を行い、全閉スロット誘導電動機のトルク特性を精度よく予測することができる二次側回路定数や励磁インダクタンスの計算方法について明らかにしている。

第 5 章から第 6 章では、かご形誘導電動機の低騒音化、低振動化に向けた評価技術の検討を行っている。

第 5 章では、かご形誘導電動機において、飽和を考慮した高調波磁束と電磁力の空間分布について述べる。

まず、分布巻である固定子の歯部表面にサーチコイルを取付け、高調波磁束と電磁力の空間分布を実測により明らかにしている。次に、有限要素法による磁界解析から実測と同様の方法で高調波磁束と電磁力の空間分布を求め、また、これまで報告されている計算式を用いて電磁力の空間分布や周波数も求め、それぞれの比較検討を行っている。その結果、電磁力の各高調波の空間分布は、計算式、実測および磁界解析の結果とよく一致し、従来明確でなく、計算式では求められない飽和などによる電磁力の空間分布も解析、測定できることを明らかにしている。

第 6 章では、かご形誘導電動機の騒音や振動に関する機械的な固有振動数の変化について述べる。

電磁騒音や振動を低減するには、電磁力の周波数と固定子鉄心の固有振動数とが一致もしくは近接して共振を発生させないように、前もって回避すること、固定子鉄心の固有振動数を正確に予測できることが重要である。そこで、固定子鉄心の固有振動数を単純なリングから電動機に至るまで、段階毎に追加される構造部材の影響を考慮し、計算式、有限要素法や実測による検討を行い、固有振動数がどのように変化するかについて体系的に明らかにしている。スロットや切欠きのない単純な鉄のリングを出発点として、巻線を収めた固定子鉄心を経て電動機になるまで、機械的な固有振動数がどのように変化するかについて、解析を用いて検討している。各段階での機械的な固有振動数を把握することより、

個々の固有振動数が，どのような要因で発生しているかを明らかにしている。また，電動機としての固有振動数を，精度良く求める方法を述べている。

第7章では，本論文の成果を要約し，まとめとしている。

## 参考文献

- (1) 豊原尚実：「環境に配慮した社会インフラ基盤技術と東芝の取組み」, 東芝レビュー, Vol.70, No.5, pp.2-7 (2015)
- (2) 仲興起・安藤和秋：「高効率・省エネモータの技術動向」, 機械設計, 第 57 巻, 第 8 号 (2013 年 8 月号)
- (3) 経済産業省. “中間とりまとめ (案)”. 総合資源エネルギー調査会 省エネルギー基準部会 三相誘導電動機判断基準小委員会 (第 2 回). 2013-01. 2013, 資料 4
- (4) IEC 60034-30-1 : 2014. Rotating electrical machines – Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE code).
- (5) 小倉工・伊東淳一：「インバータの運転方式に応じた総合損失の評価」, 半導体電力変換/リニアドライブ合同研究会, SPC-09-184, LD-09-74 (2009)
- (6) 小倉工・伊東淳一：「インバータによる永久磁石電動機駆動時の総合損失評価」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-11-8, PSE-11-25, SPC-11-62 (2011)
- (7) 佐藤大介・伊東淳一：「永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量低減に関する一検討」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-14-88, MD-14-65 (2014)
- (8) 竹内活徳・松下真琴・小玉純康・中村利一・石田尚・渡邊剛・島和男・深見正：「磁気飽和を考慮した巻線界磁形同期機のモデル化に関する考察」, 平成 29 年電気学会全国大会, Vol.5, pp.97-98 (2017)
- (9) 誘導機電磁騒音解析技術調査専門委員会：「誘導電動機の電磁振動と騒音の解析技術」, 電気学会技術報告, No.1048 (2006)
- (10) 野田伸一・石橋文徳監修：「モータの騒音・振動とその低減対策」, エヌ・ティ・エス (2011)
- (11) 安岡育雄・青山育也・石川倫章：「省エネルギーと環境適合性を追求する鉄道車両用パワーエレクトロニクス装置」, 東芝レビュー, Vol.57, No.8, pp.22-26 (2002)
- (12) 高橋幸人： “電機機器設計 II”, 共立出版 (1952)
- (13) Richter : “Electrische Maschinen”, VERLAG BIRKHÄUSER (1954)
- (14) Veinott : “Theory and design of small induction motor”, McGRAW-HILL (1959)
- (15) М.Н.Сцуннов : “ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЕОМЕТРИИ ЗАКРЫТОГО ПАЗА РОТОРА КОРОТКОЗАМКНУТОГО АСИХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ”, ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИИ, No.2, pp.150-154 (1966)

- (16) T.S.Birch and O.I.Butler : “Permeance of closed-slot bridges and its effect on induction-motor-current computation”, *Proc. IEE*, Vol.118, No.1, January, pp.169-172 (1971)
- (17) S.Williamson and M.C.Begg : “Calculation of the bar resistance and leakage reactance of cage rotors with closed slots”, *IEE Proc. B*, Vol.132, No.3, May, pp.125-132(1985)
- (18) 北島純・後藤隆司・山本修・荒隆裕 : 「かご形回転子の漏れインダクタンスの非線形性を考慮した直流試験法に関する検討」, 平成 24 年電気学会全国大会, No.5, pp.67-68 (2012)
- (19) 電気学会 電気規格調査会標準基準 : 「誘導機」, JEC-2137 (2000)
- (20) 電気学会 電気規格調査会標準基準 : 「誘導機」, JEC-37 (1979)
- (21) J. Nerg, J. Pyrhönen and J. Partanen : “Finite Element Modeling of the Magnetizing Inductance of an Induction Motor as a Function of Torque”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.40, No.4, pp. 2047-2049, (2004-7)
- (22) 山崎克巳・鈴木章浩・大戸基道・高倉照幸 : 「電磁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)
- (23) K. Yamazaki : “An Efficient Procedure to Calculate Equivalent Circuit Parameter of Induction Motor Using 3-D Nonlinear Time-Stepping Finite-Element Method” , *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.38, No.2, pp.1281-1284 (2002)
- (24) Do-Wan Kim, Hyun-Kyo Jung, Song-Yop Hahn : “Equivalent Circuit Modeling for Transient Analysis of Induction Motors with Three Dimensional Finite Element Analysis” , *Proc. IEEE-IEMDC'99*, pp.201-203 (1999)
- (25) Z. Ling, L. Zhou, S. Guo and Y. Zhang : “Equivalent Circuit Parameters Calculation of Induction Motor by Finite Element Analysis”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.50, No.2, Feb. (2014)
- (26) A. Boglietti, A. Cavagnino, and M. Lazzari : “Computational algorithms for induction motor equivalent circuit parameter determination-Part I: Resistances and leakage reactances”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.58, No.9, pp. 3723-3733, Sep. (2011)
- (27) 野田伸一・水野末良・近藤敦美 : 「インバータ駆動時におけるモータの騒音と振動」, モータドライブ/回転機合同研究会, MD-11-21, RM-11-42 (2011)
- (28) J. Le Besnerais, M. Hecquet, and P. Brochet : “Characterization and Reduction of Audible Magnetic Noise Due to PWM Supply in Induction Machines”, *IEEE Trans. IA*, Vol.57, No.4, pp.1288-1295 (2010)

- (29) Chunyu Wang, Xiaohua Bao, Sheng Xu, Yang Zhou, Wei Xu and Yuanyang Chen : “Analysis of Vibration and Noise for Different Skewed Slot-Type Squirrel-Cage Induction Motors”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.53, No.11 (2017)
- (30) Do-Jin Kim, Hae-Joong Kim, Jung-Pyo Hong, Chul-Jun Park : “Estimation of Acoustic Noise and Vibration in an Induction Machine Considering Rotor Eccentricity”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.50, No.2 (2014)
- (31) PG, Sperling : ”Experience in the Prediction of Electromagnetically Generated Machine Noise”, *Siemens Review* Vol. X X X VII, No.3, pp.92-197 (1970)
- (32) F. Kako, T. Tsuruta, K. Nagaishi, and H. Kohmo : “Experimental study on magnetic noise of large induction motors”, *IEEE Trans. Power Appr. Syst.*, Vol.PAS-102, No.8 (1983)
- (33) 衛藤護, 松倉欣孝, 下野信男, 羽部邦明, 加古文敏: 「誘導電動機の電磁騒音の解析」, 三菱電機技報, Vol.48, No.10, pp.1201-1206 (1974)
- (34) 石橋文徳・野田伸一・森貞明: 「小形誘導電動機の電磁振動について」, 電学論 D, Vol.112, No.3, pp.307-313 (1992-3)
- (35) T. Kobayashi, F. Tajima, M. Itou, and H. Koharagi : “Effect of slot combination on acoustic noise from induction motors”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.33, No.2, pp.2101-2104 (1998)
- (36) F. Ishibashi, S. Noda, M. Mochizuki : "Numerical simulation of electromagnetic vibration of small induction motors", *IEE-Proc., Part-B*, Vol.145, No.6, pp.528-534 (1998-11)
- (37) F. Ishibashi, K. Kamimoto, S. Noda, and K. Itomi : “Small Induction Motor Noise Calculation”, *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.18, No.3, pp.357-361 (2003-9)
- (38) R. Yacimini, S.C. Chang, and K.S. Smith : “Noise generation in marine motors”, *Trans. IMarE.(UK)*, Vol.107, Part4, pp.241-256 (1995)
- (39) 廣塚功・佐藤悠太・坪井和男・高橋洋介: 「三相かご形誘導電動機の電磁振動・電磁騒音の半径方向分布に関する基礎的検討 - 機械系の影響を同一にした場合 - 」, 平成 25 年電気学会全国大会, No.5, pp. 59 (2013)
- (40) 江夏秀俊・菊地聡・小田圭二・小泉孝行・齋藤泰行・押田学: 「インバータ駆動誘導電動機の加振力解析」, 平成 24 年電気学会全国大会, No.5, pp.80-81 (2012)
- (41) 佐々木堂・高田俊次・佐伯鈴弘・石橋文徳・野田伸一: 「高調波を重畳した励磁における電磁鋼板の磁気ひずみ」, 電学論 A, Vol.112, No.6, pp.539-544 (1992-6)
- (42) 石橋文徳・野田伸一・柳瀬俊次・佐々木堂: 「磁気歪みと電動機の振動について」, 電学論 A, Vol.123, No.6, pp.569-573 (2003-6)
- (43) 廣塚功・坪井和男: 「かご形誘導電動機のスロット数組合せによる電磁振動の実験的

- 考察」, 電学論 D, Vol.106, No. 5, pp.347-354 (1989-5)
- (44) 廣塚功・坪井和男・中村敬就・石橋文徳：「かご形誘導電動機の高調波電圧による電磁振動発生に関する考察」, 電学論 D, Vol.113, No. 3, pp.394-402 (1993-3)
- (45) 坪井和男・廣塚功・石橋文徳：「かご形誘導電動機の負荷時における電磁振動の発生原因と特徴」, 電学論 D, Vol.117, No. 1, pp.73-80 (1997-1)
- (46) 廣塚功・坪井和男：「かご形誘導電動機の負荷時電磁振動に及ぼすスロット数組合せと斜めスロットの影響」, 電学論 D, Vol.119, No. 8/9, pp.1080-1089 (1999-8/9)
- (47) 石橋文徳・野田伸一・神本勝巳・荻野一哉：「誘導電動機ギャップの磁束密度空間分布解析」, 電学論 D, Vol.124, No.11, pp.1120-1125 (2004)
- (48) K.J. Binns, et al : "Some concepts involved in the analysis of the magnetic field in cage induction machines", *Proc. Inst. Elect. Engrs*, Vol.122, pp.169-174 (1975)
- (49) 石橋文徳・小林和夫：「小形かご形誘導電動機の高調波磁束の実験的考察」, 電学論 D, Vol.110, No.8, pp.891-898 (1990-8)
- (50) M.Liwschitz- Garik and C.C. Whipple : "Alternating-Current Machines", 2nd Edition, D. Van Nostrand Company Inc. (1961)
- (51) 石崎彰・梁国輝・斎藤和夫：「誘導電動機のギャップにおける高調波磁束密度の定量的検討」, 電学論 D, Vol.109, No.10, pp.741-748 (1989-10)
- (52) 荻野一哉・石橋文徳・野田伸一：「誘導機の磁束の空間分布シミュレーション」, 電気学会回研, RM-02-121, pp.77-80 (2002)
- (53) W. R. Finley : "Noise in Induction Motor – Causes and Treatments", *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol.27, No.6, pp.1204-1213(1991-11/12)
- (54) 塩幡宏規・根本佳奈子・名川泰正・坂本茂・小林孝司・伊藤元哉・小原木春雄：「電磁力励起による電動機の振動放射音解析法」, 電学論 D, Vol.118, No.11, pp.1301-1307 (1998-11)
- (55) 奥田宏史・藤本登・吉崎正宣：「誘導電動機の電磁うなり振動騒音の発生原因」, 電学論 B, Vol.98, No.8, pp.25-32 (1978-8)
- (56) D. Mori and T. Ishikawa : "Force and Vibration Analysis of Induction Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No.5, pp. 1948-1951 (2005)
- (57) T. Ishikawa : "Analysis of Natural Frequency, Radial Force and Vibration of Induction Motors Fed by PWM Inverter", Chapter 9 of *Induction Motors - Modelling and Control*, Rui Esteves Araujo (2012)
- (58) 石川赴夫・磯貝拓矢・橋本誠司・松波道夫：「PWM インバータ駆動誘導電動機の磁

- 気吸引力と振動」, 回転機研究会, RM-02-121, pp,77-80 (2002)
- (59) A. J. Ellison : “Effect of rotor eccentricity on acoustic noise from induction motor”, *Proc. Instn Elect. Engrs.*, Vol. 118, 174 (1971)
- (60) 高橋政行・山中禎靖・大石久己・疋田 光孝 : 「小型ファンモータ用三相誘導電動機の電磁振動に関する実験的検証 (巻線仕様による電磁振動の低減)」, 日本機械学会論文集, Vol.82, No.837, pp.1-16 (2016)
- (61) 吉武裕・茅原晃希・片原田浩之・田川夏湖・野崎優・森山皓太・山崎 豪 : 「電動機固定子の不均一質量・ばね支持・フードダンパを用いた制振」, 日本 AEM 学会誌, Vol.25, No.1, pp.42-48 (2017)
- (62) P. L. Alger : “The Magnetic Noise of Polyphase Induction Motors”, *AIEE*, Vol.73, pp.118-125 (1954)
- (63) 石橋文徳・野田伸一 : 「誘導電動機の電磁場—振動・騒音場連係解析」, 日本 AEM 学会誌, Vol.7, No.1, pp.21-27 (1999)
- (64) 松平精 : “基礎振動学”, 共立出版株式会社 (1973)
- (65) 日本機械学会編 : “機械工学便覧”, 日本機械学会 (1985)
- (66) S.P. Verma, and R.S. Girgis : “Resonance frequencies of electrical machine stators having encased construction, Part I: Derivation of the general frequency equation”, *IEEE Trans. PAS-92*, pp.1577-1585 (1973)
- (67) S.P. Verma, and R.S. Girgis : “Resonance frequencies of electrical machine stators having encased construction, Part II: Numerical results and experimental verification”, *IEEE Trans. PAS-92*, pp.1586-1593 (1973)
- (68) S.P. Verma, and R.S. Girgis : “Considerations in the choice of main dimensions of stators of electrical machines in relation to their vibration characteristics”, IEEE Industry Applications Society Meeting, Pittsburgh (1974)
- (69) S.P. Verma, and R.S. Girgis : “Resonant frequencies and vibration behavior of stators of electrical machines as effected by teeth, windings, frame and laminations”, *IEEE Trans. Power Appar. Syst. PAS-98*, pp.1446-1455, (1979)
- (70) S.P. Verma, and R.S. Girgis : “Method for accurate determination of resonant frequencies and vibration behavior of stators of electrical machines”, *IEE Proc., B, Electrical Power and Applications*, Vol.128, pp.1-11, (1981)
- (71) S.P. Verma, and R.S. Girgis : “Experimental verification of resonant frequencies and vibration behavior of stators of electrical machines, Part 1-Models, experimental procedure

- and apparatus”, *IEE Proc., B, Electrical Power and Applications* Vol.128, pp. 12-21, (1981)
- (72) S.P. Verma, and R.S. Girgis : “Experimental verification of resonant frequencies and vibration behavior of stators of electrical machines, Part2-Experimental investigations and results”, *IEE Proc., B, Electrical Power and Applications* Vol.128, pp. 22-32, (1981)
- (73) Watanabe, S., Kenjo, S., Ide, K., Sato F., and Yamamoto, M. : “Natural frequencies and vibration behavior of motor stators”, *IEEE Trans. Power Appr. Syst.*, Vol.102, pp.949-956, (1982)
- (74) 志賀元弘 : 「誘導電動機固定子の固有振動数 (第1報, 半径方向振動特性)」, 日本機械学会論文集, Vol.50, No.451, pp. 464-469 (1984)
- (75) 志賀元弘 : 「誘導電動機固定子の固有振動数 (第2報, 半径方向固有振動数解析)」, 日本機械学会論文集, Vol.51, No.461, pp.26-34 (1985)
- (76) 志賀元弘 : 「誘導電動機固定子の固有振動数」, 日本機械学会論文集, Vol.51, No.471, pp.2760-2767 (1985)
- (77) 串正樹・塩幡宏規・大塚貴子・太郎田敦・鐘艶・川井洋一・古屋美幸 : 「小形ファンモータの振動騒音特性の実験的解明に関する研究」, 日本機械学会論文集, Vol.80, No.820, pp.1-18 (2014)
- (78) 吉桑義雄・岡田順二・小河良平 : 「ファンの支持構造に着目したファンモータの騒音低減」, 日本機械学会論文集, Vol.79, No.801, pp.759-762 (2013)
- (79) 原崇文・安島俊幸・渡部眞徳・星野勝洋 : 「電圧型インバータのPWM方式による分布巻永久磁石同期モータの振動に関する検討」, 電学論D, Vol.137, No.9, pp.704-712 (2017-9)
- (80) 荻野昭三 : “誘導機器”, 電気書院 (1989)

## 第2章 全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの変化

### 2.1 まえがき

全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの計算方法については、種々の文献(1)~(5)等に示されているが、電流や磁束による飽和の影響を受け、ブリッジ部インダクタンスが大きく変化するため、回転子鉄心材やブリッジ形状が異なる場合には、精度が得られない場合が多い。

本章では、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスを精度良く求めるために、まず、全閉スロット誘導電動機(3相-4P-0.75kW-200V-50Hz)の回転子単体を利用し、サーチコイルを用いた、回転子バー電流に対するブリッジ部磁束密度および鎖交磁束を実測し、ブリッジ部インダクタンスの変化について検討する。このようなブリッジを対象にした実機評価は、これまで行われていない。この実測を有限要素法による磁界解析で模擬し、解析から得られる磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを用いたブリッジ部インダクタンス計算方法を提案し、実測との比較検討を行い、妥当性を検証する。

次に、同全閉スロット誘導電動機を対象とし、先に提案した磁界解析から得られる磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いたブリッジ部インダクタンスの計算方法により、各滑り(回転子バー電流)に対するブリッジ部インダクタンスの変化を明らかにする。さらに、文献(2)~(4)で報告されている計算方法からブリッジ部インダクタンスを計算し、比較を行う。

有限要素法による磁界解析から得られる磁気エネルギーや鎖交磁束を用いたブリッジ部インダクタンスの計算方法を、そのまま全閉スロット誘導電動機の日常の設計計算に採用することは困難な場合が多い。これは、設計過程が煩雑となり、かつ、時間を要することになるからである。そこで、日常の設計計算で、簡便に、かつ、精度良く、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスを計算する新しい方法(等価B-H法)も提案する。本方法を用いることにより、回転子バーによる広範囲な起磁力範囲においても、高精度に全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスを得ることが可能となる。

### 2.2 全閉スロット誘導電動機の回転子単体を用いたブリッジ部インダクタンスの測定<sup>(6)</sup>

本節では全閉スロットのブリッジ部磁束密度およびブリッジ部インダクタンスについて、表 2-1 に示す定格の電動機の全閉スロット回転子単体を用い、実測を行なった。これは、

実際の電動機では固定子があるため磁束の大部分は固定子側へ行き、ブリッジ部を通る磁束はいわゆる漏れ磁束のみであり、電流が小さいと少ない。しかし、回転子単体として実測を行った場合には、固定子側が空気であり、回転子バーに流した電流による磁束のほとんどがブリッジ部を通過するようになることから、ブリッジ部を容易に飽和させることができるためである。

検討対象とした全閉スロット回転子の仕様を表 2-2 に、断面形状を図 2-1 および図 2-2 に示す。鉄心材料として使用されている電磁鋼板(50H1300)の磁気特性<sup>(7)</sup>を図 2-3 に示す。

実際の誘導電動機における回転子バー電流は、基本周波数として滑り周波数で変化するとともに、高調波周波数も含むが、ブリッジ部磁束密度およびブリッジ部インダクタンスの周波数による影響は非常に小さいと仮定し、商用周波数(50Hz)のみで評価を行った。

表 2-1 電動機定格

| Items                               | Values    |
|-------------------------------------|-----------|
| Phases and poles                    | 3 , 4     |
| Rated output(kW)                    | 0.75      |
| Rated voltage(V) / Rated current(A) | 200 / 3.7 |
| Rated frequency(Hz)                 | 50        |
| Rated speed(min <sup>-1</sup> )     | 1415      |
| Rated Slip(%)                       | 5.67      |
| Rotor-cage material                 | Aluminum  |
| Thermal class                       | Class E   |

表 2-2 回転子仕様

| Items                          | Values   |
|--------------------------------|----------|
| Number of slots                | 44       |
| Stack length (mm)              | 37.7     |
| Bar material                   | Aluminum |
| Diameter (outer) (mm)          | 91.46    |
| Bridge depth (mm)              | 0.25     |
| Hole dia. for search coil (mm) | φ1.0     |

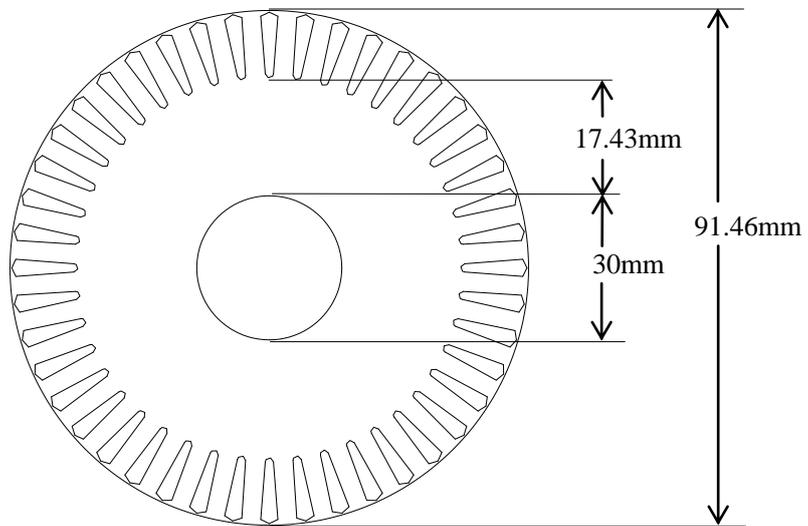


図 2-1 回転子断面形状

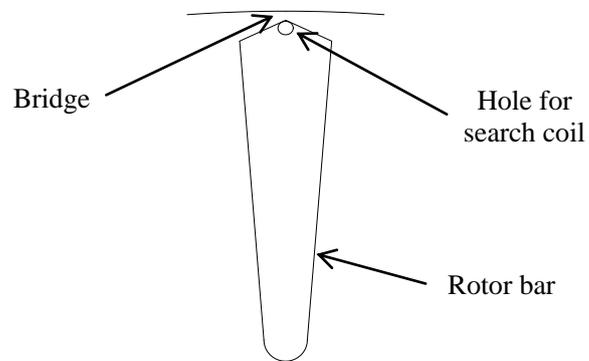


図 2-2 回転子バー断面図

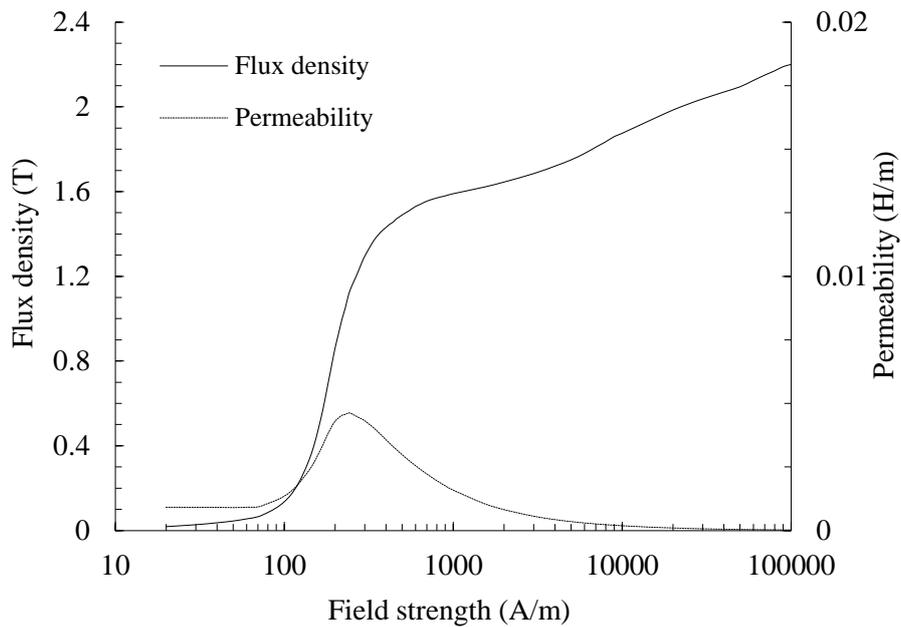


図 2-3 鉄心材料として使用されている電磁鋼板の磁気特性(50H1300)<sup>(7)</sup>

### 2.2.1 回転子単体を用いたブリッジ部磁束密度の実測方法

ブリッジ部磁束密度を実測するための回路構成を図 2-4 に示す。この回転子には、ブリッジ部の磁束密度を測定するサーチコイルを取り付けるため（図 2-2 参照），回転子バーの先端に直径 1mm の穴を開けてある。スライダックと可変抵抗を用い回転子バーに商用周波数(50Hz)の電圧を加え，電流を 0.5～20A まで変化させ各々の電流でのサーチコイル端子間に発生する電圧を測定した。得られた電圧波形を積分後，周波数分析を行い，その基本波成分から磁束密度と鎖交磁束を求めた。

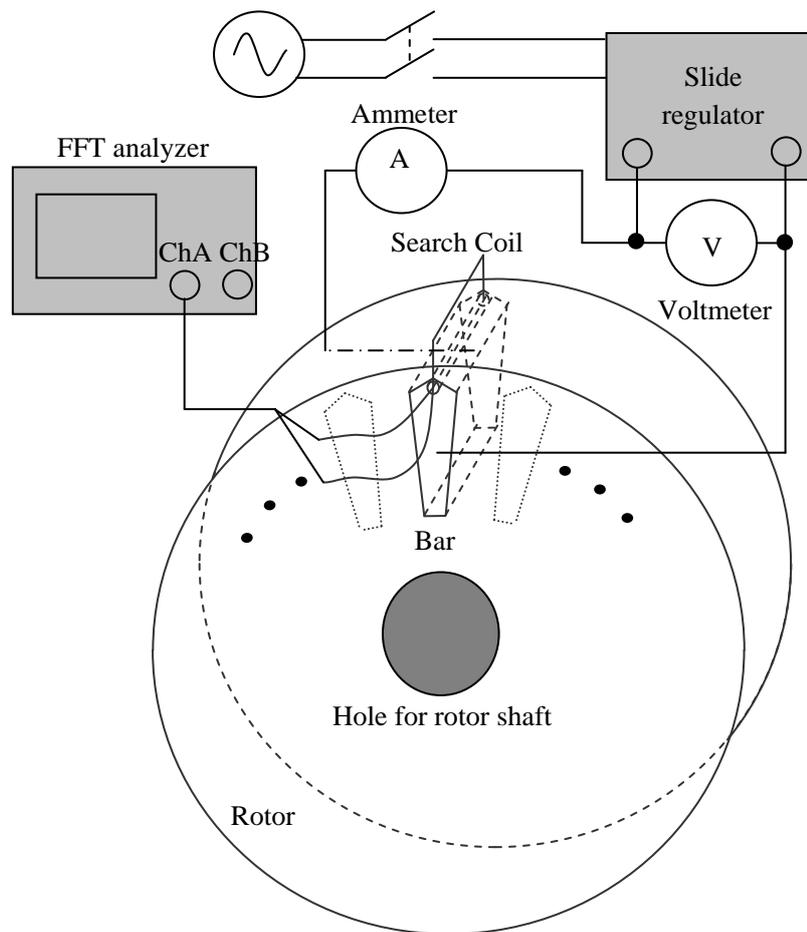


図 2-4 測定回路構成図

### 2.2.2 回転子単体を用いたブリッジ部磁束密度の実測結果

回転子単体を用いたブリッジ部磁束密度の実測結果について表 2-3 および図 2-5 に示す。図 2-5 より 6A 以上の電流を回転子バーに流すことにより磁気飽和し始めた。実際の電動機では固定子起磁力と回転子起磁力がほぼ等しく反対であり両者の差にてブリッジ部の飽和の程度が決まるが、今回のように回転子バー電流の起磁力のみの場合、ブリッジ部は容易に飽和することが分かる。

図 2-6 および図 2-7 に電流 1A および電流 20A 時のサーチコイル間電圧を積分して求めた鎖交磁束を示す。電流が小さい場合には、サーチコイル間鎖交磁束は正弦波形状となっているが、電流が大きい場合には正弦波形状とならない。これは電流が小さい場合には、表 2-3 から判るようにブリッジ部磁束密度は低く飽和していないが、電流が大きい場合には、ブリッジ部磁束密度が高く鉄心が飽和するため、このような鎖交磁束波形になると考えられる。

表 2-3 回転子単体を用いたブリッジ部磁束密度と鎖交磁束実測結果

| Current(A) | Magnetic flux density (T)<br>(fundamental value) | Flux linkage (Wb)<br>(fundamental value) |
|------------|--|--|
| 0.5        | 0.08   | $1.16 \times 10^{-6}$                    |
| 1          | 0.23   | $3.17 \times 10^{-6}$                    |
| 2          | 0.66   | $9.02 \times 10^{-6}$                    |
| 4          | 1.28   | $1.77 \times 10^{-5}$                    |
| 6          | 1.52   | $2.10 \times 10^{-5}$                    |
| 8          | 1.67   | $2.29 \times 10^{-5}$                    |
| 10         | 1.77   | $2.43 \times 10^{-5}$                    |
| 12         | 1.87   | $2.58 \times 10^{-5}$                    |
| 20         | 2.11   | $2.91 \times 10^{-5}$                    |

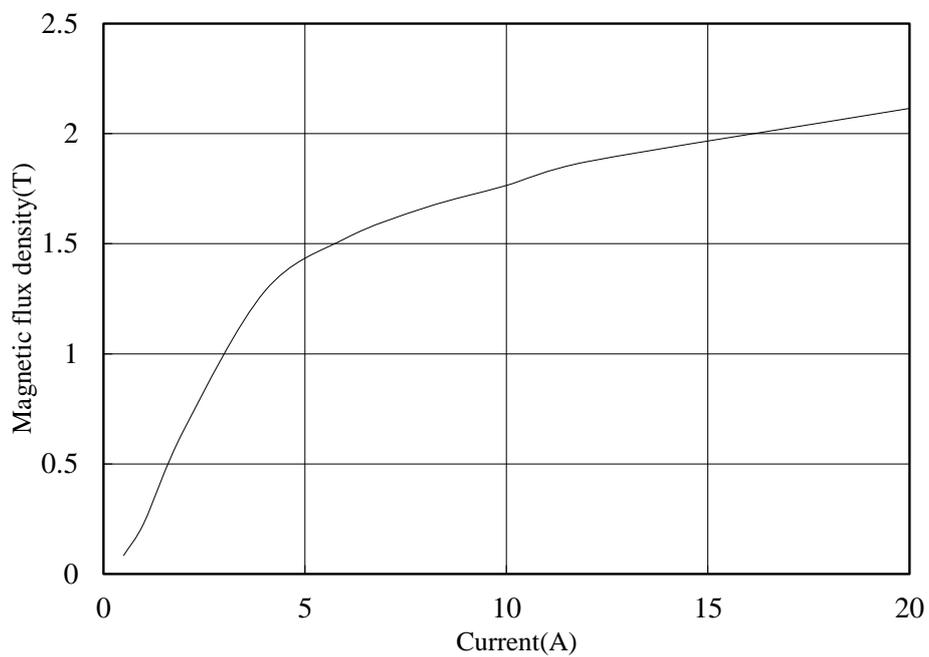


図 2-5 回転子バー電流を変化させたときのブリッジ部磁束密度  
(回転子単体)

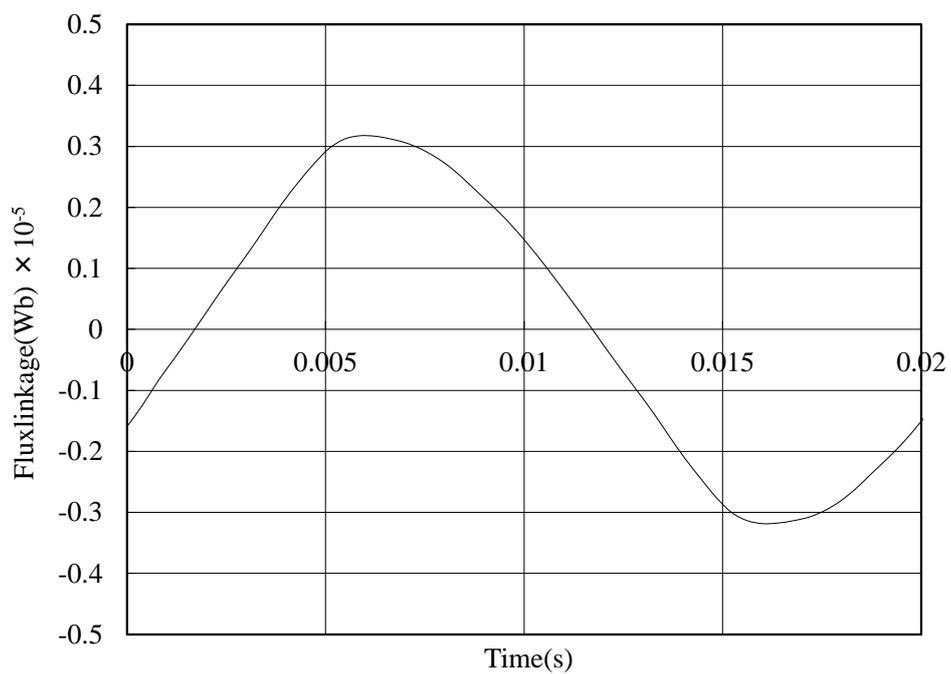


図 2-6 ブリッジ部鎖交磁束 (回転子バー電流 1A : 未飽和)  
(回転子単体)

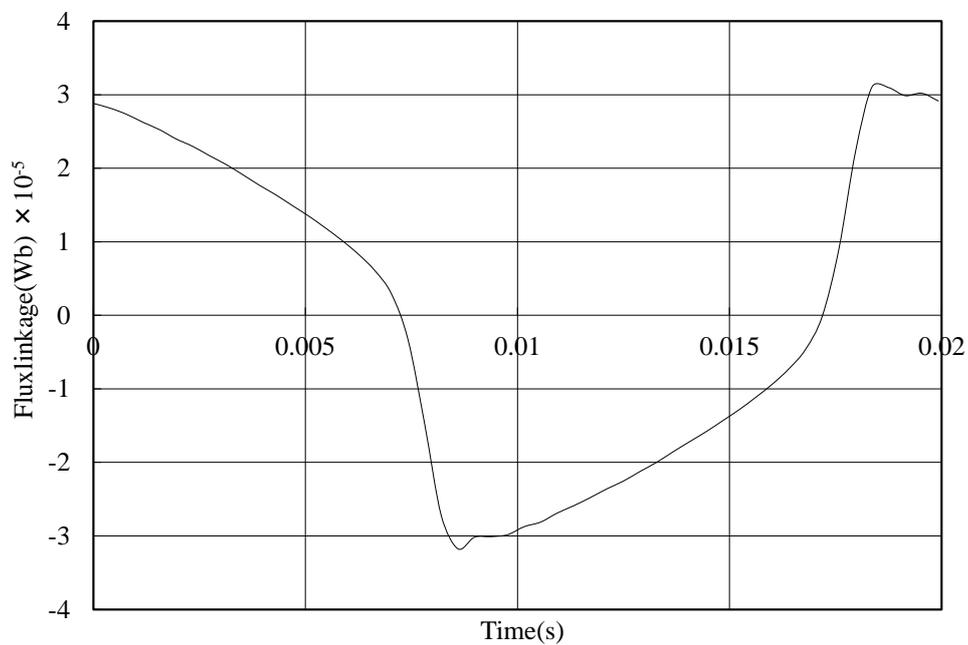


図 2-7 ブリッジ部鎖交磁束 (回転子バー電流 20A : 飽和)  
(回転子単体)

### 2.2.3 回転子単体を用いたブリッジ部インダクタンスの実測結果

ブリッジ部インダクタンスは、2.2.2 項で得られたブリッジ部鎖交磁束の基本波を用いて、(2-1)式から求めた<sup>(8)</sup>。結果を表 2-4 および図 2-8 に示す。

$$L = \frac{\psi}{i} \quad (2-1)$$

ここで  $\psi$  : 鎖交磁束(基本波)(Wb),  $i$  : 電流(基本波)(A),  $L$  : インダクタンス(H)

ブリッジ部インダクタンスは、電流を増加させていくとある電流値で最大値を示し、その後、電流が増加するに従い低下する傾向を示すことが確認できた。

表 2-4 ブリッジ部インダクタンスの実測結果 (回転子単体)

| Current(A) | Inductance( $\mu$ H) |
|------------|----------------------|
| 0.5        | 1.64                 |
| 1.0        | 2.24                 |
| 2.0        | 3.19                 |
| 4.0        | 3.12                 |
| 6.0        | 2.47                 |
| 8.0        | 2.02                 |
| 10.0       | 1.72                 |
| 12.0       | 1.52                 |
| 20.0       | 1.03                 |

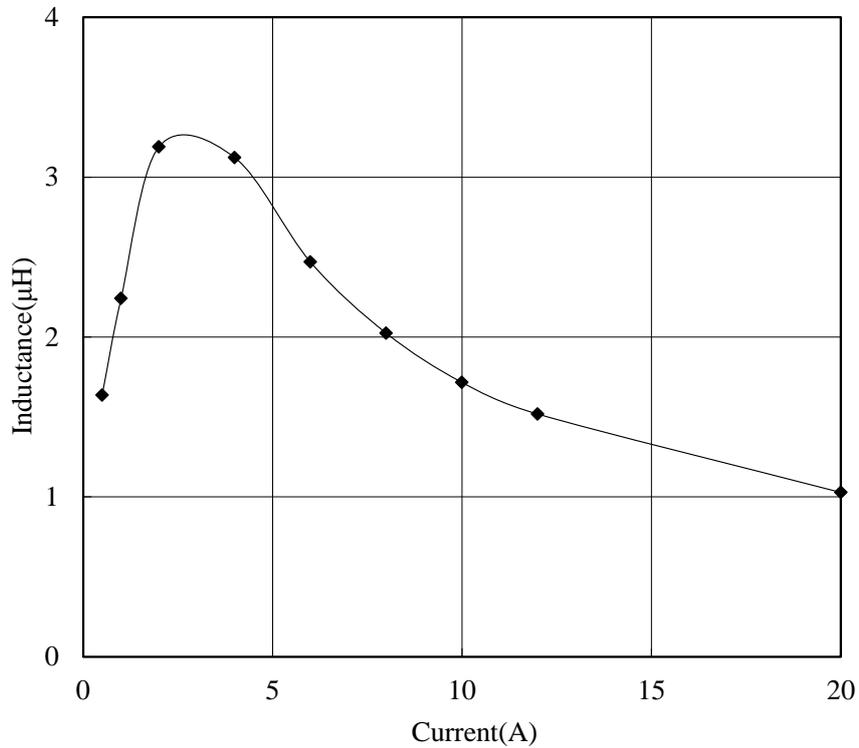


図 2-8 ブリッジ部インダクタンス実測結果 (回転子単体)

### 2.3 全閉スロット誘導電動機の回転子単体を用いたブリッジ部インダクタンスの測定を模擬した有限要素法解析<sup>(6)</sup>

#### 2.3.1 解析条件

2.1 節の測定を非線形 2 次元静磁界解析で模擬した。表 2-5, 図 2-9 および図 2-10 に FEM 解析の仕様, モデルやメッシュ図 (解析モデル全体) および 1 スロット分のメッシュ詳細図を示す。解析では回転子外側の空気層も含めた 1/2 モデルのみで計算を行った。計算対象回転子バーをモデル最上部に置くことで, 両端の影響が無く, 解析領域を 1/2 としても磁束の流れ等に影響を及ぼさない。回転子バーに流す電流を測定と同様に変化させ, それぞれの場合におけるブリッジ部鎖交磁束や磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを求めた。

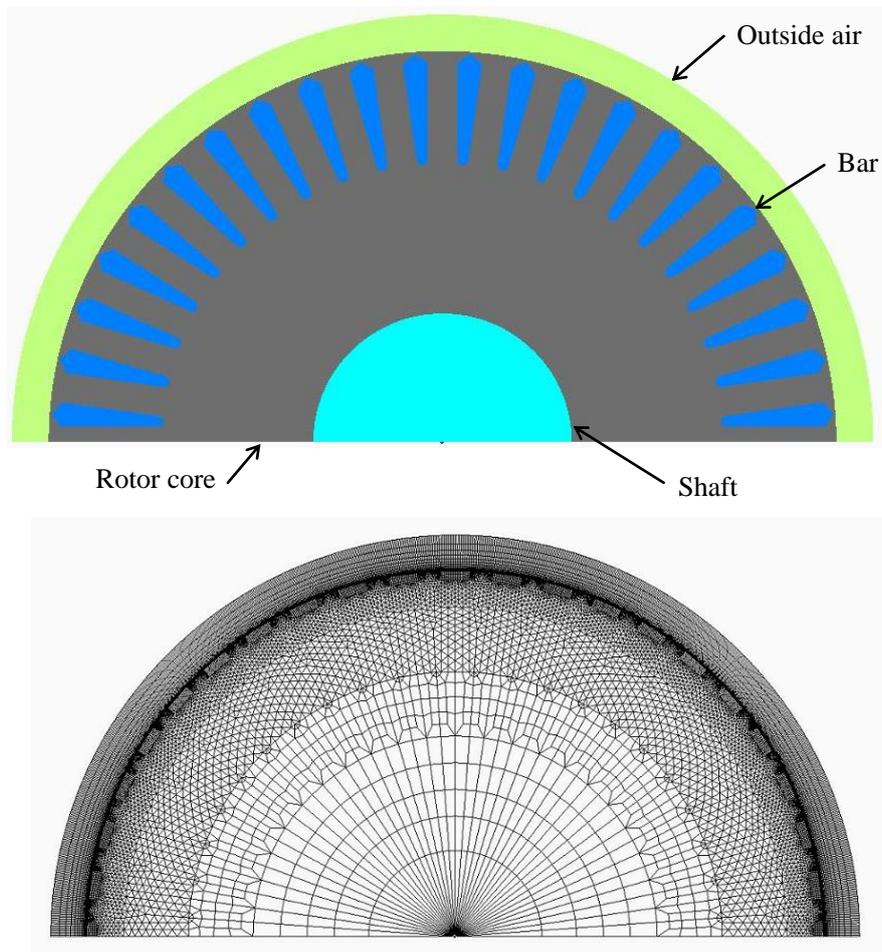


図 2-9 FEM モデル・メッシュモデル

表 2-5 FEM 解析における節点数と要素数

|                    | Magneto-static non-linear 2-dimentional<br>FEM |
|--------------------|--|
| Number of nodes    | 23919  |
| Number of elements | 29528  |

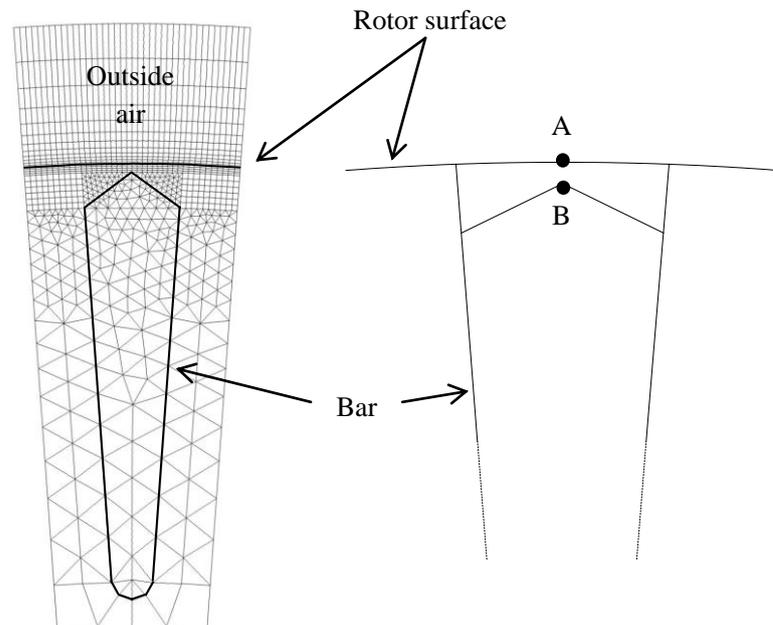


図 2-10 1 スロット分 FEM モデル

### 2.3.2 ブリッジ部磁束密度解析結果

解析にて得られたブリッジ部鎖交磁束を用いて、測定と同様に周波数分析を行い、その基本波成分から磁束密度を求めた。ブリッジ部鎖交磁束結果を表 2-6 に示す。測定結果と共に解析結果を点線にて図 2-11 に示す。同様に、図 2-12 および図 2-13 に電流 1A および 20A 時のブリッジ部鎖交磁束波形を示す。

図 2-11 より測定と解析のブリッジ部磁束密度は、ほぼ等しい結果である。飽和領域において差があるが、これは図 2-12 および図 2-13 の電流値の違いによるブリッジ部磁束密度の比較から飽和が進むに従って、ヒステリシス等の影響により測定と解析の鎖交磁束波形が異なることによる。解析では、回転子鉄心の磁化特性として初期磁化特性を用いて解析を行っている。このため、回転子バー電流による磁場の変化に対し磁束密度は初期磁化特性上を動くので、鎖交磁束波形は対称となる。実際には、磁気ヒステリシスや測定誤差の影響などから鎖交磁束波形は図 2-13 のような波形となる。このため飽和領域において差を生じてしまうと考えられる。

表 2-6 ブリッジ部鎖交磁束解析結果（回転子単体）

| Current(A) | Flux linkage (Wb)<br>(fundamental value) |
|------------|--|
| 0.5        | $1.29 \times 10^{-6}$                    |
| 1          | $3.51 \times 10^{-6}$                    |
| 2          | $8.81 \times 10^{-6}$                    |
| 4          | $1.86 \times 10^{-5}$                    |
| 6          | $2.21 \times 10^{-5}$                    |
| 8          | $2.41 \times 10^{-5}$                    |
| 10         | $2.56 \times 10^{-5}$                    |
| 12         | $2.68 \times 10^{-5}$                    |
| 20         | $2.93 \times 10^{-5}$                    |

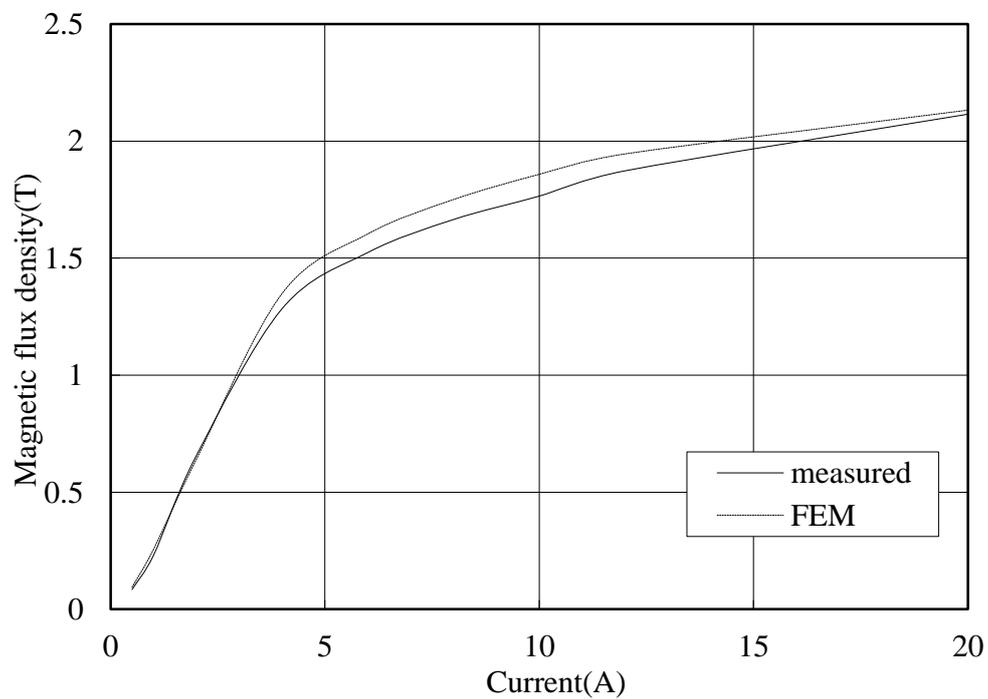


図 2-11 回転子バー電流を変化させたときのブリッジ部磁束密度  
(実測と解析結果比較：回転子単体)

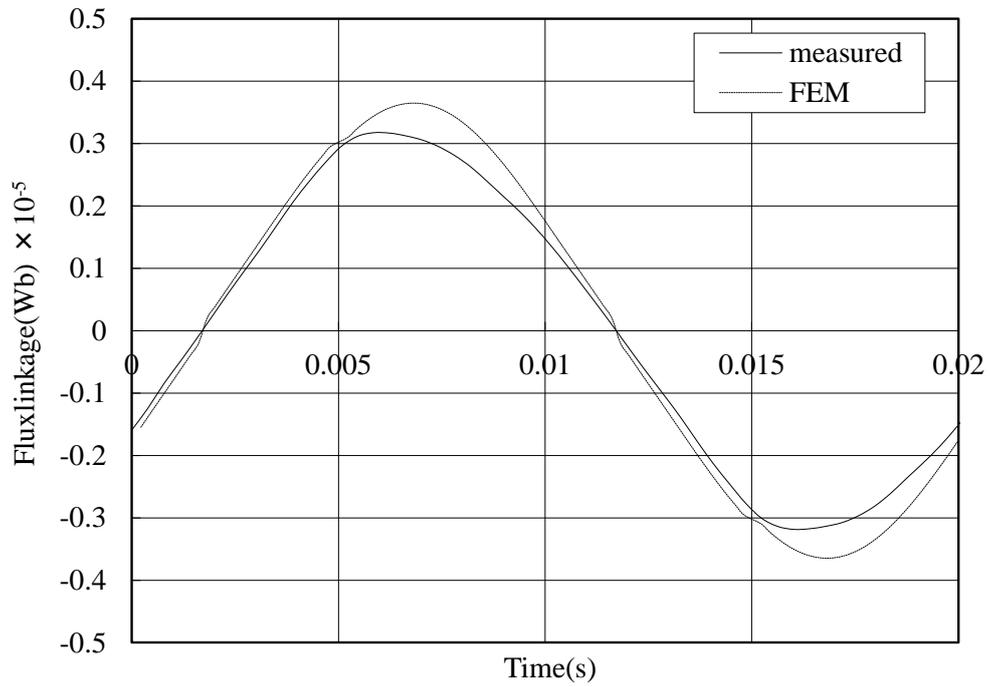


図 2-12 ブリッジ部鎖交磁束 (回転子バー電流 1A)  
(実測と解析結果比較 : 回転子単体)

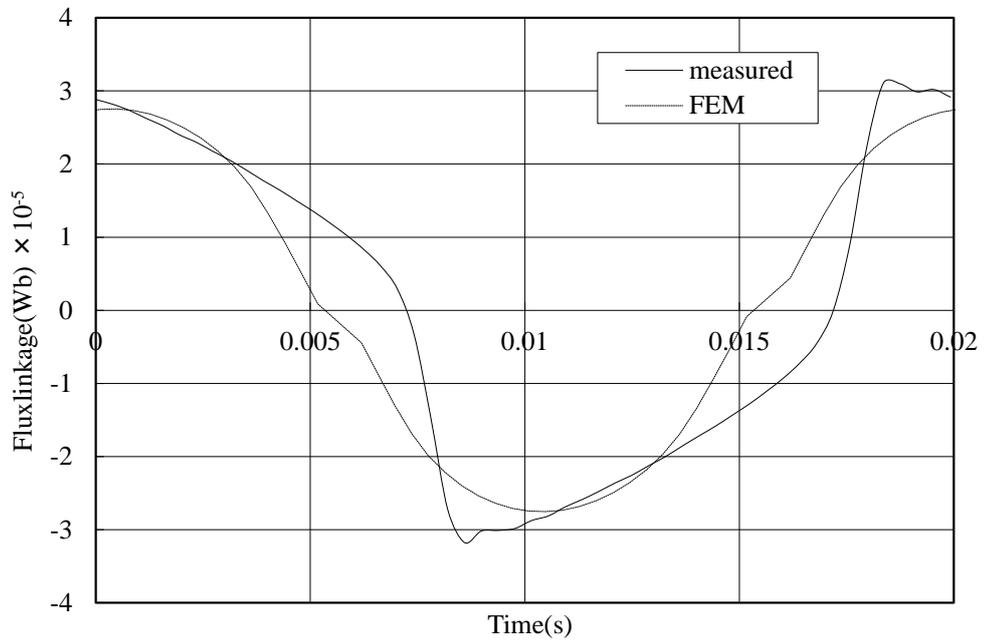


図 2-13 ブリッジ部鎖交磁束 (回転子バー電流 20A)  
(実測と解析結果比較 : 回転子単体)

### 2.3.3 ブリッジ部インダクタンス解析結果<sup>(9)-(11)</sup>

一般に、計算で、インダクタンスを求める方法として、①鎖交磁束を用いる方法、②誘起電圧を用いる方法、③磁気エネルギーを用いる方法および④回路の電圧・電流を用いる方法が挙げられる。2.2 節では、サーチコイルに発生する誘起電圧を用いて鎖交磁束を計算し、インダクタンスを求めた。本項でも、2.2 節と同様な計算方法として①鎖交磁束を用いる方法からブリッジ部インダクタンスを求める。しかし、鎖交磁束を用いた方法では、指定した面を通過する鎖交磁束が得られるが、形状に対する適用の自由度が低い。様々な複雑なブリッジ形状におけるブリッジ部インダクタンスを容易に計算するため、③磁気エネルギーを用いる方法でもブリッジ部インダクタンスの計算を試みる。

磁気エネルギーを用いたインダクタンスの計算では、線形材料の場合、(2-2)式が用いられる。

$$W_m = \frac{\psi i}{2} = \frac{Li^2}{2} \quad (2-2)$$

ここで、 $W_m$  : 磁気エネルギー(J)

全閉スロット誘導電動機のロータのブリッジ部は電磁鋼板のような材料で構成されているため、磁束と電流の関係は非線形性を示すため、取り扱いが難しい。そこで、(2-3)式を用いてブリッジ部インダクタンスを計算することを試みる。

$$\begin{aligned} W_m + W_m' \\ = \int_V \left( \int H dB \right) dv + \int_V \left( \int B dH \right) dv = \psi i = Li^2 \end{aligned} \quad (2-3)$$

ここで、 $W_m'$  : 磁気随伴エネルギー(J)、 $B$  : 磁束密度(T)、 $H$  : 磁界の強さ(A/m)、 $V$  : 領域体積(m<sup>3</sup>)である。

表 2-7 に線形材料および非線形材料の場合の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーについてまとめる。

表 2-7 線形材料および非線形材料に対する磁気エネルギーと磁気随伴エネルギー<sup>(11)</sup>

| Linear/Non-linear            | Non-linear  | Linear                               |
|------------------------------|---|--------------------------------------|
| Energy                       |   |                                      |
| Magnetic energy( $W_m$ )     | $W_m = \int id\psi$ $= \int_v (\int HdB) dv$                    | $W_m = \psi i / 2 = Li^2 / 2$        |
| Magnetic co-energy( $W_m'$ ) | $W_m' = \int \psi di$ $= \int_v (\int BdH) dv$ $= \psi i - W_m$ | $W_m' = W_m = \psi i / 2 = Li^2 / 2$ |

解析から得られた鎖交磁束や磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを用いて、(2-1)式および(2-3)式からブリッジ部インダクタンスの計算を行った。解析で得られる磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いてこの測定結果を評価する場合、このブリッジ部を通過する磁束は、回転子バーに電流を流して発生したほぼ全磁束であるため、図 2-9 に示されている全解析領域の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いてインダクタンスを計算する。

結果について、表 2-8 および図 2-14 に示す。表 2-8 や図 2-14 に示すように、ブリッジ部インダクタンスの実測値と解析値はよく一致しており、磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを用いたブリッジ部インダクタンス計算方法の妥当性が確認できた。図 2-14 には解析より得られた磁界の強さに対する透磁率曲線 ( $\mu$ -H カーブ) を、磁界の強さの常用対数を横軸として記載した。ブリッジ部インダクタンスは透磁率が最大となる近傍にて最も大きくなり、その後、電流が増加するに従い低下する傾向を示す。すなわち、鉄心の磁界の強さに対する透磁率曲線と同様な変化をすることが確認できた。

表 2-8 ブリッジ部インダクタンスの計算結果 (回転子単体)

| Current(A) | Inductance( $\mu\text{H}$ ) |                                  |                          |
|------------|-----------------------------|----------------------------------|--------------------------|
|            | By FEM flux linkage         | By magnetic energy and co-energy | By measured flux linkage |
| 0.5        | 1.82                        | 2.32                             | 1.64                     |
| 1.0        | 2.49                        | 2.61                             | 2.24                     |
| 2.0        | 3.11                        | 3.34                             | 3.19                     |
| 4.0        | 3.28                        | 3.12                             | 3.12                     |
| 6.0        | 2.60                        | 2.36                             | 2.47                     |
| 8.0        | 2.13                        | 1.93                             | 2.02                     |
| 10.0       | 1.81                        | 1.66                             | 1.72                     |
| 12.0       | 1.58                        | 1.46                             | 1.52                     |
| 20.0       | 1.04                        | 1.05                             | 1.03                     |

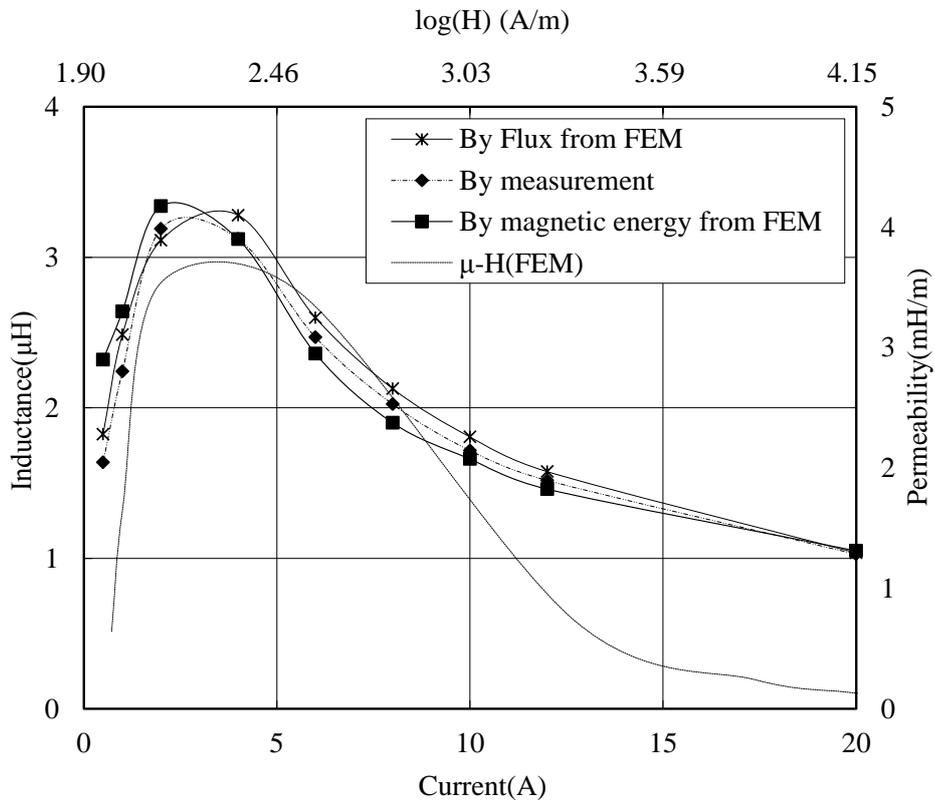


図 2-14 回転子バー電流に対するブリッジ部インダクタンスとブリッジ部の磁界の強さに対する透磁率の変化 (回転子単体)

## 2.4 全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの有限要素法解析<sup>(12)</sup>

2.2 節および 2.3 節では、回転子単体を用いて、そのブリッジ部インダクタンスの変化について検討を行った。本節では、全閉スロット誘導電動機全体を検討対象とし、有限要素法による磁界解析を用い、滑りを変化させた場合のブリッジ部インダクタンスについて検討を行う。

### 2.4.1 解析モデルと解析条件

今回、解析に用いた全閉スロット誘導電動機は、4 極、0.75kW 三相かご形誘導電動機である。表 2-9 に全閉スロット誘導電動機の仕様を示す。表 2-10 に解析諸元を示す。図 2-15 に三次元メッシュモデルを、図 2-16 にブリッジ領域と回転子バー断面を示す。解析領域はモデルの対称性より周方向に 1/4 とし、軸方向には 1/2 とした。コイルには正弦波電圧を印加し、滑りを変化させて非線形過渡解析を行った。

表 2-9 全閉スロット誘導電動機の仕様

| Items                                   | Values                 |
|---|------------------------|
| Phases and poles                        | 3, 4                   |
| Rated output(kW)                        | 0.75                   |
| Rated voltage(V) / Rated current(A)     | 200 / 3.7              |
| Rated frequency(Hz)                     | 50                     |
| Rated speed(min <sup>-1</sup> )         | 1415                   |
| Rated Slip(%)                           | 5.67                   |
| Diameter of stator(mm), Core length(mm) | φ145, 55               |
| Number of stator / rotor slots          | 36(stator) / 44(rotor) |
| Rotor-cage material                     | Aluminum               |
| Thermal class                           | Class E                |

表 2-10 解析諸元

| Model              | 3D(1/8region) |
|--------------------|---------------|
| Number of elements | 85360         |
| Number of nodes    | 76592         |

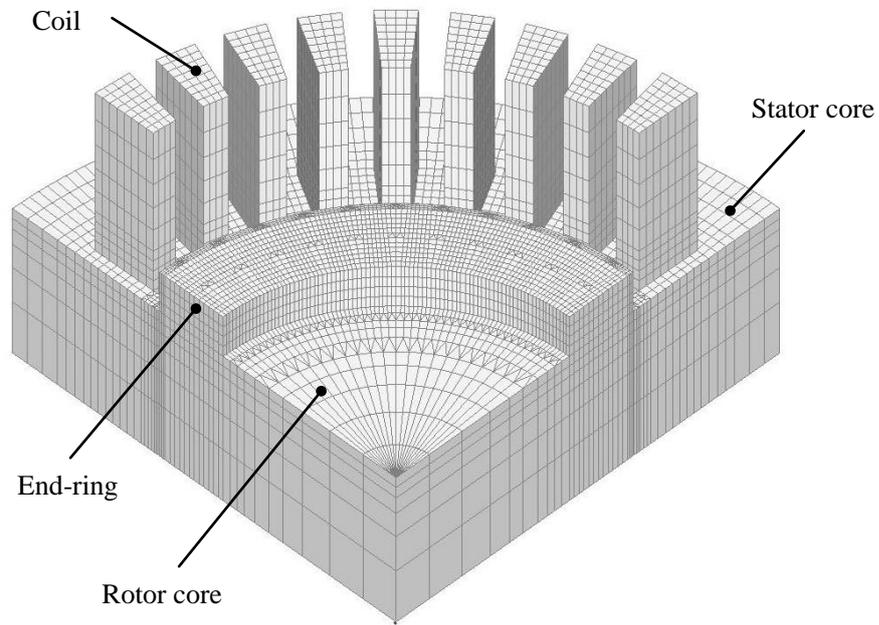


図 2-15 3次元メッシュモデル (1/8 領域)

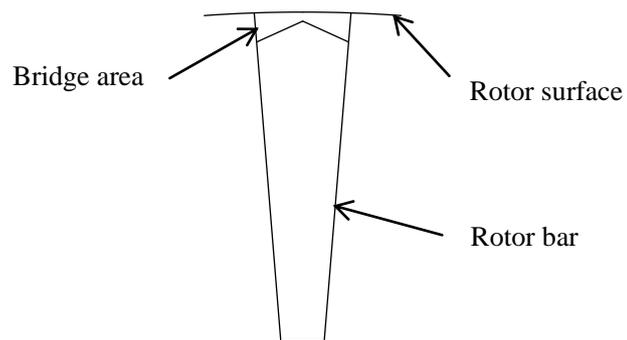


図 2-16 ブリッジ領域とロータバー断面

## 2.4.2 ブリッジ部インダクタンス計算

全閉スロット誘導電動機全体を検討対象とした場合に、有限要素法による磁界解析からブリッジ部インダクタンスを計算する方法を説明する。一般的に、回転子バーなどのように線形材料である場合、その空間の磁気エネルギーから漏れインダクタンスは計算される(3.2.1項参照)。しかし、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部は電磁鋼板のような非線形材料で構成されているので、磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて計算する。この利点は、様々な回転子バーやブリッジ形状に対応でき、部位全体での検討が容易であることが挙げられる。

誘導電動機では、一次電流と二次電流の相互作用により回転力が生まれる。このため、磁界解析より計算された負荷時のブリッジ部の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーから、一次電流により供給された磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーとして無負荷時の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを差し引くことで、これを二次電流により供給された磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーとする。

正弦波を仮定し、最大値と平均値の間に最大値 $= (\pi/2)$ 平均値の関係があることを利用すると、(2-3)式は(2-4)式のように書き直すことができ、(2-5)式からブリッジ部インダクタンス  $L_{bridge}$  を計算する。

$$\begin{aligned}
 W_m + W_m' &= Li^2 \\
 \frac{\pi}{2} \left( W_m + W_m' \right)_{ave} &= L \left( \sqrt{2} I_{rms} \right)^2 \\
 L &= \frac{\pi}{4 I_{rms}^2} \left( W_m + W_m' \right)_{ave}
 \end{aligned} \tag{2-4}$$

ここで、 $\left( W_m + W_m' \right)_{ave}$  : 磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーの平均値(J),  $I_{rms}$  : 電流 (実効値) (A)である。

$$\begin{aligned}
 L_{bridge} &= \left( \frac{\pi}{4 S_2 I_{bar}^2} \right) \\
 &\times \left( \left( \frac{1}{T_s} \right) \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^{T_s} \left( W_{m\_bridge\_on-load}^k(t) + W_{m\_bridge\_on-load}'^k(t) \right) dt \right. \\
 &\left. - \left( \frac{1}{T} \right) \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^T \left( W_{m\_bridge\_mc}^k(t) + W_{m\_bridge\_mc}'^k(t) \right) dt \right)
 \end{aligned} \tag{2-5}$$

ここで、 $W_{m\_bridge\_on-load}^k(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における負荷時の磁気エネルギー(J),  
 $W_{m\_bridge\_on-load}^{rk}(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における負荷時の磁気随伴エネルギー(J),  
 $W_{m\_bridge\_mc}^k(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における無負荷時の磁気エネルギー(J),  
 $W_{m\_bridge\_mc}^{rk}(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における無負荷時の磁気随伴エネルギー(J),  $T_s$  :  
 滑り周波数の周期(s),  $T$  : 電源周波数の周期(s),  $t$  : 時間(s),  $I_{bar}$  : 回転子バー電流(A),  
 $S_2$  : 回転子スロット数である。

一般に、かご形誘導電動機における1次1相に換算した回転子バーのリアクタンス  $x'_b$  は、  
 2次1相中の回転子バーがエンドリングによって  $P/2$  個並列に結ばれていることから、  
 (2-6)式で示される<sup>(13)</sup>。

$$x'_b = \alpha^2 \beta \cdot x_b = \left( \frac{k_{w1} Z_1}{k_{w2} Z_2} \right)^2 \cdot \frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{2}{P} x_b \quad (2-6)$$

ここで、 $k_{w1}$  : 1次側巻線係数,  $Z_1$  : 1次1相直列導体数,  $k_{w2}$  : 2次側巻線係数,  $Z_2$  : 2  
 次1相直列導体数,  $m_1$  : 1次側相数,  $m_2$  : 2次側相数,  $x_b$  : 回転子バー1本のリアクタン  
 ス( $\Omega$ ),  $P$  : 極数である。

かご形回転子では、一つのスロットに導体1本が納められているから、 $Z_2 = 1$ ,  $k_{w2} = 1$   
 および  $m_2 = 2S_2/P$  を代入し(2-6)式を整理すると(2-7)式となる。

$$x'_b = \left( \frac{3(k_w Z_1)^2}{S_2} \right) x_b \quad (2-7)$$

全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスは、回転子バーの漏れインダク  
 タンスと直列であるため、同様の考え方により、1次側に換算したブリッジ部インダクタン  
 ス  $L'_{bridge}$  は(2-8)式で示される。

$$L'_{bridge} = \left( \frac{3(k_w Z_1)^2}{S_2} \right) L_{bridge} \quad (2-8)$$

#### 2.4.3 ブリッジ部インダクタンスの解析結果

図 2-17 に各滑りにおける磁束密度分布図を示す。各滑りにおけるブリッジ領域の磁束密  
 度を比較すると、滑りが大きくなるに従いブリッジ部の飽和領域が広がっていきことが  
 確認できる。

定格滑り時のあるブリッジ領域の磁気エネルギー+磁気随伴エネルギーの変化を図 2-18  
 に示す。ブリッジ領域の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーの変化は、回転子バー電流  
 の変化に起因し、滑り周波数の半分の周期で繰り返す。図 2-19 には、ブリッジ領域の磁気  
 エネルギー+磁気随伴エネルギーの変化を示す図 2-18 上に、代表的なタイミングでの回転

子スロットの磁束密度分布図を併せて示す。

これらの解析結果から(2-5)式および(2-8)式を用いてブリッジ部インダクタンスを計算する。表 2-11 および図 2-20 に回転子バー電流（滑り）に対するブリッジ部インダクタンス、ブリッジ部磁束密度を示す。結果はすべて一次側換算値（1 相分）である。同図には、滑り 10%以下の範囲でのブリッジ部インダクタンスの拡大図も併せて示した。ブリッジ部インダクタンスは滑りが小さくなると急激に増加し、およそ滑り 0.5%で最大値をもつ。更に滑りが小さくなると急激に減少する変化を示す。この様にブリッジ部インダクタンスが滑りに対し最大値を持つような変化を示すことを今回明らかにできた。この変化は、図 2-8 のように回転子単体でのブリッジ部インダクタンスの測定結果と同様の傾向である。ブリッジ部インダクタンスは電磁鋼板の透磁率や磁気回路形状に依存するため、電磁鋼板の透磁率の変化と同様に、あるところで最大値を持つような特性を示すと考える。

図 2-21 に、回転子バー電流の 2 乗に対するブリッジ部の磁気エネルギー+磁気随伴エネルギーの変化を示す。図示されている磁気エネルギーや磁気随伴エネルギーは、無負荷時のそれぞれの磁気エネルギーが差し引かれたものである。ブリッジ部の磁気特性の非線性から、磁気飽和が顕著でない回転子バー電流の小さい（滑りが小さい）ところにおいて、図 2-21 に示すように磁気エネルギー+磁気随伴エネルギーの傾きが大きくなるため、漏れインダクタンスが大きくなる。飽和が顕著となると、ブリッジ部の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーが線形に変化するため、漏れインダクタンスは一定となる。

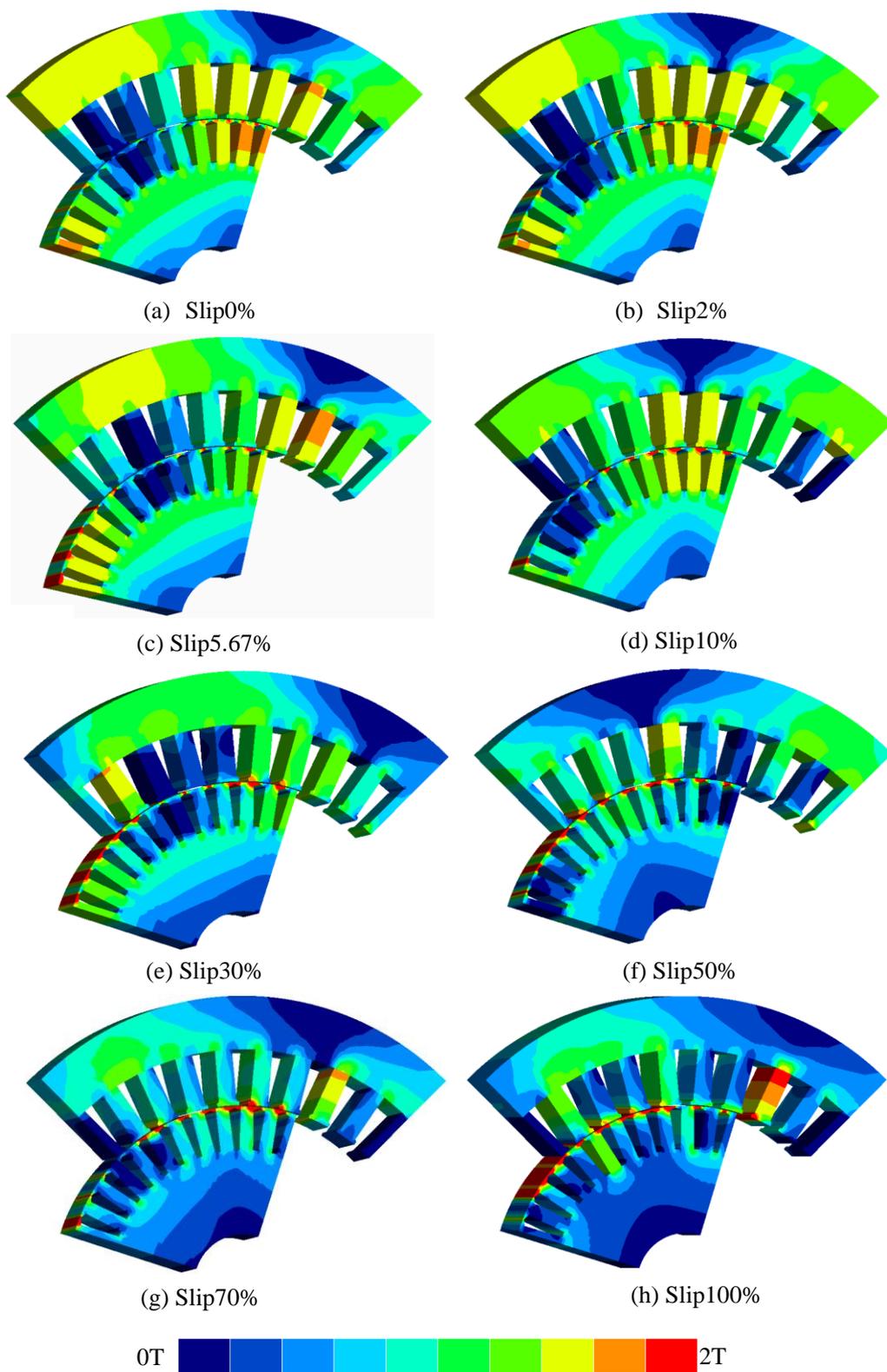


図 2-17 各滑りにおける磁束密度分布図

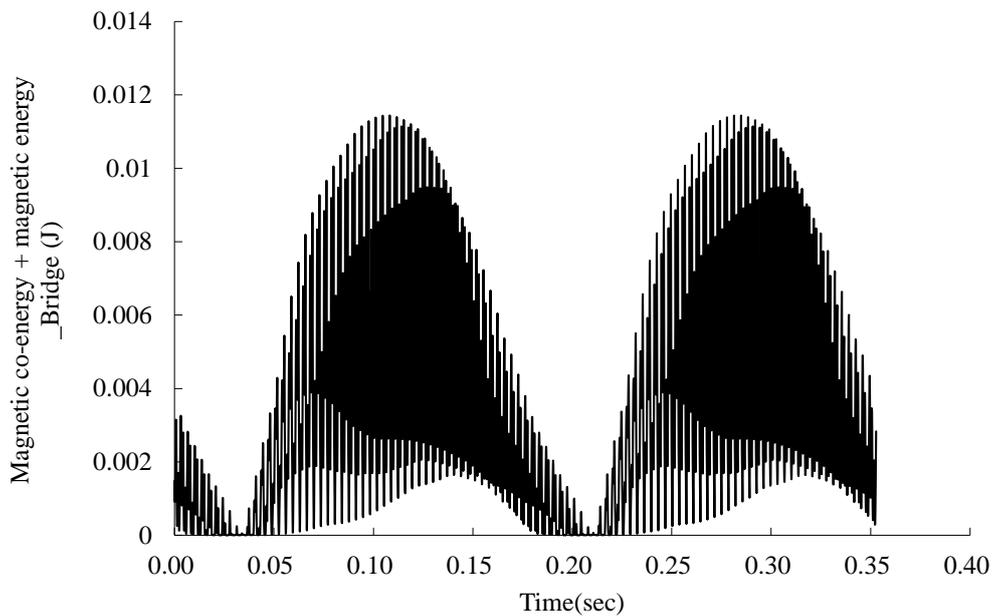


図 2-18 定格滑り時のブリッジ部の磁気エネルギー+磁気随伴エネルギーの変化

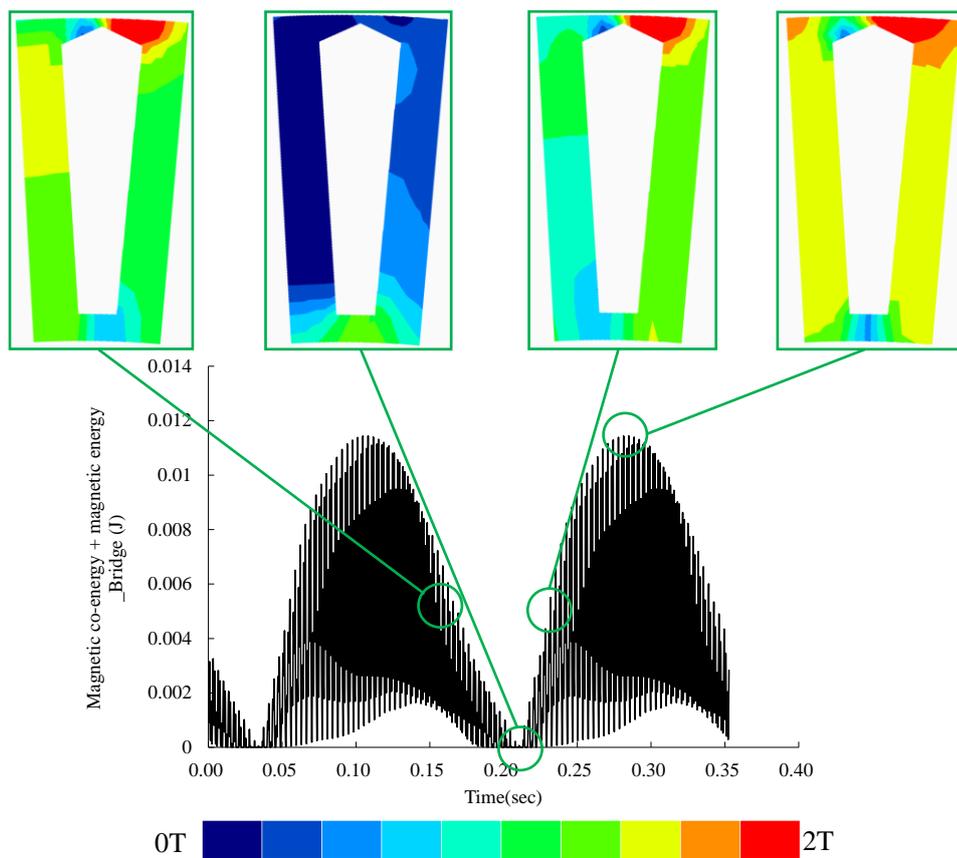


図 2-19 ブリッジ部の磁気エネルギー+磁気随伴エネルギーの変化と回転子スロットの磁束密度分布

表 2-11 回転子バー電流（滑り）に対するブリッジ部インダクタンスおよび  
ブリッジ部磁束密度

| Bar currents<br>(A) | Bridge inductance<br>(mH) | Magnetic flux density (at<br>bridge area) (T) | Rotor slip<br>(%) |
|---------------------|---------------------------|---|-------------------|
| 5.24                | 11.03                     | 0.43  | 0.25              |
| 8.29                | 15.10                     | 0.70  | 0.50              |
| 16.21               | 12.26                     | 0.92  | 1.00              |
| 30.13               | 9.23                      | 1.18  | 2.00              |
| 57.80               | 5.96                      | 1.40  | 4.00              |
| 79.25               | 4.65                      | 1.53  | 5.67              |
| 84.32               | 4.51                      | 1.53  | 6.00              |
| 132.24              | 3.20                      | 1.68  | 10.00             |
| 235.58              | 1.99                      | 1.85  | 20.00             |
| 318.76              | 1.56                      | 1.95  | 30.00             |
| 382.08              | 1.35                      | 2.02  | 40.00             |
| 435.53              | 1.22                      | 2.08  | 50.00             |
| 478.89              | 1.14                      | 2.13  | 60.00             |
| 515.38              | 1.08                      | 2.17  | 70.00             |
| 543.43              | 1.03                      | 2.20  | 80.00             |
| 559.25              | 1.02                      | 2.23  | 90.00             |
| 579.18              | 0.99                      | 2.24  | 100.00            |

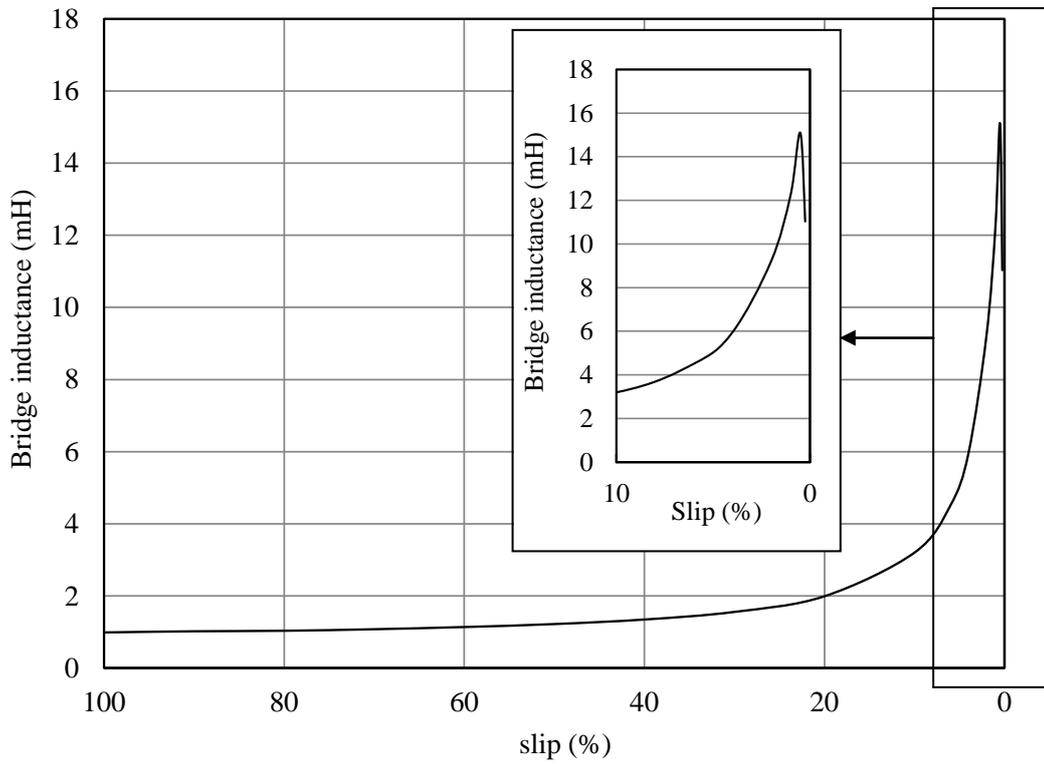


図 2-20 滑りに対するブリッジ部インダクタンスの変化

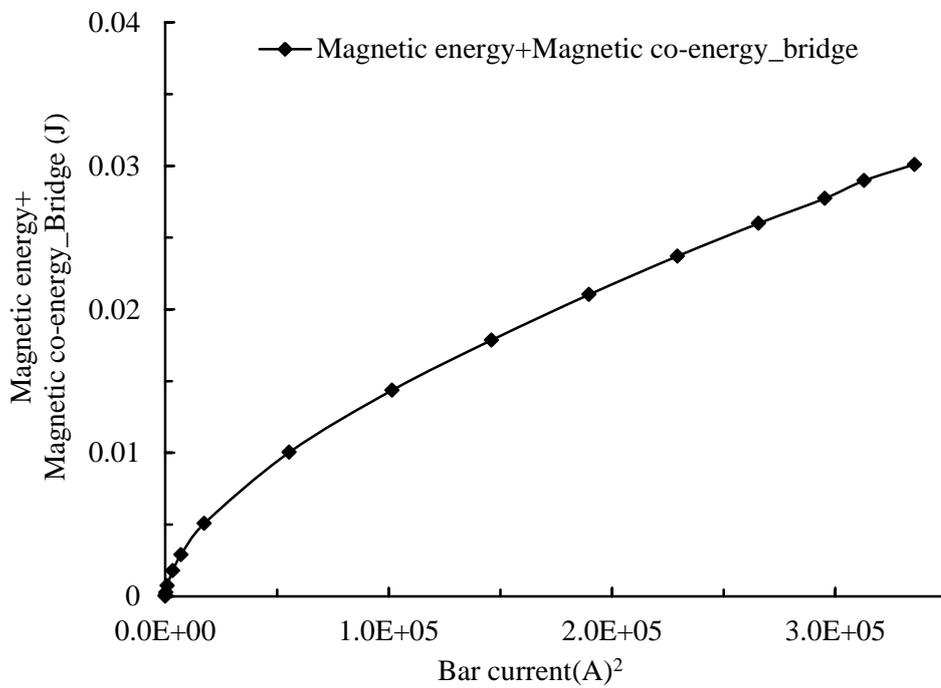


図 2-21 回転子バー電流の 2 乗に対するブリッジ領域の磁気エネルギー+磁気随伴エネルギー

## 2.5 従来方法によるブリッジ部インダクタンスの計算と有限要素法解析および測定結果比較<sup>(12)</sup>

従来、全閉スロットのブリッジ部インダクタンスは数式や等価開口で計算されていた。文献(2)～(4)に示されている従来方法によるブリッジ部インダクタンスの計算方法を、2.2節～2.4節で検討を行ってきたモデルに適用し、測定および解析結果と比較を行った。

### 2.5.1 Richter<sup>(2)</sup>による方法(A)

本方法は、回転子スロットアンペア導体数（回転子バー電流/回転子スロット幅）および回転子スロット形状から決定されるブリッジ部スロット定数  $h_4$  を文献(2)に記載されている図 114 より求め、ブリッジ部インダクタンスを計算する。

### 2.5.2 Veinott<sup>(3)</sup>による方法(B)

2.5.1 項の方法と同様にして、回転子スロットアンペア導体数を用いてブリッジ部スロット定数を文献(3)に記載されている図 17-11 より求める。2.5.1 項の方法に対して回転子スロットアンペア導体数の計算式およびスロット定数を求める図が異なる。回転子スロットアンペア導体数は(2-9)式を用いて計算する。

$$H = \frac{C \cdot kw \cdot m \cdot Kp}{Ss \cdot a_1} I_1 = \alpha \cdot \beta \cdot I_1 \frac{Kp}{a_1} = I_2 \frac{Kp}{a_1} \quad (2-9)$$

ここで、 $H$  : 回転子スロットアンペア導体数、 $C$  : 1相直列導体数、 $kw$  : 巻線係数、 $m$  : 相数、 $Ss$  : 回転子スロット数、 $Kp$  :  $Xm/(Xm+x1) \approx 1$ 、 $Xm$  : 励磁リアクタンス( $\Omega$ )、 $x1$  : 1次リアクタンス( $\Omega$ )、 $a_1$  : ロータスロット幅(inch)、 $I_1$  : 1次電流(A)、 $\alpha$  : 巻数比、 $\beta$  : 相数比、 $I_2$  : 2次電流(A)

### 2.5.3 М.Н.Сцуннов<sup>(4)</sup>による方法(C)

本文献では、実測により導出された計算式としてブリッジ部インダクタンスを計算するために3種類の異なる方法が示されている。いずれもスロット上部幅、ブリッジ深さおよび回転子バー電流を用いて(2-10)～(2-12)式からブリッジ部スロット定数を求め、ブリッジ部インダクタンスを計算する。

$$\lambda_1 = 1 + \frac{4500}{\left(\frac{I_B}{R_1}\right)^{0.855}} \cdot \left(\frac{h_s}{0.5R_1}\right) \quad (2-10)$$

$$\lambda_2 = 1 + 1.12 \cdot \left(\frac{h_s}{I_B}\right) \cdot 10^4 \quad (2-11)$$

$$\lambda_3 = \frac{\left(\frac{15400 \cdot h_s}{0.5R_1}\right)}{\left(\frac{I_B}{0.5R_1}\right)} + \frac{\left(3.5 + 25 \frac{h_s}{0.5R_1}\right)}{\sqrt[3]{\frac{I_B}{0.5R_1}}} \quad (2-12)$$

ここで、 $I_B$  : 回転子バー電流(A),  $R_1$  : 回転子スロット上部幅(cm),  $h_s$  : ブリッジ深さ(cm)

#### 2.5.4 測定を行った全閉スロット誘導電動機モデルへ従来方法を適用した場合のブリッジ部インダクタンス計算

測定を行った全閉スロット誘導電動機モデル（回転子単体を用いたモデル：表 2-2）の 1 次 2 次換算係数を用いて 2 次側のブリッジ部インダクタンスを求めた。(A)～(C)の方法により得られたブリッジ部インダクタンス（2 次側換算値）を表 2-12 および図 2-22 に示す。

図 2-22 からブリッジ部が飽和するとインダクタンスが減少するという物理的な現象と良く一致しており、いずれの計算結果も実測に対し 0.7～1.3 倍の幅内にあり、ブリッジ部がある程度飽和する電流 4A 以上の範囲では、よく一致すると考える。特に、方法(C)の  $\lambda_1$  あるいは  $\lambda_2$  を用いた方法、あるいは、方法(B)による Veinott 氏の方法が良く一致している。方法(B)では、回転子スロットアンペア導体数を用いて氏の図からスロット定数を求めるが、電流の変化に対するスロット定数の変化が良く捉えられているためと考える。

しかし、(A)～(C)の方法で求められた曲線では、回転子バー電流が 4A より小さくなるとブリッジ部インダクタンスは無限大となる傾向を示し、一致しない。FEM 解析より得られたブリッジ部鎖交磁束や磁気エネルギーや磁気随伴エネルギーを用いて計算したブリッジ部インダクタンスは、回転子バー電流がおおよそ 2A のところで最大値を持つ。また、測定結果も同様に、回転子バー電流がおおよそ 2A のところで最大値を持つ。ブリッジ部インダクタンスは、電磁鋼板の比透磁率や磁気回路の形状の影響を受けるため、透磁率の変化と同様に、最大値を持つような変化となると考える。

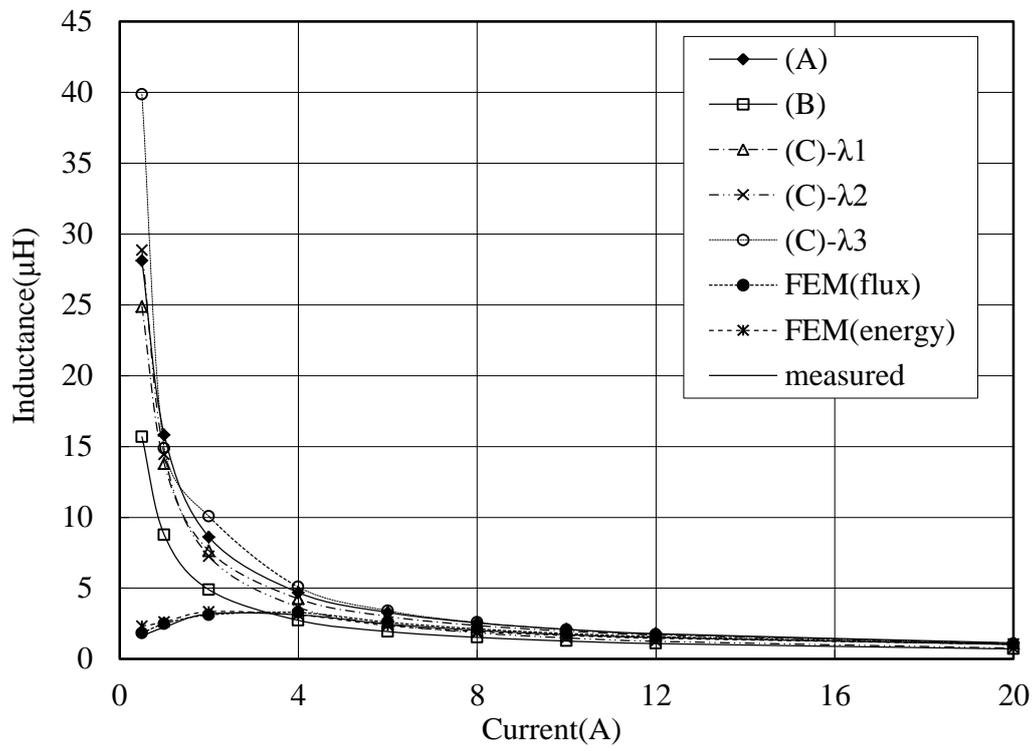


図 2-22 従来方法によるブリッジ部インダクタンス計算と解析および測定結果比較

表 2-12 従来方法によるブリッジ部インダクタンス計算結果と実測・解析結果比較

| Calculation method    | Current (A) |       |       |       |      |      |      |      |      |      |
|-----------------------|-------------|-------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|
|                       | 0.5         | 1.0   | 2.0   | 4.0   | 6.0  | 8.0  | 10.0 | 12.0 | 20.0 |      |
| Method (A)            | 28.11       | 15.81 | 8.61  | 4.69  | 3.29 | 2.55 | 2.10 | 1.79 | 1.14 |      |
| Method (B)            | 15.69       | 8.76  | 4.89  | 2.73  | 1.94 | 1.53 | 1.27 | 1.09 | 0.71 |      |
| Method (C)            | $\lambda_1$ | 24.88 | 13.78 | 7.64  | 4.25 | 3.01 | 2.37 | 1.97 | 1.69 | 1.11 |
|                       | $\lambda_2$ | 28.85 | 14.45 | 7.25  | 3.65 | 2.45 | 1.85 | 1.49 | 1.69 | 0.77 |
|                       | $\lambda_3$ | 39.86 | 14.87 | 10.07 | 5.08 | 3.41 | 2.58 | 2.08 | 1.74 | 1.07 |
| FEM (Flux)            | 1.82        | 2.49  | 3.11  | 3.28  | 2.60 | 2.13 | 1.81 | 1.58 | 1.04 |      |
| FEM (Magnetic energy) | 2.32        | 2.61  | 3.34  | 3.12  | 2.36 | 1.93 | 1.66 | 1.46 | 1.05 |      |
| Measured              | 1.64        | 2.24  | 3.19  | 3.12  | 2.47 | 2.02 | 1.72 | 1.52 | 1.03 |      |

### 2.5.5 解析を行った全閉スロット誘導電動機モデルへ従来方法を適用した場合のブリッジ部インダクタンス計算

2.5.4 項と同様に、従来方式によるブリッジ部インダクタンス計算方法を表 2-9 に示された全閉スロット誘導電動機モデルに適用し、解析結果と比較を行った。結果を図 2-23 に示す。各方法から得られたブリッジ部インダクタンスは、全て滑りが小さくなると無限大となる傾向を示す。これらの方法では、あるところで最大値を持つような電磁鋼板の透磁率の変化は考慮されていないようである。特に、滑りの小さい領域において、従来方法を用いてブリッジ部インダクタンスを予測することは適切ではないことが確認できた。

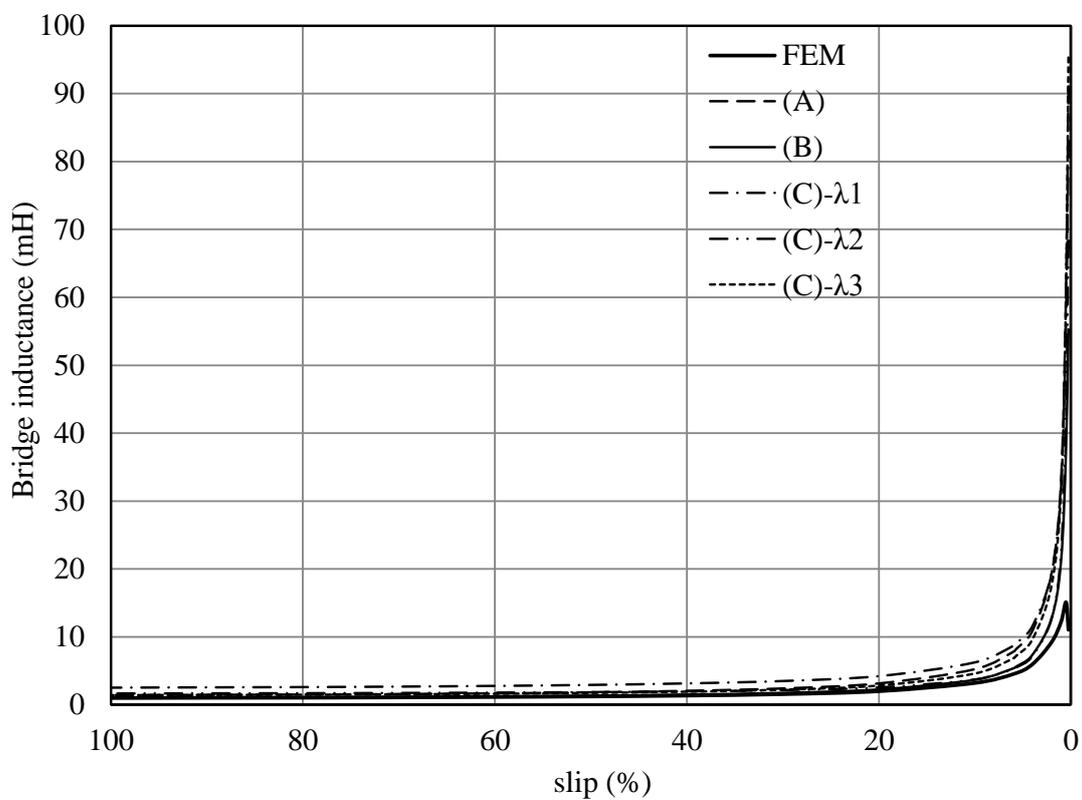


図 2-23 従来方式を用いたブリッジ部インダクタンス計算と解析結果の比較

## 2.6 等価 B-H 法による回転子ブリッジ部インダクタンス計算<sup>(14)</sup>

### 2.6.1 等価 B-H 曲線の導出方法

全閉スロット誘導電動機のブリッジは非常に薄く、ブリッジを通過する漏れ磁束によるブリッジのリアクタンス、すなわち、インダクタンスは少しの磁束で飽和するため、設計時に精度良いブリッジ部インダクタンスの計算が難しい。前述のように、有限要素法による磁界解析から得られる磁気エネルギーや磁気随伴エネルギーを用いた方法により、精度よく計算することができる。しかし、この方法をそのまま全閉スロット誘導電動機の日常設計計算に採用することは、効率的な設計の観点から難しい場合が多い。全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの設計計算では、従来、ブリッジを等価的な開口に置き換えるなど種々の方法がとられている<sup>(2)~(4)</sup>。しかし、文献等で提案されている方法では、図 2-23 に示されるように、滑りの小さい（回転子電流が小さい）領域で、ブリッジ部インダクタンスは急激に増加し、無限大となってしまう。一方、実測や解析からは、図 2-14、図 2-22 や図 2-23 に示されるように、ブリッジ部インダクタンスはピークを示し、更に電流が小さくなると減少する傾向を示す。ここでは、磁界解析の結果を用いることにより、実測結果などの傾向に沿った数値が得られ、かつ、日常の設計計算に組み込み可能で、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスを簡便に、かつ、従来以上に精度良く計算可能な等価 B-H 法について提案する。

等価 B-H 法とは、有限要素法による磁界解析を用いて計算したブリッジ部インダクタンスとバー電流の変化から起磁力と磁束密度を求めることにより、ブリッジ部の等価 B-H 特性を決定し、この等価 B-H 特性を用いてブリッジ部インダクタンスを計算する方法である。本計算方法では、電磁鋼板の未飽和領域（小さなアンペアターン）から飽和領域（大きなアンペアターン）まで、すなわち、幅広い滑りの範囲の全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスに対応できる。

等価 B-H 法で用いられる等価 B-H 曲線は、以下の手順により電磁鋼板の B-H 曲線から決定する。回転子バー電流によるブリッジを持ち、一つのスロットを含んだ図 2-24 に示す磁気回路を設定すると、その起磁力は(2-13)式となる。

$$H_s = I_{bar} / (l_{su} + 2 \times d_{ss} + l_{sd}) \quad (2-13)$$

ここで、 $H_s$  : スロット周りの起磁力(A/m)、 $l_{su}$  : 回転子外径でのスロット間隔(m)、 $l_{sd}$  : 回転子平均ヨーク径でのスロット間隔(m)、 $d_{ss}$  : 回転子外径から平均ヨーク径までの距離(m)

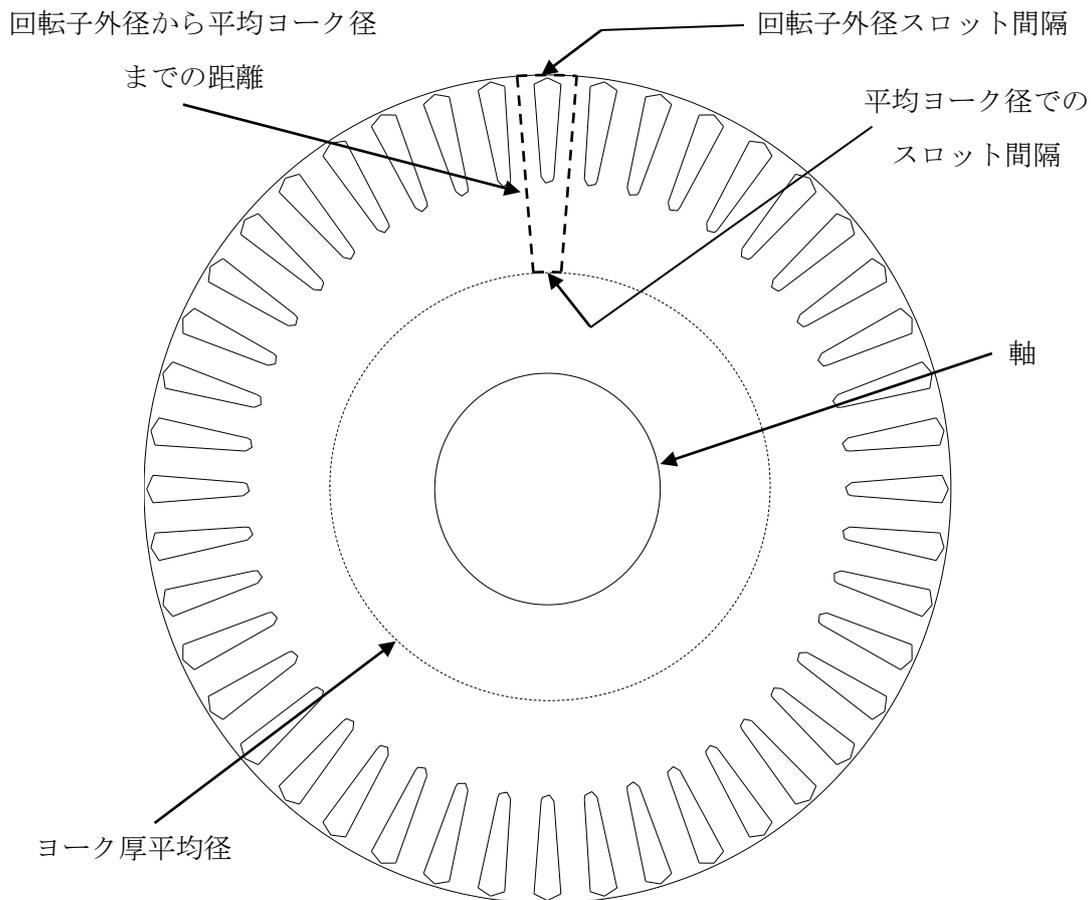


図 2-24 等価 B-H 法における磁気回路

全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの磁束  $\phi_{brL}$  は、磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーから求められた(2-5)式のブリッジ部インダクタンスから、(2-14)式により計算される。

$$\phi_{brL} = L_{bridge} \times I_{bar} \quad (2-14)$$

この磁束はブリッジのみならず、ブリッジ近傍を通過する漏れ磁束も含まれている。この磁束がブリッジ部を通過することによるブリッジ部磁束密度は、例えば 3T 程度と非常に高い値となってしまいが、この磁束が全て回転子歯部を通ると仮定し、等価 B-H 法における回転子歯の磁束密度  $B_{tooth}$  は(2-15)式から求める。

$$B_{tooth} = \phi_{brL} / (0.5 \times tw \times l_{core}) \quad (2-15)$$

ここで、 $B_{tooth}$ :回転子歯の磁束密度(T)、 $tw$ :回転子歯幅(m)、 $l_{core}$ :回転子積厚(m)

(2-15)式から得られた磁束密度と(2-13)式から得られた起磁力を用い、この電動機的全閉スロットブリッジ部における等価 B-H 曲線を導出する。そのブリッジに対する等価 BH 曲

線が決定されれば、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスは、得られた等価 B-H 曲線から計算できる。すなわち、電動機的设计段階で計算されたバー電流から(2-13)式によってブリッジ部の起磁力を求め、等価 B-H 曲線を用い、この起磁力に対するブリッジ部の磁束密度が得られる。この磁束密度からブリッジ部インダクタンスに対する磁束が得られ、そのブリッジ部インダクタンスの磁束とバー電流から、ブリッジ部インダクタンスを(2-14)式から計算する。

### 2.6.2 等価 B-H 曲線の計算

(2-13)式から(2-16)式を用いて、表 2-9 に示した全閉スロット誘導電動機を対象とし、およそ 4A~580A のバー電流に対して等価 B-H 曲線の計算を行った。結果を表 2-13 および図 2-25 に示す。図 2-25 には、50H1300 の磁気特性も併せて示す。等価 B-H 曲線と 50H1300 の磁気特性を比較すると、等価 B-H 曲線の磁束密度は、磁界の強さ 200~1100A/m の範囲で低くなっている。全閉スロットブリッジ部は非常に薄く、その飽和は起磁力の小さいところから始まり、磁気抵抗も大きくなるが、起磁力が大きくなると、等価 B-H 曲線は徐々に 50H1300 の磁気特性に近づく。ブリッジから磁束が漏れることによりブリッジ自体の磁束密度の増加が緩慢となるためこのようになると思われる。

この等価 B-H 曲線を自然対数関数で近似すると、(2-16)式のようになる。図 2-26 に等価 B-H 曲線と(2-16)式の近似曲線との比較を示すが、良く近似できていることが確認できる。

$$B_{tooth} = 0.311 \times \ln(H_s) - 1.1866 \quad (2-16)$$

表 2-13 等価 B-H 曲線

| Bar current(A) | Magnetomotive force(AT/m) | Tooth flux density(T) |
|----------------|---------------------------|-----------------------|
| 0.5            | 9.3                       | 0.02                  |
| 1.0            | 18.5                      | 0.05                  |
| 2.0            | 37.1                      | 0.14                  |
| 4.0            | 74.2                      | 0.27                  |
| 6.0            | 111.3                     | 0.32                  |
| 8.0            | 148.3                     | 0.35                  |
| 10.0           | 168.6                     | 0.38                  |
| 12.0           | 222.5                     | 0.40                  |
| 20.0           | 370.8                     | 0.45                  |
| 30.1           | 558.5                     | 0.82                  |
| 57.8           | 1071.2                    | 1.03                  |
| 84.3           | 1562.9                    | 1.14                  |
| 132.2          | 2451.8                    | 1.27                  |
| 235.6          | 4368.7                    | 1.41                  |
| 318.8          | 5910.6                    | 1.49                  |
| 382.1          | 7084.1                    | 1.55                  |
| 435.5          | 8075.3                    | 1.58                  |
| 478.9          | 8880.4                    | 1.64                  |
| 415.4          | 9556.9                    | 1.67                  |
| 543.4          | 10076.1                   | 1.69                  |
| 559.3          | 10369.8                   | 1.71                  |
| 579.2          | 10739.6                   | 1.72                  |

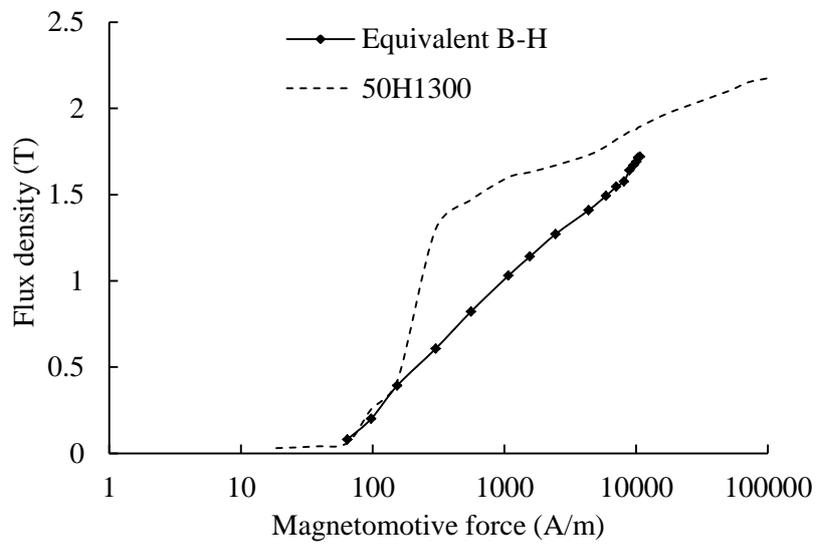


図 2-25 等価 B-H 曲線と 50H1300 の B-H 曲線比較

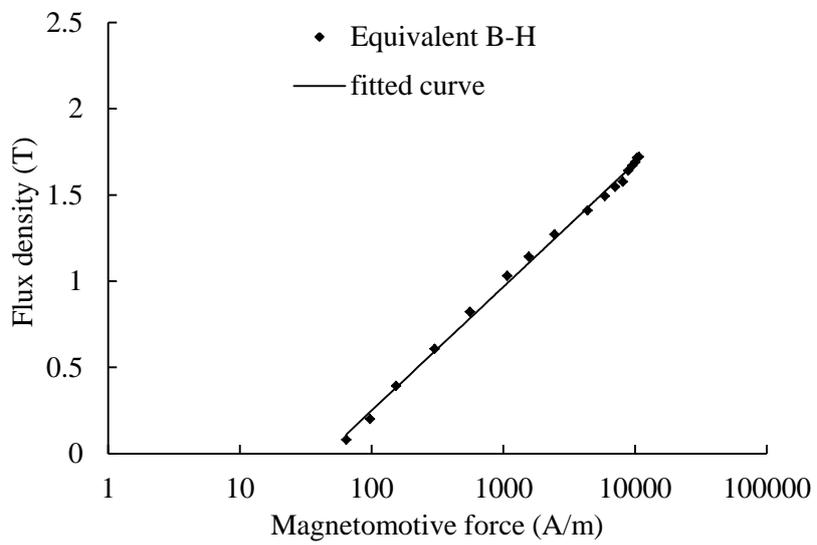


図 2-26 等価 B-H 曲線とその近似曲線比較

### 2.6.3 異なった種類の電磁鋼板を適用した場合におけるブリッジ部インダクタンス

本章で対象とした全閉スロット誘導電動機の鉄心材料は 50H1300 である。特性がよい電磁鋼板として 35H210 を適用した場合のブリッジ部インダクタンスについても磁気エネルギーや磁気随伴エネルギーを用いて計算を行った。図 2-27 に 50H1300 と 35H210 の磁気特性比較を示す。50H1300 と比較すると、35H210 はより低い起磁力で高い磁束密度となっている。透磁率特性も同領域ではほぼ倍近く異なっている。35H210 を使用した場合のブリッジ部インダクタンスについて、バー電流 4A と 10A の場合で計算を行った。結果を表 2-14 に示す。表 2-14 より磁束密度における 50H1300 に対する 35H210 の比は、およそ 2~14 であるが、他方、同ブリッジ部インダクタンスの比は、およそ 1.10 である。電磁鋼板特性の違いがブリッジ部の磁束密度の飽和により、軽減されていることを示している。ブリッジ部は小さなバー電流でも飽和するので、電磁鋼板材料によるブリッジ部インダクタンスの違いは、それほど大きくないことが確認できた。すなわち、本節で導出された等価 B-H 曲線は電動機に使用されているほとんどの電磁鋼板に共通に使用できる可能性があることが示され、等価 B-H 曲線による全閉スロットのブリッジ部インダクタンスの計算は汎用性があると考えられる。

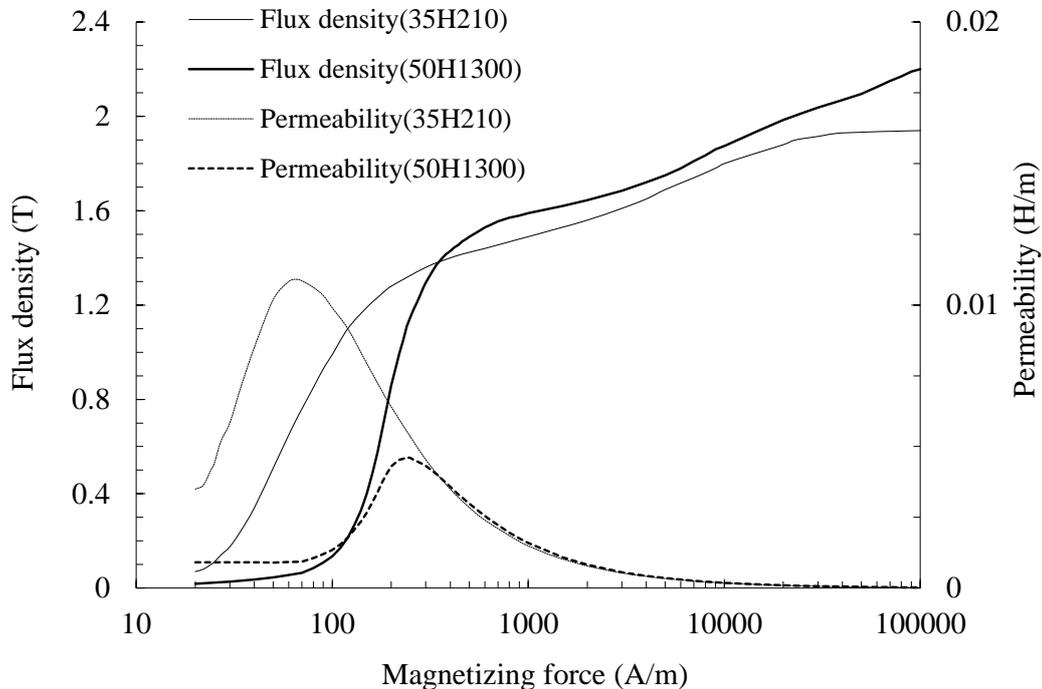


図 2-27 50H1300 と 35H210 の磁気特性比較<sup>(7)</sup>

表 2-14 電磁鋼板 50H1300 と 35H210 を用いた場合のブリッジインダクタンスとブリッジ部磁束密度

|                                     | Flux density(T)<br>(B-H curve of steel) |      | Bridge flux<br>density (T)<br>(FEM analysis ) |      | Bridge<br>inductance (μH)<br>(FEM analysis) |      | Equivalent<br>flux density (T)<br>(Equivalent B-H curve) |      |
|-------------------------------------|---|------|---|------|---|------|--|------|
|                                     | 4A                                      | 10A  | 4A  | 10A  | 4A  | 10A  | 4A   | 10A  |
| Bar Current<br>Magnetic Steel Sheet |   |      |   |      |   |      |  |      |
| 50H1300                             | 0.07                                    | 0.56 | 1.65  | 2.02 | 3.12  | 1.66 | 0.19   | 0.26 |
| 35H210                              | 1.01                                    | 1.27 | 1.79  | 2.02 | 3.50  | 1.70 | 0.22   | 0.26 |
| Ratio(35H210/50H1300)               | 14.4                                    | 2.27 | 1.08  | 1.00 | 1.12  | 1.02 | 1.16   | 1.00 |

## 2.7 まとめ

本章では、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスに着目し、その変化を明らかにし、かつ、精度良く求めるための検討を行った。

まず、全閉スロット誘導電動機の回転子単体を利用し、サーチコイルを用いたブリッジ部磁束密度、鎖交磁束の測定を行い、回転子バー電流に対するブリッジ部インダクタンス変化を求めた。これを有限要素法(FEM)による磁界解析で模擬し、ブリッジ部の鎖交磁束を求め、回転子バー電流に対するブリッジ部インダクタンスを計算し、実測との比較検討を行った。また、磁界解析より得られるブリッジ部の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを用い、ブリッジ部インダクタンスを計算する新たな方法を提案し、妥当性検証を行った<sup>(6)</sup>。

次に、全閉スロット誘導電動機全体を検討対象とし、有限要素法(FEM)による磁界解析からブリッジ部の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを求め、先に提案したブリッジ部インダクタンスの計算方法を適用し、滑りに対するブリッジ部インダクタンスの変化を計算した。そして、他文献等で報告されている従来の計算方法を用いたブリッジ部インダクタンスの計算も行い、比較検討を行った<sup>(12)</sup>。

最後に、全閉スロット誘導電動機の設計に際し、幅広いバー電流の範囲にて、精度良く全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスを計算できる等価 B-H 法の提案を行った<sup>(14)</sup>。

これらの検討の結果、以下の新しい知見が得られた。

(1) 全閉スロット誘導電動機の回転子単体を利用し、サーチコイルを用いた実測結果から、ブリッジ部インダクタンスは、電流を増加させていくとある電流値で最大値を示し、その後、電流が増加するに従い低下する傾向を示すことが判った。つまり、ブリッジ部インダクタンスは、鉄心に使用されている電磁鋼板の透磁率が最大となる近傍にて最も大きくなり、その後、電流が増加するに従い低下する傾向、すなわち、電磁鋼板における磁界の強さに対する透磁率曲線 ( $\mu$ -H カーブ) と同様な変化をすることが明らかになった。新たに提案した磁界解析より得られるブリッジ部の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを用いて計算したブリッジ部インダクタンスは、実測値と解析値がよく一致しており、提案方法の妥当性が確認できた。

(2) 他文献等で報告されている従来の計算方法を用いて得た全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスは、回転子バー電流が小さくなると場合、ブリッジ部インダクタンスは無限大となる傾向を示し、実測と大きく異なる。先に提案したブリッジ部の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて計算したブリッジ部インダクタンスは、実測

結果と同様に、回転子バー電流が低いところで最大値を持つ変化を示す。従来方法から得られる結果と、この点が大きく異なることが判った。

(3) 等価 **B-H** 法を新たに提案し、これにより求められた等価 **B-H** 曲線を誘導電動機的设计計算の中に含めることにより、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスをこれまで以上に精度よく求めることが可能となった。従来の計算方法では求められない、ブリッジ部インダクタンスのピーク値を得ることができる。

## 参考文献

- (1) 高橋幸人：“電機機器設計Ⅱ”，共立出版（1952）
- (2) Richter：“Electrische Maschinen”，VERLAG BIRKHÄUSER（1954）
- (3) Veinott：“Theory and design of small induction motor”，McGRAW-HILL（1959）
- (4) М.Н.Сцунов：“ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЕОМЕТРИИ ЗАКРЫТОГО ПАЗА РОТОРА КОРОТКОЗАМКНУТОГО АСИХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ”，*ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИИ*, No.2 pp.150-154（1966）
- (5) T.S.Birch and O.I.Butler：“Permeance of closed-slot bridges and its effect on induction-motor-current computation”，*PROC. IEE*, Vol.118, No.1, January, pp.169-172（1971）
- (6) 松下真琴・石橋文徳・鈴木貴生・野田伸一：「全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンス」，*電学論 D*, Vol.129, No.12, pp.1163-1168（2009-12）
- (7) 新日本製鐵株式会社カタログ：“ハイライトコア® ホームコア®”，Cat. No.DE 106 1988 3 版
- (8) 電気学会：“基礎電気機器学”，電気学会（1996）
- (9) 卯本重朗：“電磁気学”，昭晃堂（1986）
- (10) 回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術調査専門委員会：「回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術」，*電気学会技術報告*, No.776（2000）
- (11) 宮入庄太：“エネルギー変換工学入門(上)”，丸善（1963）
- (12) 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）
- (13) 藤了念：“解説 誘導機(I)”，オーム社（1962）
- (14) F.Ishibashi, M.Matsushita and S.Mizuno：“Bridge Inductance of Closed Slot Induction Motor for Design Process”，*IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.4 No.6 pp.722-727（2015-6）

## 第3章 全閉スロット誘導電動機における二次側回路定数の変化

### 3.1 まえがき

全閉スロット誘導電動機では、回転子スロット上部にあるブリッジ寸法が大きいほど、スロットとティースの磁気抵抗(パーミアンス)の変化が少なくなり脈動損は減少するが、漏れリアクタンスが増大しトルクが減少する<sup>(1)</sup>。また、ブリッジ部インダクタンスは、ブリッジおよび回転子バー形状や飽和の影響により大きく変化するため、従来の磁気回路を用いた計算<sup>(2)~(6)</sup>では詳細な把握が難しく、精度良くトルク特性を計算できない場合がある。また、提案されている有限要素法解析を用いた方法<sup>(7)~(10)</sup>では、設計業務で容易に用いることができず、実用的なより簡便な方法が望まれる。

本章では、三次元非線形非定常有限要素法(FEM)解析のみから、全閉スロット誘導電動機の滑りに対する二次側回路定数(回転子漏れインダクタンスおよび回転子抵抗)の変化を明らかにする。回転子漏れインダクタンスは、第2章で新たに提案した磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いた計算方法を適用する。磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いる利点は、様々な回転子バー形状やブリッジ形状に対応できること、部位全体での検討が容易であることが挙げられる。回転子抵抗は回転子バーとエンドリングに発生する損失を用いて計算する。続いて、無負荷試験および拘束試験から二次側回路定数を計算し、解析より得られた結果と比較することで、解析結果の妥当性の検証を行う。

### 3.2 全閉スロット誘導電動機の二次側回路定数計算<sup>(11)(12)</sup>

有限要素法を用いた二次側回路定数の計算方法について説明する。

#### 3.2.1 磁気エネルギーを用いて計算したスロット漏れインダクタンス

説明を簡単にするために、図3-1に示す矩形スロットを用い、磁気エネルギーを用いて計算したスロット漏れインダクタンスと一般的に用いられているアンペアの法則より導出されたスロット漏れインダクタンスの式である(3-1)式<sup>(13)</sup>とが同じ式となるため、磁気エネルギーを用いてもスロット漏れインダクタンスが求められることを示す。

$$L = \mu_0 n_s^2 \left( \frac{d1}{3s} + \frac{d2}{s} \right) \quad (3-1)$$

ここで、 $n_s$  : 全導体数、 $\mu_0$  : 真空透磁率である。

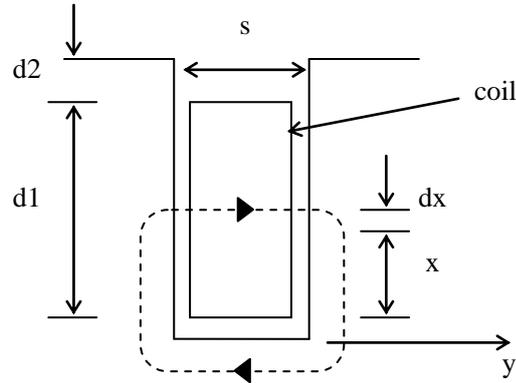


図 3-1 矩形スロット

(3-1)式には，鉄心の磁気抵抗を零，電流は各導体に一様に流れていて，スロット内の磁束は側面に垂直であるという仮定が設けられている。同仮定の下，磁気エネルギーを用いても同様の結果が得られることを以下に示す。磁気エネルギー  $W_m$  (J)，鎖交磁束  $\psi$  (Wb)，インダクタンス  $L$  (H)，電流  $i$  (A)の間には，

$$W_m = \frac{\psi i}{2} = \frac{L i^2}{2} \quad (3-2)$$

の関係がある。また，磁気エネルギー  $W_m$  (J)，スロット空間の領域体積  $v$  (m<sup>3</sup>)と磁束密度  $B$  (T)の間には(3-3)式の関係がある。

$$W_m = \left( \frac{1}{2\mu_0} \right) \int_v B^2 dv \quad (3-3)$$

(3-2)式および(3-3)式より磁束線によって囲まれた部分の導体数を  $n(x)$  とすると，

$$L = \left( \frac{1}{\mu_0 i^2} \right) s \int_0^{d1+d2} \left( \frac{\mu_0}{s} n(x) i \right)^2 dx = \left( \frac{1}{\mu_0 i^2} \right) s \left\{ \int_0^{d1} \left( \frac{\mu_0 n_s x i}{s d1} \right)^2 dx + \int_{d1}^{d1+d2} \left( \frac{\mu_0 n_s i}{s} \right)^2 dx \right\} \quad (3-4)$$

$$= \mu_0 n_s^2 \left( \frac{d1}{3s} + \frac{d2}{s} \right)$$

となり(3-1)式と一致し，磁気エネルギーを用いても漏れインダクタンスを計算することができる。

### 3.2.2 回転子漏れインダクタンス計算

回転子漏れインダクタンスは，図 3-2 に示すように回転子バー漏れインダクタンス，エンドリング漏れインダクタンスおよびブリッジ部インダクタンスから成る。第 2 章 2.4 節

2.4.2 項で述べたように、励磁分、つまり、一次電流の寄与として、無負荷時の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを仮定し、磁界解析より計算された負荷時の回転子各部位の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーから励磁分のそれぞれのエネルギーを差し引くことで、それらを二次電流により供給された磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーとし、回転子漏れインダクタンスを計算する。

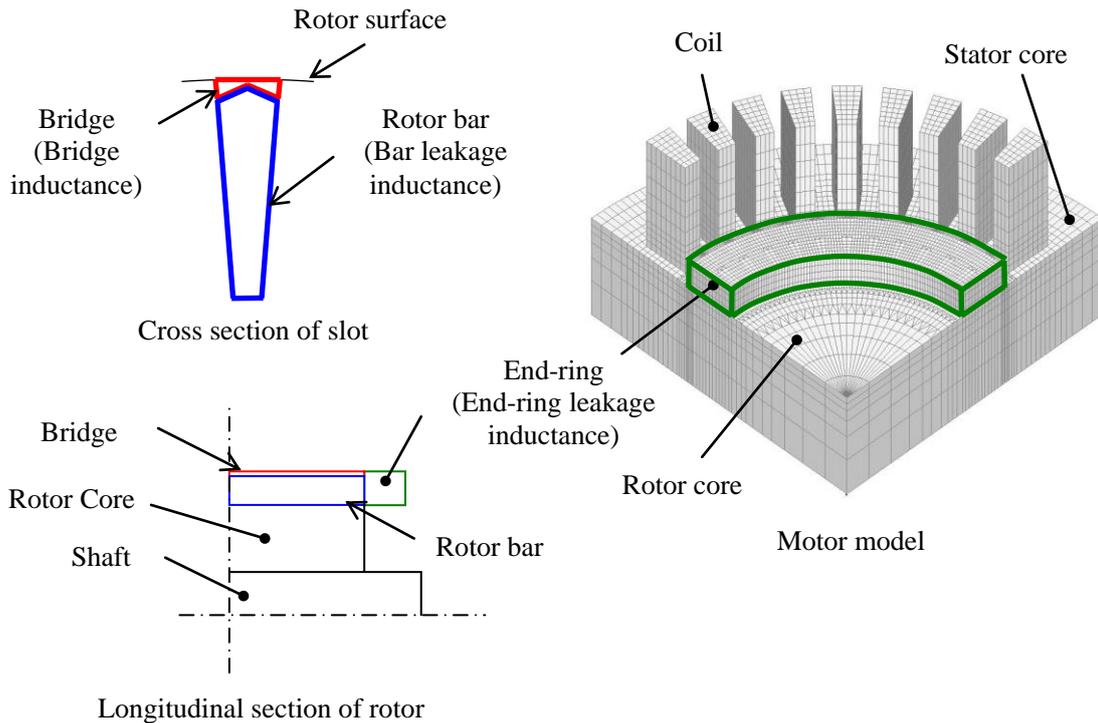


図 3-2 回転子漏れインダクタンス  
(ブリッジ領域，回転子バー領域，エンドリング領域)

回転子バーやエンドリングは線形材料であるため(3-2)式を用いて漏れインダクタンスを求められるが、ブリッジ部は非線形材料であるため(3-5)式を用いて漏れインダクタンスを計算する<sup>(11)(14)</sup>。ブリッジ部については2章2.4節で述べたが、ここに再度、計算式を記載する。

$$\begin{aligned}
& W_m + W_m' \\
&= \int_v \left( \int B dH \right) dv + \int_v \left( \int H dB \right) dv = \psi i = Li^2 \\
& \frac{\pi}{2} \left( W_m + W_m' \right)_{ave} = L \left( \sqrt{2} I_{rms} \right)^2 \tag{3-5} \\
& L = \frac{\pi}{4 I_{rms}^2} \left( W_m + W_m' \right)_{ave}
\end{aligned}$$

ここで、 $W_m$  : 磁気エネルギー(J),  $W_m'$  : 磁気随伴エネルギー(J),  $v$  : 領域体積(m<sup>3</sup>) (ブリッジ領域: 図 3-2 参照),  $\left( W_m + W_m' \right)_{ave}$  : 磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーの平均値 (J),  $I_{rms}$  : 電流 (実効値) (A)である。

ブリッジ部インダクタンス  $L_{bridge}(H)$ , 回転子バー漏れインダクタンス  $L_{bar}(H)$  およびエンドリング漏れインダクタンス  $L_{end-ring}(H)$  は, 磁界解析よりそれぞれの磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを求め, (3-6)~(3-8)式から計算する。

$$\begin{aligned}
& L_{bridge} \\
&= \left( \frac{\pi}{4 S_2 I_{bar}^2} \right) \\
&\times \left\{ \left( \frac{1}{T_s} \right) \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^{T_s} \left( W_{m\_bridge\_on-load}^k(t) + W_{m\_bridge\_on-load}'^k(t) \right) dt \right. \\
&\left. - \left( \frac{1}{T} \right) \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^T \left( W_{m\_bridge\_mc}^k(t) + W_{m\_bridge\_mc}'^k(t) \right) dt \right\} \tag{3-6}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& L_{bar} = \left( \frac{\pi}{2 S_2 I_{bar}^2} \right) \\
&\times \left\{ \left( \frac{1}{T_s} \right) \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^{T_s} W_{m\_bar\_on-load}^k(t) dt \right. \\
&\left. - \left( \frac{1}{T} \right) \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^T W_{m\_bar\_mc}^k(t) dt \right\} \tag{3-7}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& L_{end-ring} = \left( \frac{\pi}{2 I_{end-ring}^2} \right) \times \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} W_{m\_end-ring\_on-load}(t) dt \right. \\
&\left. - \frac{1}{T} \int_0^T W_{m\_end-ring\_mc}(t) dt \right) \tag{3-8}
\end{aligned}$$

ここで、 $W_{m\_bridge\_on-load}^k(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における負荷時の磁気エネルギー(J),

$W_{m\_bridge\_on-load}^{k'}(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における負荷時の磁気随伴エネルギー(J),  
 $W_{m\_bridge\_mc}^k(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における無負荷時の磁気エネルギー(J),  
 $W_{m\_bridge\_mc}^{k'}(t)$  :  $k$  番目のブリッジ領域における無負荷時の磁気随伴エネルギー(J),  
 $W_{m\_bar\_on-load}^k(t)$  :  $k$  番目の回転子バーにおける負荷時の磁気エネルギー(J),  $W_{m\_bar\_mc}^k(t)$  :  
 $k$  番目の回転子バーにおける無負荷時の磁気エネルギー(J),  $W_{m\_end-ring\_on-load}(t)$  : 負荷時  
 のエンドリング磁気エネルギー (片側エンドリング分) (J),  $W_{m\_end-ring\_mc}(t)$  : 無負荷時  
 のエンドリング磁気エネルギー (片側エンドリング分) (J),  $T_s$  : 滑り周波数の周期,  $T$  :  
 電源周波数の周期(s),  $t$  : 時間(s),  $I_{bar}$  : 回転子バー電流(A),  $I_{end-ring}$  : エンドリング電流 (A),  
 $S_2$  : 回転子スロット数である。

次に、エンドリングを考慮した回転子バーの等価漏れインダクタンス  $L_{bar\_e}$  (H) について  
 検討する。かご形回転子における負荷時の回転子バーとエンドリングの全磁気エネルギー  
 を  $W_{m\_bar+end-ring\_on-load}(t)$  (J), 無負荷時の回転子バーとエンドリングの全磁気エネルギー  
 $W_{m\_bar+end-ring\_mc}(t)$  (J) とすると,  $L_{bar\_e}$  は次のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{T_s} W_{m\_bar+end-ring\_on-load}(t) dt \\
 &= \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^{T_s} W_{m\_bar\_on-load}^k(t) dt + 2 \int_0^{T_s} W_{m\_end-ring\_on-load}(t) dt
 \end{aligned} \tag{3-9}$$

$$\begin{aligned}
 & \int_0^T W_{m\_bar+end-ring\_mc}(t) dt \\
 &= \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^T W_{m\_bar\_mc}^k(t) dt + 2 \int_0^T W_{m\_end-ring\_mc}(t) dt
 \end{aligned} \tag{3-10}$$

$$\begin{aligned}
 L_{bar\_e} = & \left( \frac{\pi}{2S_2 I_{bar}^2} \right) \times \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} W_{m\_bar+end-ring\_on-load}(t) dt \right. \\
 & \left. - \frac{1}{T} \int_0^T W_{m\_bar+end-ring\_mc}(t) dt \right)
 \end{aligned} \tag{3-11}$$

回転子バー電流とエンドリング電流の間には(3-12)式の関係があることから, (3-9)式と  
 (3-10)式に(3-7)式, (3-8)式および(3-12)式を代入し, (3-11)式と比較することにより(3-13)式  
 が得られる。

$$I_{bar} = 2I_{end-ring} \cdot \sin(\pi P / 2S_2) \quad (3-12)$$

$$L_{bar-e} = L_{bar} + \frac{L_{end-ring}}{(2S_2 \sin^2[(\pi P)/(2S_2)])} \quad (3-13)$$

ここで、 $P$  : 極数 である。

従って、1次側に換算した回転子漏れインダクタンス  $L'_2(\mathbf{H})$  は(3-14)式となる<sup>(15)</sup>。

$$L'_2 = \left( \frac{3(k_w Z_1)^2}{S_2} \right) (L_{bar-e} + L_{bridge}) \quad (3-14)$$

ここで、 $k_w$  : 巻線係数、 $Z_1$  : 1次1相直列導体数である。

### 3.2.3 回転子抵抗計算<sup>(16)(17)</sup>

回転子バー抵抗  $r_{bar}(\Omega)$ 、エンドリング抵抗  $r_{end-ring}(\Omega)$  およびエンドリングを考慮した回転子バーの等価抵抗  $r_{be}(\Omega)$  は、3.2.2 節と同様にそれぞれの部位に発生する損失を磁界解析より求め、(3-15)～(3-17)式から計算する。

$$r_{bar} = \left( \frac{1}{S_2 I_{bar}^2 T_s} \right) \sum_{k=1}^{S_2} \int_0^{T_s} W_{p-bar}^k(t) dt \quad (3-15)$$

$$r_{end-ring} = \left( \frac{1}{I_{end-ring}^2 T_s} \right) \int_0^{T_s} W_{p-end-ring}(t) dt \quad (3-16)$$

$$r_{be} = r_{bar} + \frac{r_{end-ring}}{2S_2 \sin^2(\pi P / 2S_2)} \quad (3-17)$$

ここで、 $W_{p-bar}^k(t)$  :  $k$  番目の回転子バー損失(W)、 $W_{p-end-ring}(t)$  : エンドリング損失 (片側エンドリング分) (W) である。1次側に換算した回転子抵抗  $R'_2(\Omega)$  は、(3-14)式と同様に(3-18)式で計算できる。

$$R'_2 = \left( \frac{3(k_w Z_1)^2}{S_2} \right) r_{be} \quad (3-18)$$

## 3.3 全閉スロット誘導電動機の二次側回路定数の有限要素法解析

### 3.3.1 解析モデルと解析条件

今回用いた全閉スロット誘導電動機は、0.75kW、4極の三相かご形誘導電動機であり、仕様やモデルを表 2-9、表 2-10 および図 2-15 に示す。解析領域はモデルの対称性により周方向に 1/4 とし、軸方向には 1/2 とした。コイルには正弦波電圧を印加し、滑りを変化させて非線形過渡解析を行った。

### 3.3.2 回転子漏れインダクタンスの解析結果

3.2.2 項で述べたように回転子漏れインダクタンスは、回転子バー漏れインダクタンス、エンドリング漏れインダクタンスおよびブリッジ部インダクタンスから成る。

表 3-1 および図 3-3 に滑りに対する回転子漏れインダクタンスの解析結果を示す。結果はすべて一次側換算値（1 相分）である。また、図 2-21 および図 3-4 に回転子バー電流の 2 乗に対するブリッジ領域の磁気エネルギー＋磁気随伴エネルギーおよび回転子バーの磁気エネルギーの変化を示す。図示されている磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーは、無負荷時のそれぞれの磁気エネルギーが差し引かれたものであり、以降の図においても同様である。

図 3-3 から、回転子漏れインダクタンスは定格滑り付近で大きく変化し、以降、ほぼ一定となる。滑りが小さいところでは、ブリッジ部インダクタンスが大部分である。ブリッジ領域の磁気特性の非線形から、磁気飽和が顕著でない回転子バー電流の小さい（滑りの小さい）ところにおいて、図 2-21 示すように磁気エネルギー＋磁気随伴エネルギーの傾きが大きくなるため、漏れインダクタンスが大きくなる。飽和が顕著となると、ブリッジ領域の磁気エネルギー、磁気随伴エネルギーが線形に変化するため、漏れインダクタンスは一定となる。

一方、回転子バーは線形材料である。(3-2)式より、その磁気エネルギーが、回転子バー電流の 2 乗に対し線形となるため、漏れインダクタンスは一定となる。しかし、図 3-3 より滑りの小さいところで回転子バーの漏れインダクタンスが少し大きくなっている。

図 3-5 は、滑りに対し、(A): (各滑りでの回転子バー磁気エネルギー／定格滑りでの回転子バー磁気エネルギー) の平方根、(B): (各滑りでの回転子バー電流／定格滑りでの回転子バー電流) およびそれらの比((A)/(B))を示したものである。滑りの小さいところでは回転子バー電流に対する回転子バー磁気エネルギーが高く、漏れインダクタンスが大きくなる。これは、滑りが小さいところではブリッジ領域の磁気飽和が低く、回転子バー電流による磁束がこの部分を通りやすくなるため、滑りの小さいところで回転子バー磁気エネルギーが大きくなり回転子バーの漏れインダクタンスが少し大きくなるのだと考える。

図 3-6 に、エンドリング電流の 2 乗に対するエンドリングの磁気エネルギーの変化を示す。エンドリング電流の 2 乗に対しその磁気エネルギーがほぼ線形で変化しており、エンドリングの漏れインダクタンスは、滑りに対し一定となる。

表 3-1 滑り（回転子バー電流）に対する回転子漏れインダクタンス

| Slip (%) | Secondary leakage inductance (mH) | Bridge inductance (mH) | Bar leakage inductance (mH) | End-ring leakage inductance (mH) | Bar currents (A) |
|----------|-----------------------------------|------------------------|-----------------------------|----------------------------------|------------------|
| 0.25     | 12.332                            | 11.03                  | 1.233                       | 0.066                            | 5.24             |
| 0.50     | 16.649                            | 15.10                  | 1.452                       | 0.098                            | 8.29             |
| 1.00     | 13.869                            | 12.26                  | 1.360                       | 0.249                            | 16.21            |
| 2.00     | 10.841                            | 9.23                   | 1.341                       | 0.274                            | 30.13            |
| 4.00     | 7.464                             | 5.96                   | 1.229                       | 0.277                            | 57.80            |
| 6.00     | 5.952                             | 4.65                   | 1.165                       | 0.276                            | 84.32            |
| 10.00    | 4.596                             | 4.51                   | 1.121                       | 0.276                            | 132.24           |
| 20.00    | 3.337                             | 3.20                   | 1.070                       | 0.277                            | 235.58           |
| 30.00    | 2.877                             | 1.99                   | 1.043                       | 0.277                            | 318.76           |
| 40.00    | 2.641                             | 1.56                   | 1.019                       | 0.277                            | 382.08           |
| 50.00    | 2.502                             | 1.35                   | 1.005                       | 0.277                            | 435.53           |
| 60.00    | 2.409                             | 1.22                   | 0.995                       | 0.277                            | 478.89           |
| 70.00    | 2.340                             | 1.14                   | 0.987                       | 0.278                            | 515.38           |
| 80.00    | 2.292                             | 1.08                   | 0.981                       | 0.278                            | 543.43           |
| 90.00    | 2.289                             | 1.03                   | 0.989                       | 0.281                            | 559.25           |
| 100.00   | 2.247                             | 1.02                   | 0.984                       | 0.276                            | 579.18           |

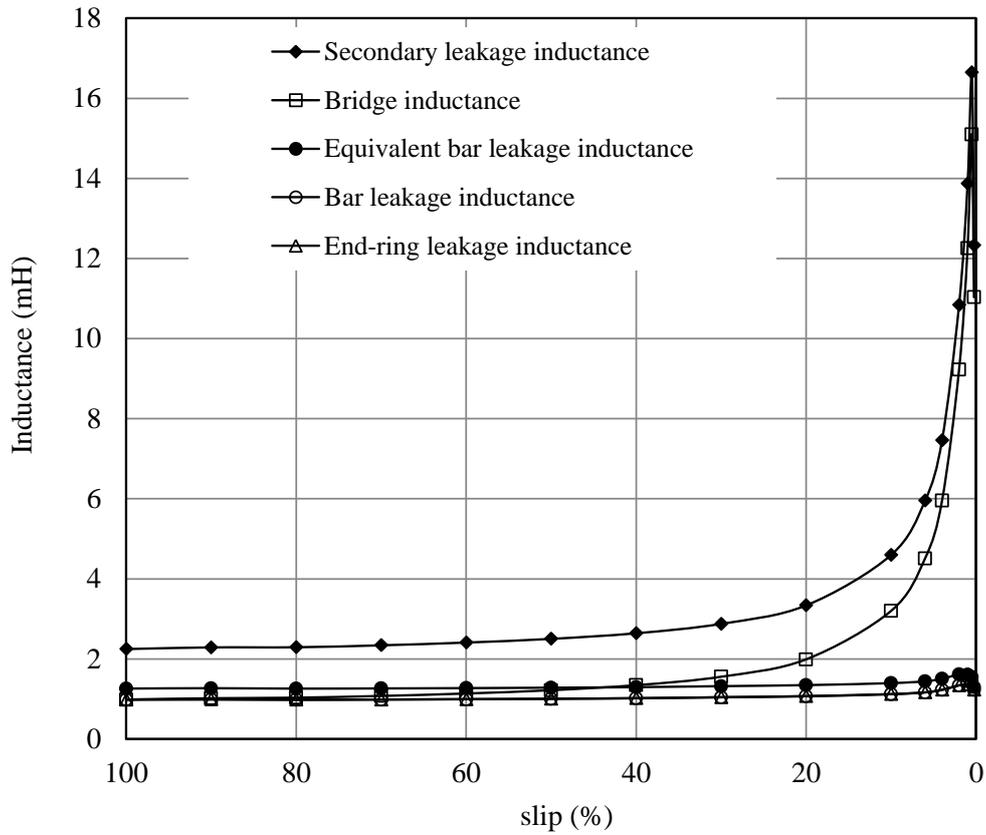


図 3-3 滑りに対する回転子漏れインダクタンス

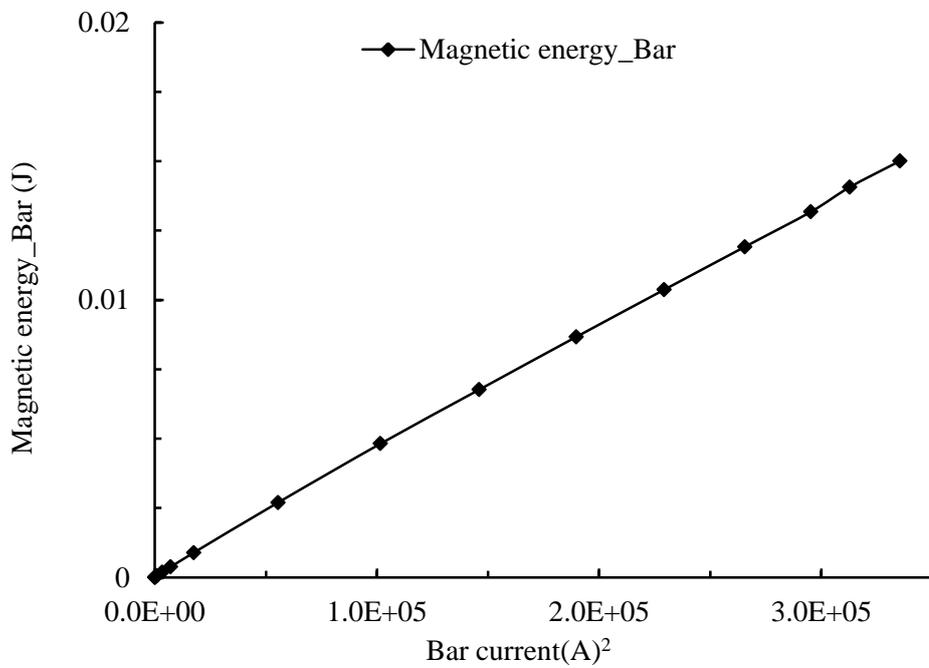


図 3-4 回転子バー電流の 2 乗に対する回転子バーの磁気エネルギー

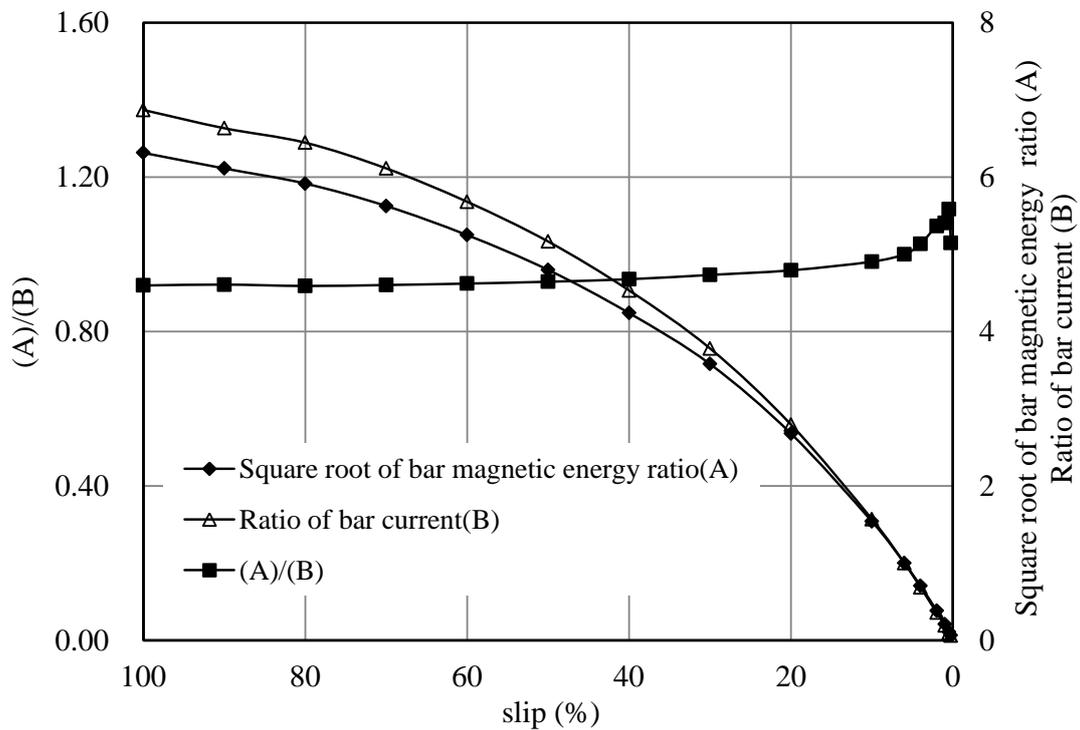


図 3-5 定格滑りの回転子バーの磁気エネルギーおよび回転子バー電流で各滑りにおける諸量を正規化し、平方根を取った値の変化

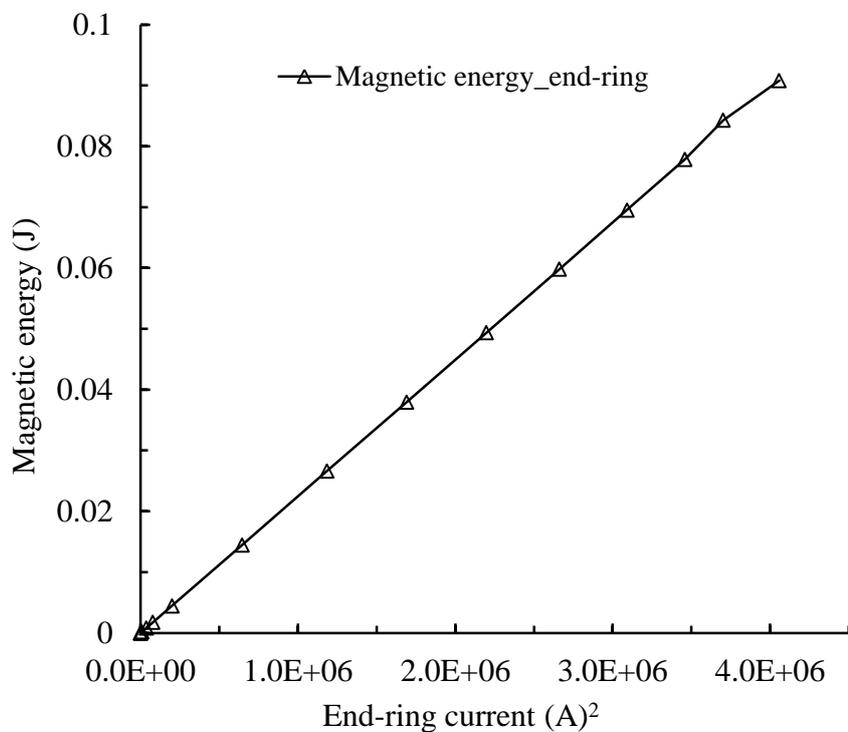


図 3-6 エンドリング電流の 2 乗に対するエンドリングの磁気エネルギー

### 3.3.3 回転子抵抗の解析結果

図 3-7 に滑りに対する回転子抵抗の解析結果を示す。結果はすべて一次側換算値（1 相分）である。図 3-7 より、エンドリング抵抗は、滑りに対しほぼ一定であるが、回転子バー抵抗は滑りが小さいところで少し大きくなっている。

図 3-8 は図 3-5 と同様の図で、滑りに対し、(A): (各滑りでの回転子バーの損失 / 定格滑りでの回転子バーの損失) の平方根、(B): (各滑りでの回転子バー電流 / 定格滑りでの回転子バー電流) およびそれらの比((A)/(B))を示したものである。滑りの小さいところでは、固定子スロットの存在により回転子バーに発生する損失（高調波二次銅損）の影響が、回転子バー電流が小さいため顕著となり、回転子バー抵抗が少し大きくなるのだと考える。

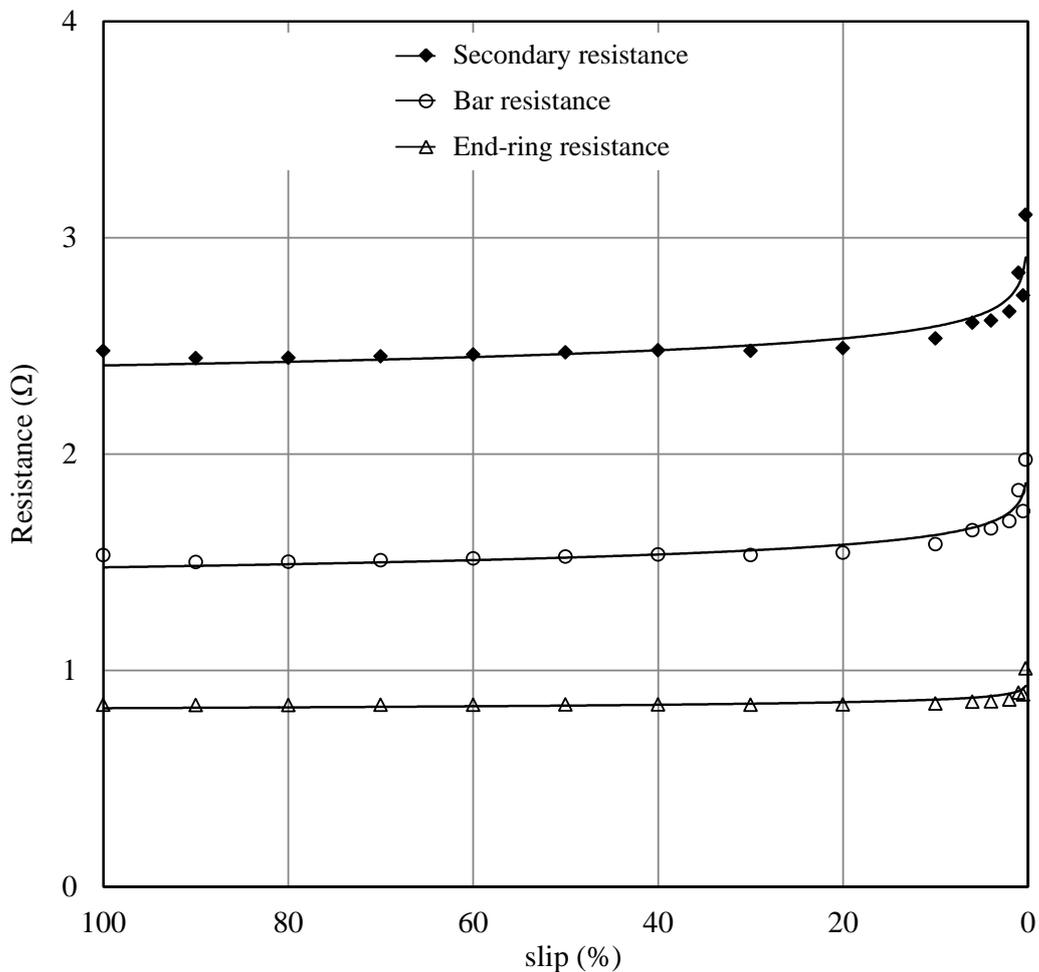


図 3-7 滑りに対する回転子抵抗

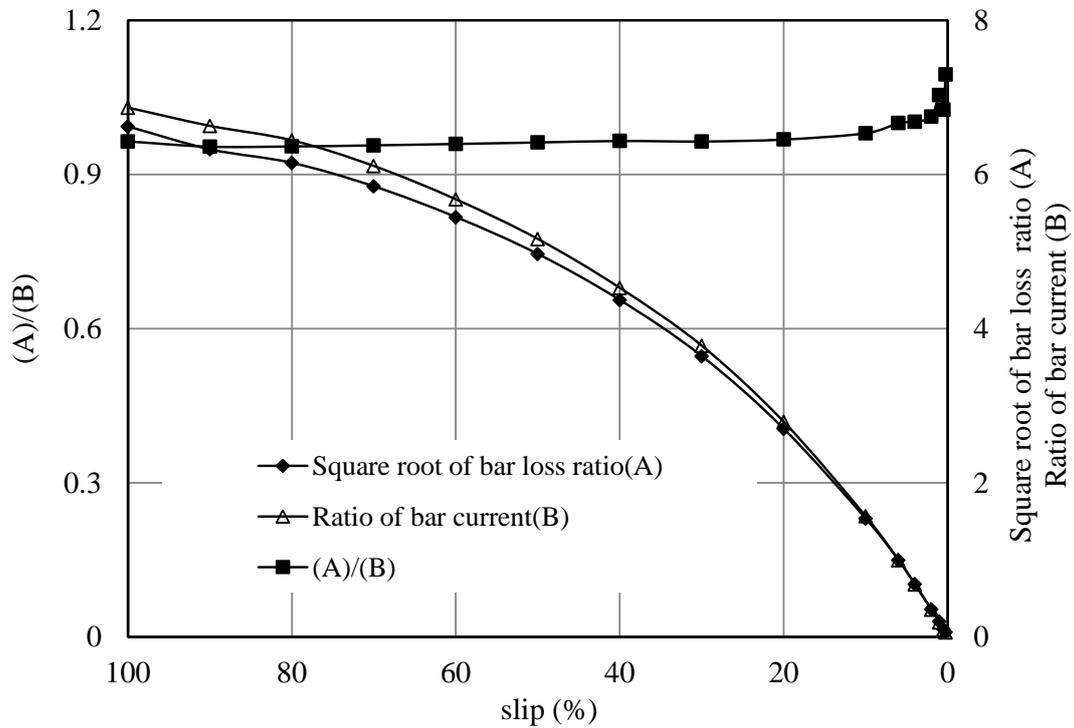


図 3-8 定格滑りの回転子バーの損失および回転子バー電流で各滑りにおける諸量を正規化し，平方根を取った値の変化

### 3.4 実測結果と有限要素法解析結果比較

図 3-9 に，FEM 解析より得られた各滑りにおける回転子漏れインダクタンスと回転子抵抗の変化を示す。通常，誘導電動機では，無負荷試験および拘束試験を行い，回転子漏れインダクタンスや回転子抵抗などの回路定数を求める。図 3-9 では，無負荷試験および拘束試験より求めた回転子漏れインダクタンスと回転子抵抗も示す。回転子漏れインダクタンスは，実測結果と定格滑り付近でほぼ一致していること，回転子抵抗は全ての滑りの範囲でほぼ一致していることが確認できた。

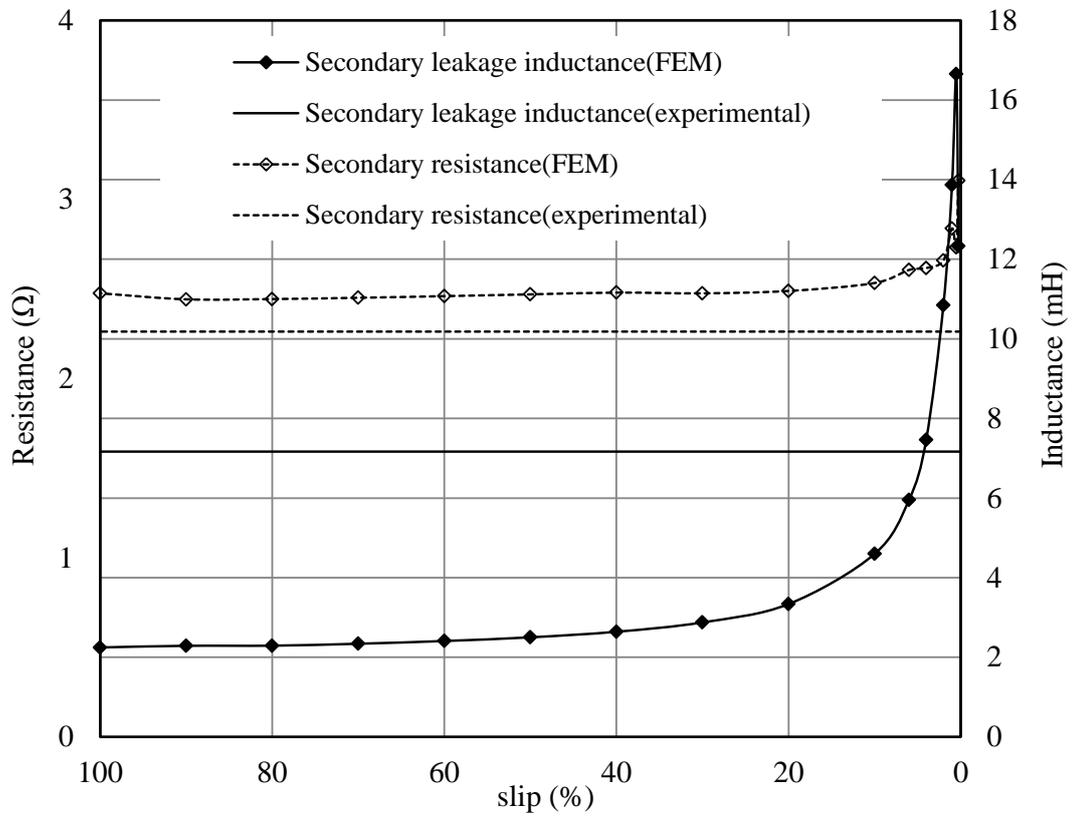


図 3-9 回転子漏れインダクタンスと回転子抵抗の実測と FEM 解析結果比較

### 3.5 まとめ

通常、誘導電動機の開発設計においては、等価回路を用い、一次側および二次側回路定数を一定として負荷運転時の特性を計算する方法がとられている。また、誘導電動機の特性試験では、一般に設備容量の制約や簡便さから、実負荷試験によらず、無負荷試験および拘束試験から、その特性を計算する方法がとられている。3.3 節で述べたように全閉スロット誘導電動機では、回転子鉄心材料の磁気特性や飽和の影響を受けるので、ブリッジ部インダクタンスが滑りに対し大きく変化するため、回転子漏れインダクタンスを一定値として扱うことは適切ではない。

本章では、三次元非線形有限要素法解析から得られる磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて、第2章で提案した計算方法により全閉スロット誘導電動機の滑りに対する回転子漏れインダクタンスを求めた。また、滑りに対する回転子抵抗を回転子バーとエンドリングに発生する損失から求めた。これらの検討の結果、以下の知見を得た。

- (1) 本方法により計算した回転子漏れインダクタンスは、無負荷試験や拘束試験から得られる値と定格滑り付近ではほぼ一致していることが確認できた。また、回転子抵抗は全ての滑りの範囲ではほぼ一致していることが確認できた。
- (2) 商用電源で駆動される全閉スロット誘導電動機においては、回転子漏れインダクタンスは、滑りに対し大きく変化し、滑りが低い領域では、ブリッジ部インダクタンスが大部分を占めていることを明らかにした。
- (3) 回転子抵抗、回転子バー漏れインダクタンスおよびエンドリング漏れインダクタンスは、滑りの小さいところでは大きくはなるが、滑りが大きくなるとほぼ一定となることが確認できた。
- (4) 本方法により計算した回転子漏れインダクタンスも、電磁鋼板材料の透磁率曲線が最大値を持つと同様な変化を示すことを明らかにした。従来からの計算方法では、滑りが小さくなるとブリッジ部インダクタンスは無限大となり、この傾向と異なることも明らかにした。

## 参考文献

- (1) 横塚勉・馬場英治:「かご形誘導電動機の二次回路定数の一算定法」, 電学論 D, Vol.111, No.7, pp.563-569 (1991-3)
- (2) 高橋幸人: “電機機器設計Ⅱ”, 共立出版 (1952)
- (3) Richter: “Electrische Maschinen”, VERLAG BIRKHÄUSER (1954)
- (4) Veinott: “Theory and design of small induction motor”, McGRAW-HILL (1959)
- (5) М.Н.Сцунов: “ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЕОМЕТРИИ ЗАКРЫТОГО ПАЗА РОТОРА КОРОТКОЗАМКНУТОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ”, *ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ*, No.2, pp.150-154 (1966)
- (6) T.S.Birch and O.I.Butler: “Permeance of closed-slot bridges and its effect on induction-motor-current computation”, *Proc. IEE*, Vol.118, No.1, January, pp.169-172 (1971)
- (7) 山崎克巳・鈴木章浩・大戸基道・高倉照幸:「電磁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)
- (8) K. Yamazaki: “An Efficient Procedure to Calculate Equivalent Circuit Parameter of Induction Motor Using 3-D Nonlinear Time-Stepping Finite-Element Method”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.38, No.2, pp.1281-1284 (2002)
- (9) Do-Wan Kim, Hyun-Kyo Jung, Song-Yop Hahn: “Equivalent Circuit Modeling for Transient Analysis of Induction Motors with Three Dimensional Finite Element Analysis”, *Proc. IEEE-IEMDC'99*, pp.201-203 (1999)
- (10) Z. Ling, L. Zhou, S. Guo and Y. Zhang: “Equivalent Circuit Parameters Calculation of Induction Motor by Finite Element Analysis”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.50, No.2, Feb. (2014)
- (11) 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)
- (12) M. Matsushita, S. Mizuno, F. Ishibashi: “Bridge and Rotor Inductance of Closed Slot Induction Motor”, *Journal of JSAEM*, Vol.24, No.1, pp.36-42, (2016)
- (13) 電気学会: “電気機器工学Ⅰ”, 電気学会 (1998)
- (14) 回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術調査専門委員会: 「回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術」, 電気学会技術報告, No.776 (2000)

- (15) 藤了念：“解説 誘導機(I)”，オーム社 (1962)
- (16) 山崎克巳・鈴木章浩・大戸基道・高倉照幸：「電磁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)
- (17) K. Yamazaki：“An Efficient Procedure to Calculate Equivalent Circuit Parameter of Induction Motor Using 3-D Nonlinear Time-Stepping Finite-Element Method”，*IEEE Trans. Magnetics*, Vol.38, No.2, pp.1281-1284 (2002)

## 第4章 全閉スロット誘導電動機の励磁電流と励磁インダクタンス計算およびトルク特性計算

### 4.1 まえがき

前章において、全閉スロット誘導電動機の回転子漏れインダクタンスは、滑りに対し大きく変化することを明らかにした。回転子漏れインダクタンスの計算では、負荷時の回転子各部位の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーから、一次電流により供給されたエネルギーとして無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引くことで、二次電流により供給される磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを定義した。この際、滑りが変化した場合でも励磁電流は一定という仮定を置いている。より正確に回転子漏れインダクタンスの変化を検討するためには、この仮定をせずに、滑りに対し励磁電流が変化すると考え、回転子漏れインダクタンスを求めるべきである。

本章では、三次元非線形過渡解析と二次元非線形静解析を用いて、滑りに対する励磁電流や励磁インダクタンスを計算する方法を新たに提案するとともに、滑りに対するそれらの変化を明らかにする。励磁電流の大きさは、1次電流と2次電流による起磁力から誘導電動機のベクトル図を用いて計算する。励磁インダクタンスは、励磁電流による磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて計算する。

本提案方法を3相-4P-0.75kW-200V-50Hzの全閉スロット誘導電動機に適用し、滑りに対する励磁電流や励磁インダクタンスの変化を計算する。得られた励磁電流と励磁インダクタンスを無負荷試験および拘束試験から計算された値と比較を行う。そして、滑りに対する励磁電流の変化を考慮した回転子漏れインダクタンスを計算し、前章で得られた無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて得られた回転子漏れインダクタンスと比較する。さらに、解析より得られた滑りに対するトルク特性、実測の滑りに対するトルク特性および前章や本章で得られた二次側回路定数等を利用し、スタインメッツ法<sup>(1)</sup>により計算した滑りに対するトルク特性との比較を行う。これまでの検討で得られた回路定数をスタインメッツ法による特性計算に組み込むことにより、特に、全閉スロット誘導電動機的设计時にポイントとなる始動時と定格出力時のトルク特性を精度よく予測できることを検証する<sup>(2)</sup>。

### 4.2 全閉スロット誘導電動機の励磁電流と励磁インダクタンス計算<sup>(3)(4)</sup>

本節では、有限要素法を用いた滑りに対する励磁電流と励磁インダクタンスの計算方法について説明する。

励磁電流および励磁インダクタンスの計算ステップを図 4-1 に示す。まず、三次元非線形過渡解析にて電圧源を用い、滑りを変化させ、回転子の回転や磁気飽和、表皮効果などを考慮し、1 次電流、2 次電流の計算を行う。次に、各滑りにおける励磁電流を計算するために、先のステップで得られた 1 次電流や 2 次電流を個別に与えた二次元非線形静磁界解析を行い、1 次電流によって作られる磁場と 2 次電流によって作られる磁場を分離する。最後に、各滑りにおける励磁電流での励磁インダクタンスを求めるために、三次元非線形過渡解析を用い、無負荷で端子電圧を変化させた計算を行い、それぞれの場合の各部の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを求める。磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いる利点は、様々な電動機形状に柔軟に対応できること、スロットやブリッジ、コアなど部位全体での検討が容易であることが挙げられる。

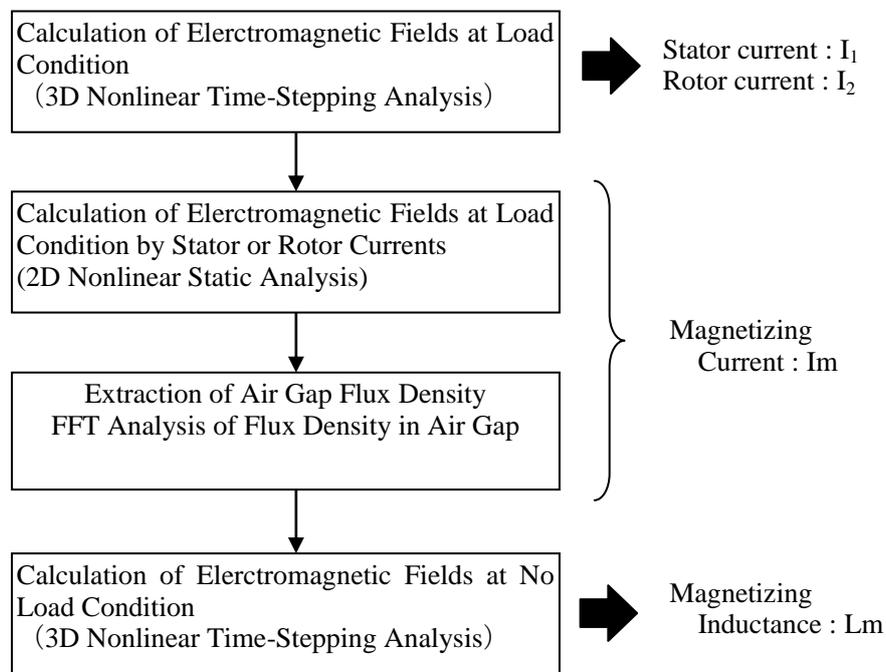


図 4-1 励磁電流および励磁インダクタンス計算ステップ

#### 4.2.1 励磁電流計算

図 4-2 に誘導電動機のベクトル図を示す。空間的な起磁力の関係についても図 4-2 に示された電流ベクトルと等しい関係が成立する。すなわち、1 次電流  $I_1$  は 1 次起磁力に、2 次電流  $I_2 (= -I_1')$  は 2 次起磁力に、励磁電流  $I_m$  は励磁起磁力にそれぞれ比例する。これら以外の起磁力は存在しないからこれらの起磁力を空間的にベクトルで示したものは閉じなければならない、電流ベクトルを時間的に示した場合と全く同様の関係となる。この起磁力

ベクトルより、励磁起磁力は1次起磁力と2次起磁力との差であり、磁束はこの起磁力によって生じている。もし、2次起磁力が存在しなければ1次起磁力は全て励磁に費やされることになる。

図4-2より1次電流 $I_1$ と2次電流 $I_1'$ との挟む角を $\alpha$ とすると(4-1)式となる。

$$I_1^2 + I_1'^2 - 2I_1I_1' \cos \alpha = I_m^2 \quad (4-1)$$

$$I_m = \sqrt{I_1^2 + I_1'^2 - 2I_1I_1' \cos \alpha} \quad (4-2)$$

したがって、1次電流のみを与えた場合と2次電流のみを与えた場合の2次元非線形静磁界解析から、それぞれの場合のギャップ部磁束密度の調波分析を行い、その基本波成分の位相差から $\alpha$ を求め、(4-2)式より各滑りにおける励磁電流 $I_m$ を計算する。

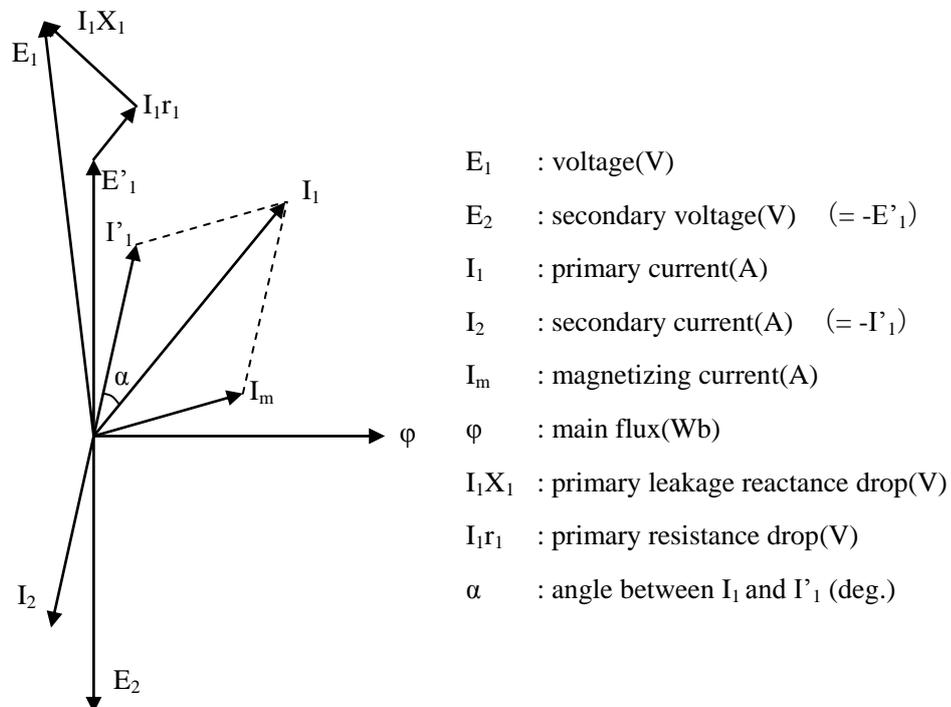


図4-2 誘導電動機のベクトル図

#### 4.2.2 励磁インダクタンス計算

励磁インダクタンスは、励磁電流により電動機各部に蓄えられる磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを磁界解析より求め、その電動機に蓄えられる全磁気エネルギーおよび全磁気随伴エネルギーから固定子コイルに蓄えられるそれぞれの磁気エネルギーを差し引いたエネルギーを用いて計算する。回転子バーやエンドリングは線形材料であるが、鉄

心などは非線形材料であるため、励磁インダクタンスの計算には(4-6)式を用いる<sup>(5)</sup>。

$$W_m = \int_V (\int B dH) dv \quad (4-3)$$

$$W_m' = \int_V (\int H dB) dv \quad (4-4)$$

$$W_m + W_m' = \psi i = Li^2 \quad (4-5)$$

$$L_m = \left( \frac{\pi}{6I_m^2} \right) \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T [(W_{m_{-t}}(t) + W_{m_{-t}}'(t)) - (W_{m_{-st}}(t) + W_{m_{-st}}'(t))] dt \right\} \quad (4-6)$$

ここで、 $W_m$  : 磁気エネルギー(J),  $W_m'$  : 磁気随伴エネルギー(J),  $B$  : 磁束密度(T),  $H$  : 磁界の強さ(A/m),  $L$  : インダクタンス(H),  $\psi$  : 鎖交磁束(Wb),  $i$  : 電流(A),  $W_{m_{-t}}$  : 全磁気エネルギー (空気領域を含む解析モデル全領域) (J),  $W_{m_{-t}}'$  : 全磁気随伴エネルギー (空気領域を含む解析モデル全領域) (J),  $W_{m_{-st}}$  : 全固定子コイルの磁気エネルギー(J),  $W_{m_{-st}}'$  : 全固定子コイルの磁気随伴エネルギー(J),  $L_m$  : 励磁インダクタンス(H),  $T$  : 電源周波数の周期(s),  $t$  : 時間(s),  $v$  : 領域体積(m<sup>3</sup>)である。

#### 4.3 全閉スロット誘導電動機の滑りに対する励磁電流と励磁インダクタンスの有限要素法解析

今回検討対象とした全閉スロット誘導電動機は、4極、0.75kW、50Hzの三相かご形誘導電動機である。全閉スロット誘導電動機の仕様を表3-1に示す。三次元分割図は図2-15である。解析領域はモデルの対称性より周方向に1/4とし、軸方向には1/2とした。コイルには正弦波電圧を印加し、滑りを変化させて非線形過渡解析を行った。

##### 4.3.1 滑りに対する励磁電流の計算

図2-17には三次元非線形過渡解析を用いて得られた滑りを変化させた時の磁束密度分布が示されている。これらの磁束密度分布図を比較すると、滑りが大きくなるに従い、固定子コアや回転子コアの磁束密度が低くなってゆくの、励磁電流も小さくなると考えられる。同様に、滑りが大きくなると1次電流と2次電流との間の角度 $\alpha$ も小さくなると考えられる。

図4-3には、二次元非線形静磁界解析を用いて得られた定格滑りにおける、ある瞬間の磁束密度分布と磁束線分布を示す。図4-3(a)は、三次元非線形過渡解析で得られた1次

電流と2次電流の両方を与えた場合の結果である。図4-3 (b) は三次元非線形過渡解析で得られた1次電流のみを与えた場合の結果であり，図4-3 (c) は2次電流のみを与えた場合の結果である。図4-3 から明らかなように，回転子位置は同じであるが，磁束線分布が異なっている。すなわち，1次電流による起磁力方向と2次電流による起磁力方向が異なっていることが確認できる。

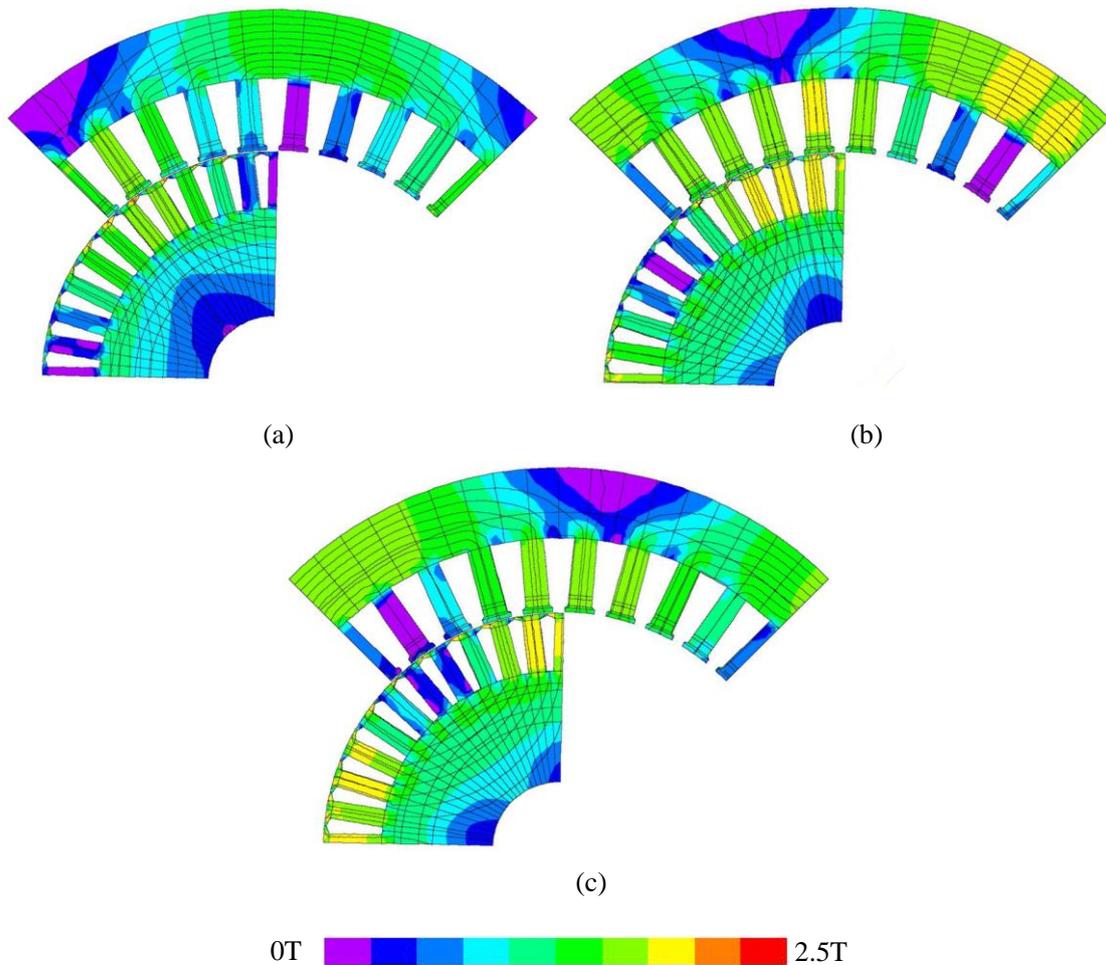


図4-3 定格滑り(5.67%)での磁束密度分布と磁束線分布 (二次元非線形静解析より)

(a)1次電流と2次電流の両方を与えた場合

(b)1次電流のみを与えた場合，(c)2次電流のみを与えた場合

図4-3(a)~(c)の各ケースにおけるギャップ中心磁束密度波形を図4-4に示す。1次電流( $I_1$ )のみによるギャップ中心磁束密度波形と2次電流( $I_2=-I_1$ )のみによるギャップ中心磁束密度波形は，おおよそ同じ大きさで逆向きとなっている。誘導電動機のベクトル図 (図4-2) から，1次電流と2次電流の両方( $I_1+I_2$ )を与えた場合のギャップ中心磁束密度波形は，その

滑りでの励磁電流によるギャップ中心磁束密度波形である。1次電流と2次電流の位相差 $\alpha$ は、1次電流によるギャップ中心磁束密度波形の基本波の位相角と2次電流のみによるギャップ中心磁束密度波形の基本波の位相角から求める。

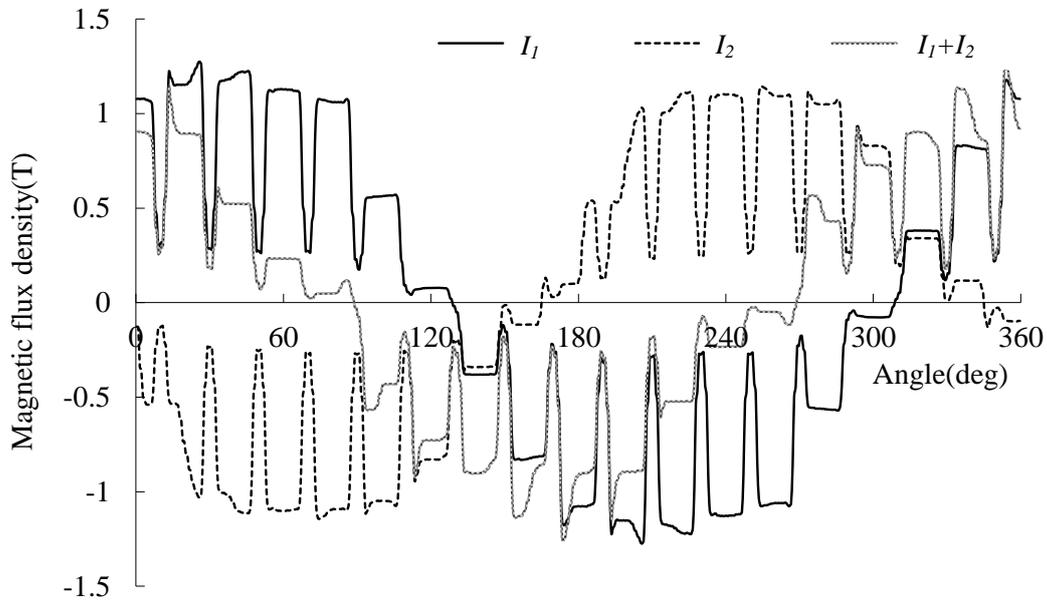


図 4-4 定格滑り (5.67%) でのギャップ中心における磁束密度波形比較

図 4-5 は、滑りに対する 1 次電流と 2 次電流の間の角度 $\alpha$ の変化を示す。同図には、円線図<sup>6)</sup>より得られた定格滑りでの角度 $\alpha$ も示されており、両者は良く一致している。角度 $\alpha$ は、滑りが大きくなるに従い小さくなる。すなわち、滑りが大きくなるに従い、1 次電流による起磁力と 2 次電流による起磁力が対向してゆくことを示している。1 次電流が小さく滑りの小さいところでは、1 次電流に対する励磁電流分が大きくなるため角度 $\alpha$ が大きくなり、1 次電流が大きく滑りの大きいところでは、1 次電流に対する励磁電流分が小さくなるため角度 $\alpha$ が小さくなる。

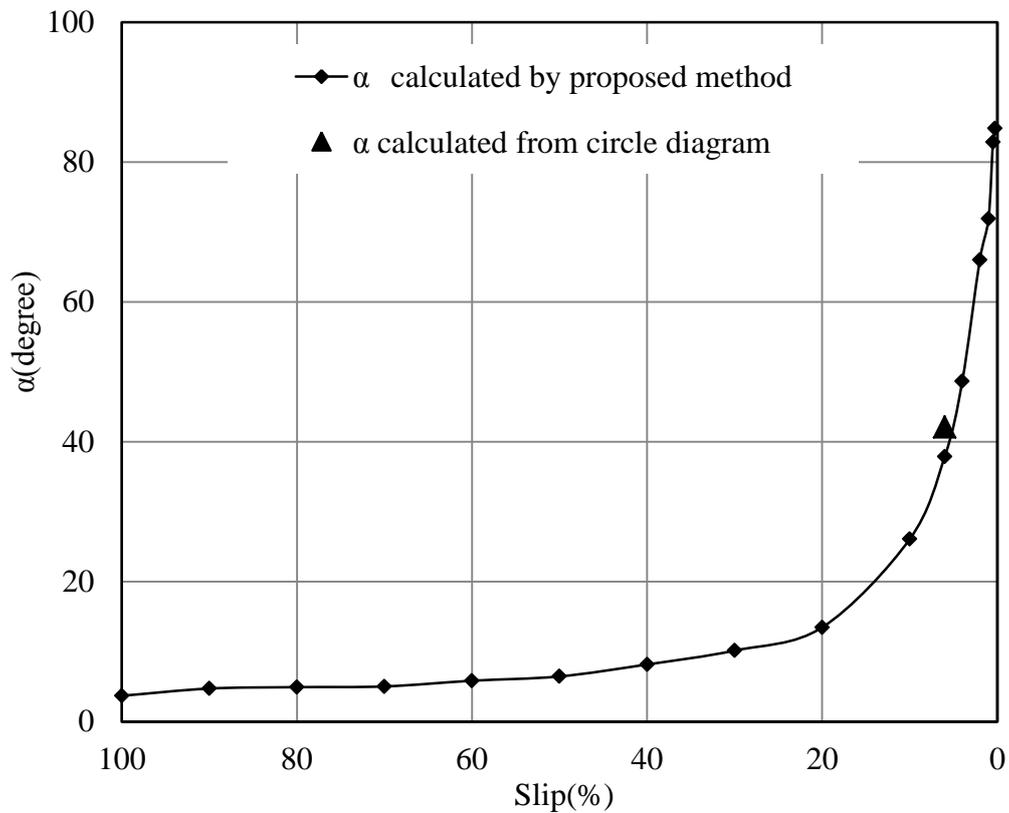


図 4-5 滑りに対する角度  $\alpha$  の変化

(4-2)式を用いて計算された滑りに対する励磁電流の変化を図 4-6 に示す。同図には励磁電流の実測結果も示してある。滑りが小さいところで励磁電流はほぼ一定であるが、滑りが大きくなるに従い減少傾向を示すことが確認できた。特に、滑り 100%では、図 4-5 より 1 次電流による起磁力が 2 次電流による起磁力を打ち消すようになるため、角度  $\alpha$  が小さくなり、急激に励磁電流が減少することが確認できた。

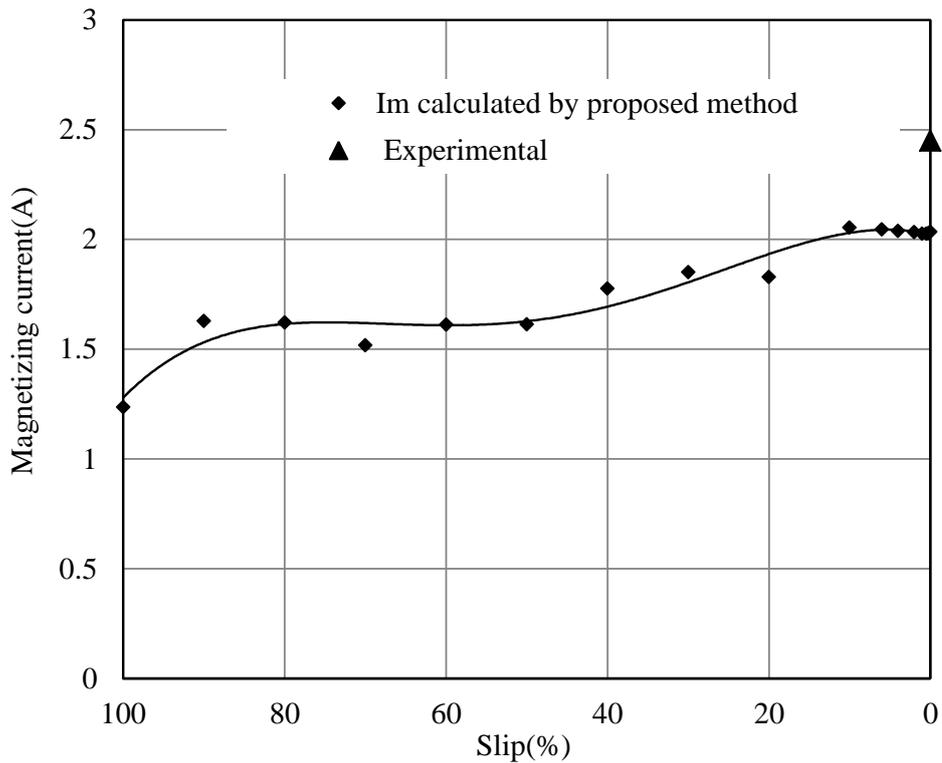


図 4-6 滑りに対する励磁電流の変化

#### 4.3.2 滑りに対する励磁インダクタンスの計算

励磁インダクタンスは、(4-6)式を用い、各滑りにおける励磁電流での電動機全体の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーと固定子コイルの磁気エネルギーから計算する。励磁電流は、図 4-6 に示すように、滑りに対して変化することが明らかになったので、励磁電流を変化させた場合の全閉スロット誘導電動機各部の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを求める必要がある。このため、三次元非線形過渡解析を用いて、無負荷で端子電圧を変化させた計算を行い、励磁電流に対する全閉スロット誘導電動機各部の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを計算した。

図 4-7(a)は、解析対象である電動機全体における励磁電流に対する磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーの変化を示す。図 4-7(b)は、励磁電流に対する固定子コイルの磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーの変化を示す。固定子コイルは線形材料であるため両磁気エネルギーは同一となる。図 4-7(c)は、解析対象である電動機全体の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーのから固定子コイル分の磁気エネルギーを差し引いた磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーの変化を示す。図 4-7(a)、図 4-7(c)から励磁電流が大きくなると、磁気飽和の影響から磁気随伴エネルギーの方が磁気エネルギーより大きくなる。

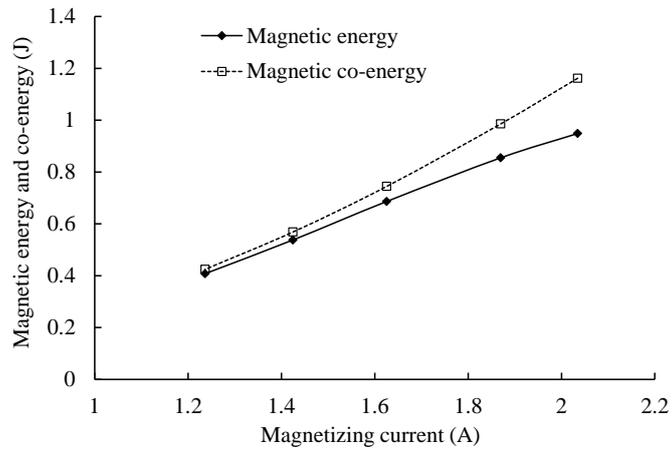


図 4-7(a) 電動機全体における全磁気エネルギーおよび全磁気随伴エネルギーの変化

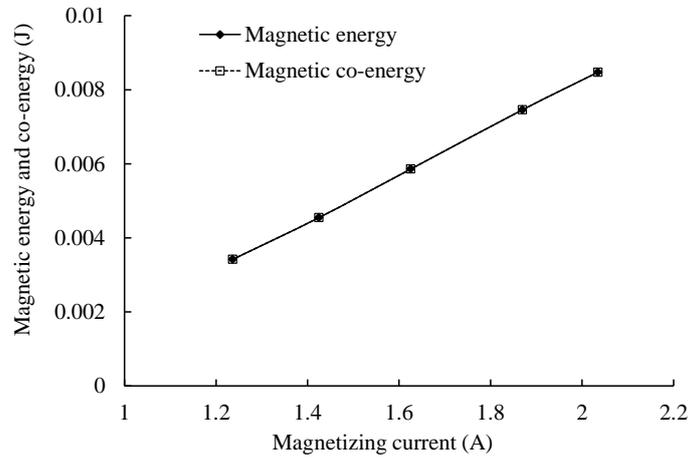


図 4-7(b) 固定子コイルにおける全磁気エネルギーおよび全磁気随伴エネルギーの変化

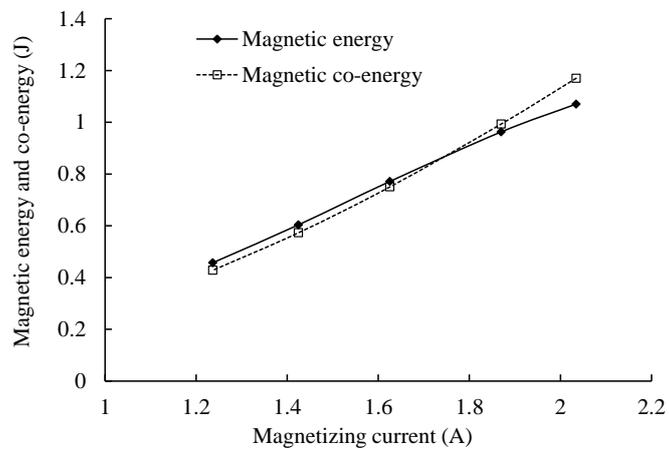


図 4-7(c) 電動機全体のエネルギーから固定子コイル分のエネルギーを差し引いた磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーの変化

図 4-8 を得るにあたっては、図 4-7 に示した部位の励磁電流に対する磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーの近似式を導出し、その近似式を用いて、図 4-6 で得られた各滑りにおける励磁電流での磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを求め、(4-6)式から励磁インダクタンスを計算した。

図 4-8 には、無負荷試験および拘束試験より得られる励磁インダクタンスも示す。励磁インダクタンスは、飽和の影響により低い滑りで少し小さくなるが、ほぼ一定であることが確認できた。

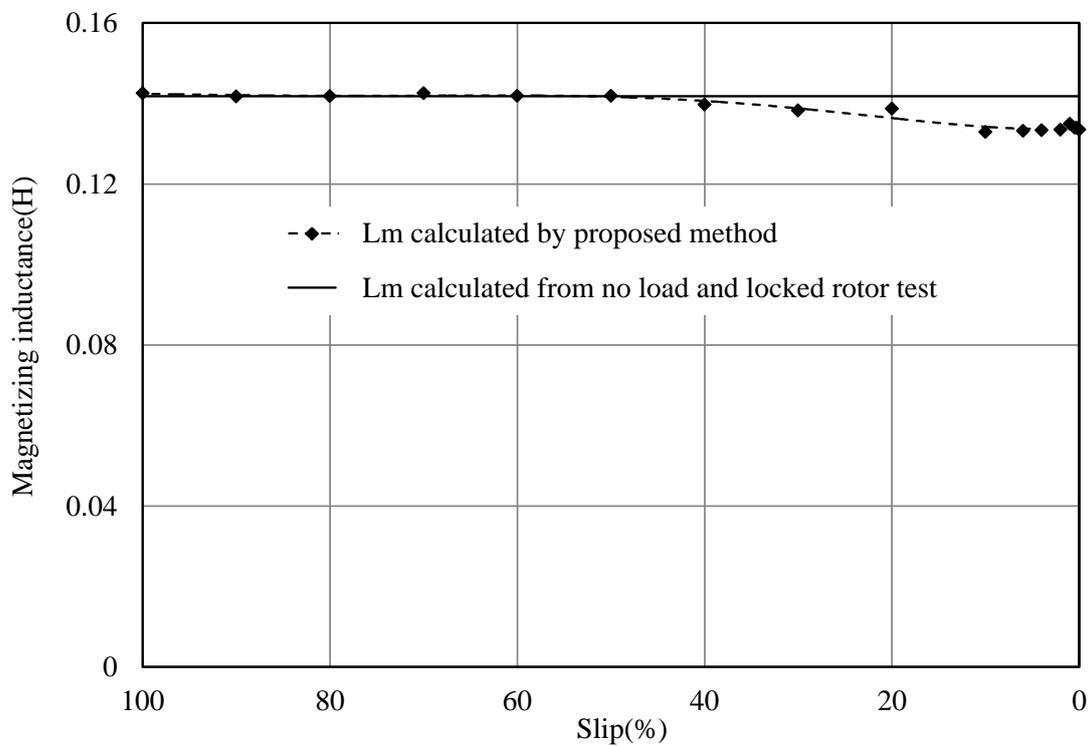


図 4-8 滑りに対する励磁インダクタンスの変化

#### 4.4 全閉スロット誘導電動機の滑りに対する励磁電流の変化を考慮した回転子漏れインダクタンス

前章では、滑りに対する回転子漏れインダクタンスの変化を計算する際に、磁界解析より得られた負荷時の回転子各部位の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーから、一次電流により供給されたエネルギーとして無負荷時の両エネルギーを一定として差し引き、これを二次電流により供給されたエネルギーと考え、回転子漏れインダクタンスを計算した。すなわち、滑りが変化した場合でも一次電流より供給された磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを一定とした。前節までの検討により、滑りに対して励磁電流が変化することが明らかになった。このため、各滑りでの励磁電流により供給された磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引くことで、回転子漏れインダクタンスの計算を試みる。

図 4-9, 表 4-1 に無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを一定として差し引いた場合(a)と、各滑りでの励磁電流により供給された磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引いた場合(b)の回転子漏れインダクタンスの比較を示す。特に、滑りが 1% 未満のところでは、一次電流が小さく励磁電流分の寄与が大きくなるため、無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引いた場合と各滑りでの励磁電流により供給された磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引いた場合とで差が生ずる。すなわち、滑りが大きくなり一次電流が大きくなると、励磁電流分の寄与が小さくなるため、無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引いた場合と各滑りでの励磁電流により供給された磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引いた場合で差が無くなる。

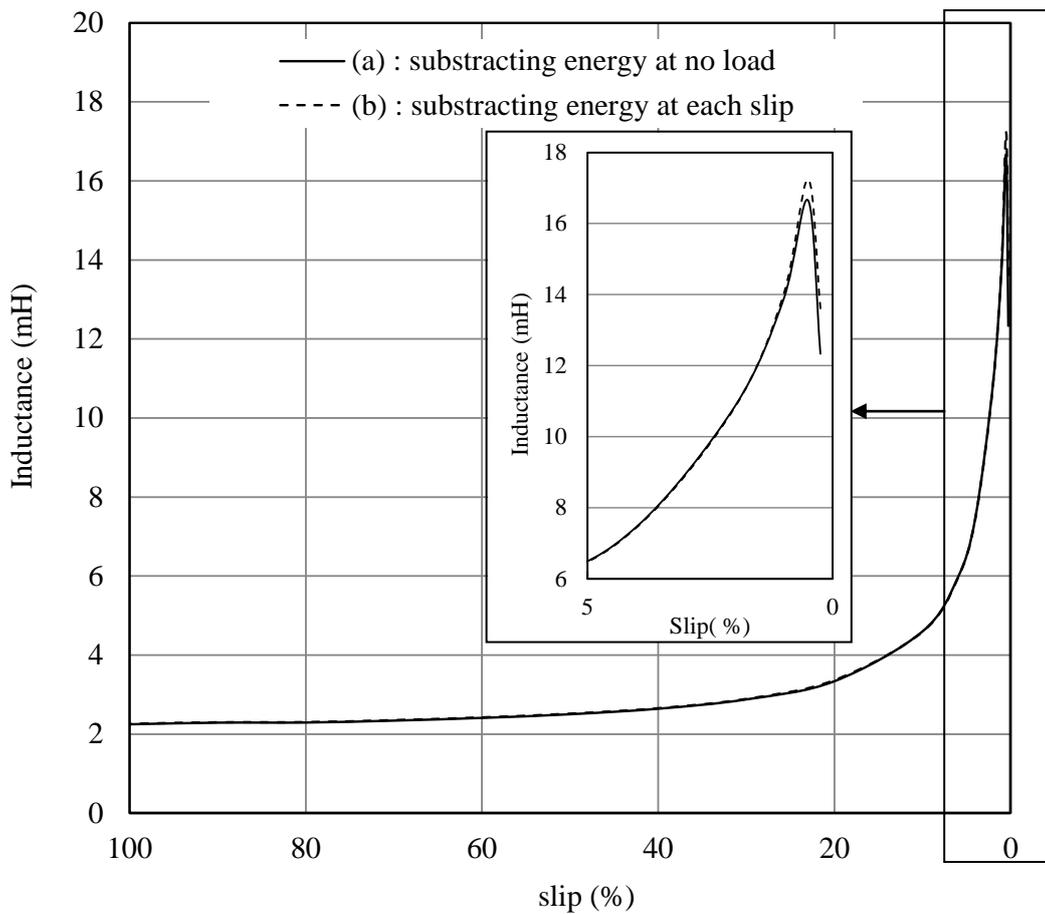


図 4-9 滑りに対する回転子漏れインダクタンスの変化

- (a) 無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを一定として差し引いた場合
- (b) 各滑りでの励磁電流により供給された磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引いた場合

表 4-1 滑りに対する回転子漏れインダクタンスの変化

| Slip (%) | Secondary leakage inductance (mH):(a) | Secondary leakage inductance (mH):(b) |
|----------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| 0.25     | 12.332                                | 13.611                                |
| 0.50     | 16.649                                | 17.239                                |
| 1.00     | 13.869                                | 14.008                                |
| 2.00     | 10.841                                | 10.816                                |
| 4.00     | 7.464                                 | 7.443                                 |
| 6.00     | 5.952                                 | 5.935                                 |
| 10.00    | 4.596                                 | 4.586                                 |
| 20.00    | 3.337                                 | 3.364                                 |
| 30.00    | 2.877                                 | 2.891                                 |
| 40.00    | 2.641                                 | 2.654                                 |
| 50.00    | 2.502                                 | 2.517                                 |
| 60.00    | 2.409                                 | 2.422                                 |
| 70.00    | 2.340                                 | 2.354                                 |
| 80.00    | 2.292                                 | 2.303                                 |
| 90.00    | 2.289                                 | 2.299                                 |
| 100.00   | 2.247                                 | 2.260                                 |

#### 4.5 実測のトルク特性，有限要素法解析および等価回路計算から得られたトルク特性比較

通常，誘導電動機の開発設計においては，等価回路<sup>(6)(7)</sup>を用い，一次側および二次側回路定数を一定として負荷運転時の特性を計算する方法がとられている。また，誘導電動機の特性試験では，一般に試験設備容量の制約や簡便さから，実負荷試験によらず，無負荷試験および拘束試験から，その特性を計算する方法がとられている。これまで述べてきたように全閉スロット誘導電動機では，ブリッジ部インダクタンスが滑りに対し大きく変化するため，回転子漏れインダクタンスを一定値として扱うことは適切ではない。そこで，本方法によって計算した各滑りにおける二次側回路定数や励磁インダクタンスを利用し，スタインメッツ法によりトルク特性計算を行った。トルク特性計算条件は，以下の通りである（表 4-2 参照）。

##### (A) FEM 解析

(B) スタインメッツ法（一次，二次側回路定数および励磁インダクタンス：通常採用されている誘導電動機の無負荷試験および拘束試験から得られた定数（一定値））

(C) スタインメッツ法（一次側回路定数および励磁インダクタンス：無負荷試験および拘束試験から得られた値（一定値），二次側回路定数：3章で得られた各滑りにおける値（回転子漏れインダクタンスの計算では，一次電流の寄与として無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを一律差し引く）

(D) スタインメッツ法（一次側回路定数および励磁インダクタンス：無負荷試験および拘束試験から得られた値（一定値），二次側回路定数：3章で得られた各滑りにおける回転子抵抗と本章で得られた各滑りにおける回転子漏れインダクタンス（一次電流の寄与として各滑りでの励磁電流による磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引く）

(E) スタインメッツ法（一次側回路定数：無負荷試験および拘束試験から得られた値（一定値），二次側回路定数：3章で得られた各滑りにおける回転子抵抗と本章で得られた各滑りにおける回転子漏れインダクタンス（回転子漏れインダクタンスの計算では，一次電流の寄与として各滑りでの励磁電流による磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引く），励磁インダクタンス：本章で得られた各滑りにおける値）

表 4-2 トルク計算条件

| Calculation condition                                  | (A) | (B)  | (C)   | (D)   | (E)   |
|--|-----|--|---|---|---|
| Calculation method                                     | FEM | Steinmetz                                      |   |   |   |
| Primary circuit constants                              | —   | Measurement <sup>※1</sup><br>(constant values) |   |   |   |
| Secondary circuit Constants (rotor resistant)          | —   | Measurement <sup>※1</sup><br>(constant value)  | Chapter 3 clause 3.3 section 3.3.3<br>(values at each slip) |   |   |
| Secondary circuit Constants (rotor leakage inductance) | —   | Measurement <sup>※1</sup><br>(constant value)  | Chapter 3 clause 3.3 section 3.3.2<br>(values at each slip) | Chapter 4 clause 4.4<br>(values at each slip) |   |
| Magnetizing inductance                                 | —   | Measurement <sup>※1</sup><br>(constant value)  |   |   | Chapter 4 clause 4.3 section 4.3.2<br>(values at each slip) |

※1 : Values calculated by the circle diagram method from no-load and locked-rotor test at the rated point

滑りに対する実測トルク特性および計算条件(A)~(C)で計算したトルク特性を図 4-10 に示す。図 4-11 には、滑りに対する実測トルク特性および計算条件(C)~(E)で計算したトルク特性を示す。表 4-3 には滑りに対する実測および各計算条件で計算したトルク値を示す。

一般的に、回路定数の設計値には、無負荷試験および拘束試験から求められた回路定数となるべく一致するように経験的な補正が行われる。したがって、現状の設計段階で得られるトルク特性を計算条件(B)で求められたトルク特性とし、実測トルク特性を基準に、特に、全閉スロット誘導電動機の開発設計時にポイントとなる始動時と定格出力時の滑りでのトルクについて精度評価を行う。計算条件(A)では、定格滑り付近から滑り 100%の範囲にて数%以内の誤差であり非常に高い計算精度である。計算条件(B)では、定格滑り付近での誤差は小さいが、滑りが大きくなるに従い誤差が大きくなり、滑り 100%では約 25%の誤差

となる。計算条件(C)~(E)では、定格滑り付近で約 10%の誤差、滑り 100%での誤差は小さい結果である。また、定格滑り付近から滑り 100%の範囲ではほぼ 10%以内の誤差であり、計算条件(B)より計算精度が向上していることが確認できた。

図 4-11 より、計算条件(C)~(E)の差はほとんどなく、実用的な観点から、簡易に回転子漏れインダクタンスの変化を求めるには、各滑りにおける励磁電流分の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引くのではなく、無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを一定として差し引く方法で十分であることも確認できた。

表 4-3 実測および各計算条件で計算した滑りに対するトルク特性 (Nm)

| Calculation<br>condition<br>Slip(%) | Measurement | (A)   | (B)   | (C)   | (D)   | (E)   |
|-------------------------------------|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 0.25                                | 0.16        | 0.24  | 0.25  | 0.21  | 0.21  | 0.21  |
| 0.50                                | 0.32        | 0.47  | 0.50  | 0.42  | 0.42  | 0.42  |
| 1.00                                | 1.01        | 0.94  | 0.98  | 0.84  | 0.84  | 0.84  |
| 2.00                                | 2.00        | 1.84  | 1.92  | 1.65  | 1.65  | 1.64  |
| 4.00                                | 3.54        | 3.52  | 3.65  | 3.20  | 3.20  | 3.18  |
| 6.00                                | 5.22        | 5.06  | 5.20  | 4.62  | 4.62  | 4.59  |
| 10.00                               | 7.82        | 7.71  | 7.80  | 7.22  | 7.22  | 7.18  |
| 20.00                               | 12.37       | 12.34 | 11.88 | 11.79 | 11.79 | 11.77 |
| 30.00                               | 14.32       | 14.93 | 13.69 | 14.45 | 14.44 | 14.42 |
| 40.00                               | 15.09       | 15.71 | 14.24 | 15.40 | 15.40 | 15.38 |
| 50.00                               | 15.21       | 16.06 | 14.14 | 16.00 | 15.99 | 15.99 |
| 60.00                               | 14.99       | 15.86 | 13.73 | 16.14 | 16.13 | 16.13 |
| 70.00                               | 14.75       | 15.33 | 13.17 | 16.07 | 16.06 | 16.06 |
| 80.00                               | 14.44       | 14.57 | 12.56 | 15.82 | 15.81 | 15.81 |
| 90.00                               | 14.20       | 13.50 | 11.95 | 15.45 | 15.44 | 15.44 |
| 100.00                              | 14.92       | 14.31 | 11.36 | 14.96 | 14.95 | 14.95 |

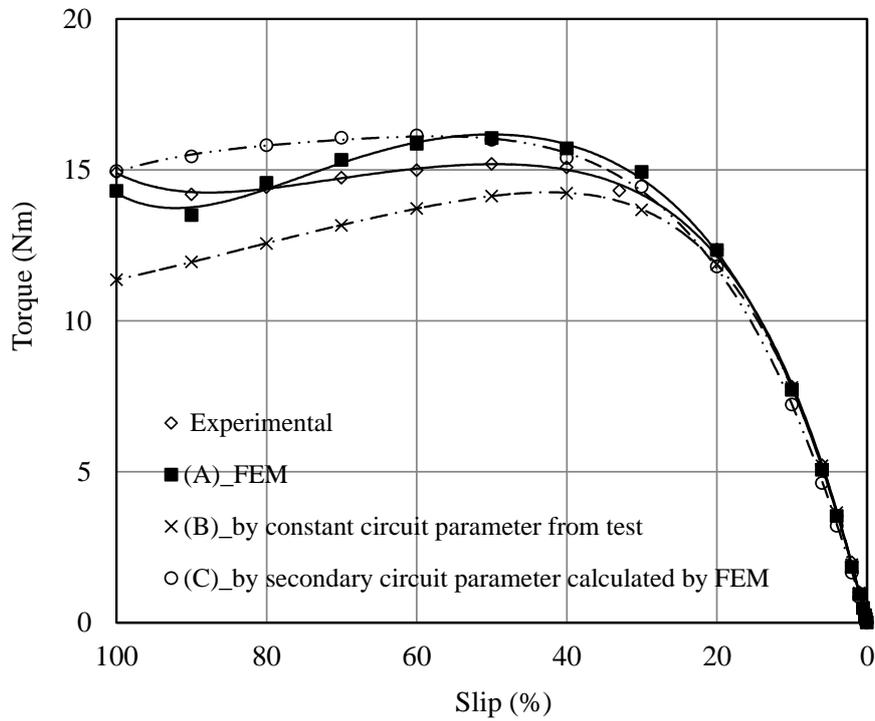


図 4-10 トルク特性比較 (FEM 解析結果, 実測およびスタインメッツ法)

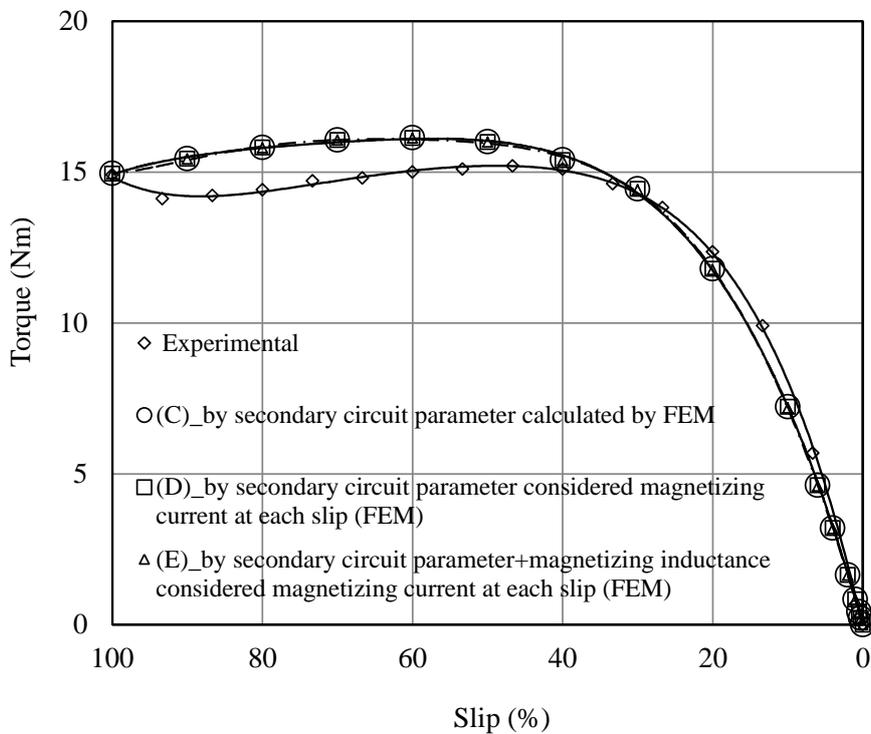


図 4-11 回転子漏れインダクタンスと励磁インダクタンスの計算方法の違いによるトルク特性計算結果比較

#### 4.6 まとめ

本章では、全閉スロット誘導電動機における、滑りに対する励磁電流と励磁インダクタンスを明らかにするために、三次元非線形過渡解析と二次元非線形静解析を用いて計算する方法を提案した。提案方法は、表皮効果、高調波の影響、磁気飽和や回転子の運動が考慮されており、固定子スロットや回転子スロットなど形状に依存しない、誘導電動機全般に適用できる方法である。

また、誘導電動機の開発設計においては、等価回路<sup>(6)(7)</sup>を用い、一次側および二次側回路定数を一定として負荷運転時の特性を計算する方法がとられている。全閉スロット誘導電動機の場合、ブリッジ部インダクタンスが滑りに対し大きく変化するため、回転子漏れインダクタンスを一定値として扱うことは適切ではない。そこで、3章や本章の検討で得られた各滑りにおける二次側回路定数や励磁インダクタンスを利用し、スタインメッツ法によりトルク特性を求め、比較した。これらの検討の結果、以下の知見を得た。

- (1) 4極、0.75kW、50Hzの全閉スロット誘導電動機を検討対象として、本方法を適用し、滑りに対する励磁電流と励磁インダクタンスを計算した結果、励磁電流は滑りが増加するに従い減少し、励磁インダクタンスは滑りに対しほぼ一定となることを明らかにした。また、得られた励磁電流や励磁インダクタンスは、実測結果とよく一致することを確認した。
- (2) 全閉スロット誘導電動機では、滑りに対し回転子漏れインダクタンスが大きく変化するため、回路定数を一定として扱うと、特に、始動時あるいは定格出力時のトルク計算精度が低下する場合がある。3章や本章の検討で得られた各滑りにおける二次側回路定数や励磁インダクタンスを用いることにより、トルクを定格滑り付近から滑り100%の範囲でほぼ10%以内の誤差で予測でき、現状の設計段階での予測精度より高いことを示した。
- (3) 各滑りにおける励磁電流の変化を考慮した回転子漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを用いて計算したトルク特性と、励磁電流が一定であるとした回転子漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを用いて計算したトルク特性を比較した結果、それらのトルク特性に大きな違いは無いことを確認した。したがって、実用的な観点から、簡易に回転子漏れインダクタンスや励磁インダクタンスの変化を求めるには、各滑りにおける励磁電流分の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引くのではなく、無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引く方法で十分であることを示した。

## 参考文献

- (1) 荻野昭三：“誘導機器”，電気書院 (1989)
- (2) 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)
- (3) M. Matsushita, S. Mizuno, F. Ishibashi：“Bridge and Rotor Inductance of Closed Slot Induction Motor” , *Journal of JSAEM*, Vol.24, No.1, pp.36-42 (2016)
- (4) 松下真琴・石橋文徳・水野末良：「がご形誘導電動機の励磁インダクタンス計算」，平成 26 年電気学会全国大会，Vol.5, pp.107-108 (2014)
- (5) 回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術調査専門委員会：「回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術」，電気学会技術報告，No.776 (2000)
- (6) 電気学会 電気規格調査会標準基準：「誘導機」，JEC-37 (1979)
- (7) 電気学会 電気規格調査会標準基準：「誘導機」，JEC-2137 (2000)

## 第5章 誘導電動機のギャップ中の高調波磁束による電磁力

### 5.1 まえがき

誘導電動機の電磁騒音はインバータ駆動の場合も含めて、耳障りな場合があり、騒音の削減について種々の研究がなされてきた<sup>(1)~(11)</sup>。電磁騒音は、誘導電動機のギャップ内に発生する基本波を始めとする高調波磁束による電磁力や磁気歪みが固定子や回転子に作用し、振動させることで発生する<sup>(12)~(17)</sup>。したがって、電磁的な起振力である高調波磁束、電磁力や磁気歪みを明らかにすることが重要になってくる。これらの研究や論文では、算出されているスロット高調波磁束やそれによる電磁力について扱っており、それ以外の飽和などについて言及していない<sup>(2)(3)(8)(15)~(21)</sup>。また、高調波磁束や電磁力の空間分布（モード）については、数式による値のみで、分布形状の測定や有限要素法の計算結果と比較検討したものはなかった。

本章では、誘導電動機における磁束や電磁力の高調波のスロット次数をはじめとして、飽和を含めた成分を測定すると共に、有限要素法を用いて解析を行い、空間分布についても新たに明らかにする。

### 5.2 高調波磁束の発生と測定

誘導電動機では、固定子巻線に電圧を印加すると、固定子側に磁束が発生し、その誘導により、回転子バーに電流が誘起される。この回転子バーの電流によっても、回転子側の磁束が発生する<sup>(22)</sup>。固定子巻線により生ずる $\nu$ 次空間高調波起磁力 $h_{s\nu}$ は、(5-1)式となる。

$$h_{s\nu} = H_{s\nu} \sin\left(\omega t - \nu \frac{\pi}{\tau} x_1\right) \quad (5-1)$$

$$(\nu = 6k + 1, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

ここで、 $H_{s\nu}$ ：固定子巻線により生ずる $\nu$ 次空間高調波起磁力最大値、 $\nu$ ：固定子起磁力により生ずる空間高調波次数、 $\tau$ ：極ピッチ、 $x_1$ ：固定子座標、 $\omega$ ：角速度、 $t$ ：時間

この高調波起磁力から、高調波磁束や高調波電磁力の数式が導出され、その数式は(5-1)式と同様な関数式である。(5-1)式において、時間 $t$ にかかる項が周波数の成分で、固定子座標 $x_1$ にかかる項が空間的な位置の成分の情報を有している。空間的な位置の成分（空間分布）は各時刻における磁束や電磁力の空間的な分布、すなわち、形状を示している。たとえば、4極の電動機のある瞬時における基本波磁束の空間分布は後述のように、S極、N極、S極の正弦波波形の2周期の分布となっている。

磁束密度 $B$ は、(5-2)式で表される。

$$B = \Lambda \cdot H \quad (5-2)$$

ここで、 $H$  : 起磁力,  $\Lambda$  : パーミアンス (磁気抵抗の逆数)

このパーミアンスによって磁束が変化する。ここでは誘導電動機において影響の大きい固定子スロットパーミアンス, 回転子スロットパーミアンス, 磁気飽和のパーミアンスについて考える。

### 5.2.1 高調波磁束の発生

ここでは、固定子スロット, 回転子スロットおよび磁気飽和のパーミアンスの数式や固定子起磁力とこれらのパーミアンスの積により生ずる磁束について検討を行う<sup>(19)</sup>。固定子スロットの開口部によって磁気抵抗が大きくなり, パーミアンスが小さくなる。これにより磁束が落ち込み, スロット高調波磁束が生ずる。固定子スロットの任意の次数のパーミアンス  $\lambda_s$  は, (5-3)式で表される。

$$\lambda_s = \Lambda_s \cos\left(r_1 \frac{Z_1}{P/2} \frac{\pi}{\tau} x_1\right) \quad (5-3)$$

ここで、 $\Lambda_s$  : 固定子スロットのパーミアンスの最大値,  $r_1$  : 整数,  $Z_1$  : 固定子スロット数,  $P$  : 極数

固定子スロットの場合と同様に回転子スロット開口部によってパーミアンスが小さくなり, スロット高調波磁束が発生する。回転子側座標における回転子スロット次数のパーミアンス  $\lambda_r$  は, (5-4)式となる。

$$\lambda_r = \Lambda_r \cos\left(r_2 \frac{Z_2}{P/2} \frac{\pi}{\tau} x_2\right) \quad (5-4)$$

ここで、 $\Lambda_r$  : 回転子スロットのパーミアンスの最大値,  $r_2$  : 整数,  $Z_2$  : 回転子スロット数,  $x_2$  : 回転子座標

高調波磁束 3 次, 5 次, 7 次, 9 次…は磁気飽和によるものであり, 飽和高調波磁束と呼ばれる。これは, 飽和磁束の高調波パーミアンスに起因すると考えられており, 空間では基本波の極数の 1 倍が, 時間では基本波の 2 倍の周波数がパーミアンスとなる。時間の次数と空間の次数を異なるものとする, 任意次数の固定子の飽和によるパーミアンス  $\lambda_i$  は次のように表わせる<sup>(17)</sup>。

$$\lambda_i = \Lambda_i \cos\left(2i_v \frac{\pi}{\tau} x_1 - 2i_t \omega t\right) \quad (5-5)$$

ここで、 $\Lambda_i$  : 固定子の飽和によるパーミアンスの最大値,  $i_v$  : 飽和による空間高調波次数,  $i_t$  : 飽和による時間高調波次数

固定子スロット，鉄心，ギャップ，飽和パーミアンスによる  $\nu$  次空間高調波起磁力に起因するギャップ高調波磁束密度  $b_{S\nu_1}$  は，(5-6)式で表される。

$$b_{S\nu_1} = B_{S\nu_1} \sin \left\{ (1 + 2i_t)\omega t - (\nu + 2i_v + r_1 \frac{Z_1}{P/2}) \frac{\pi}{\tau} x_1 \right\} \quad (5-6)$$

ここで， $B_{S\nu_1}$ ：固定子スロット，鉄心，ギャップ，飽和パーミアンスによる  $\nu$  次空間高調波起磁力に起因するギャップの高調波磁束密度最大値

次に，回転子側起磁力に起因する磁束を考える。回転子起磁力は回転子導体に電流が流れることにより発生し，回転子電流は固定子巻線により生ずる磁束により誘起される。ここでは，回転子に電流を誘導する固定子側磁束は鉄心，ギャップ，飽和パーミアンスを考慮した時の固定子起磁力により誘導される磁束とする。従来，基本波だけを考慮していたが，さらに高調波成分までも検討に含める。固定子座標と回転子座標の換算式(5-7)式を用いて，前述の固定子側磁束を回転子座標系とした。換算された(5-8)式の時間項が，回転子導体に誘起される電流の周波数成分を構成する。

$$x_1 = x_2 + (1 - s) \frac{\tau}{\pi} \omega t \quad (5-7)$$

$$b_{S\nu} = B_{S\nu} \sin \left[ \left\{ 1 + 2i_t - (\nu + 2i_v)(1 - s) \right\} \omega t - (\nu + 2i_v) \frac{\pi}{\tau} x_2 \right] \quad (5-8)$$

ここで， $x_2$ ：回転子座標， $s$ ：滑り

回転子起磁力に含まれる時間項成分は固定子巻線により生ずる  $\nu$  次空間高調波起磁力に起因する磁束の回転子座標系の時間項成分となるので， $\nu$  次空間高調波回転子起磁力  $h_{R\mu}$  は，(5-9)式となる。

$$h_{R\mu} = H_{R\mu} \sin \left[ \left\{ 1 + 2i_t - (\nu + 2i_v)(1 - s) \right\} \omega t - \left( \mu \frac{Z_2}{P/2} + 1 \right) \frac{\pi}{\tau} x_2 \right] \quad (5-9)$$

ここで， $H_{R\mu}$ ： $\nu$  次空間高調波回転子起磁力の最大値， $Z_2$ ：回転子スロット数， $\mu$ ：回転子起磁力に起因する高調波次数

回転子スロット，鉄心，ギャップパーミアンスによる回転子高調波起磁力に起因して発生するギャップ高調波磁束密度  $b_{R\mu_2}$  は，(5-10)式となる。

$$b_{R\mu_2} = B_{R\mu_2} \sin \left[ \left\{ 1 + 2i_t - (\nu + 2i_v)(1 - s) \right\} \omega t - \left( r_2' \frac{Z_2}{P/2} + 1 \right) \frac{\pi}{\tau} x_2 \right] \quad (5-10)$$

$$(r_2' = \mu \pm r_2)$$

ここで， $B_{R\mu_2}$ ：回転子スロット，鉄心，ギャップパーミアンスによる回転子高調波起磁力に起因するギャップ高調波磁束密度の最大値

さらに対向したスロットパーミアンスを検討する。初めに、固定子巻線の $\nu$ 次空間高調波起磁力と固定子スロット、回転子スロット、鉄心、ギャップ、飽和のそれぞれのパーミアンスを含めたギャップ高調波磁束密度 $b_{S\nu r_1 r_2}$ は、(5-11)式で表せる。

$$b_{S\nu r_1 r_2} = B_{S\nu r_1 r_2} \sin \left\{ (1 + 2i_t) \omega t - (\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_1}{P/2}) \frac{\pi}{\tau} x_1 - r_2 \frac{Z_2}{P/2} \frac{\pi}{\tau} x_2 \right\} \quad (5-11)$$

ここで、 $B_{S\nu r_1 r_2}$ ：固定子巻線の $\nu$ 次空間高調波起磁力に起因する固定子スロット、回転子スロット、鉄心、ギャップ、飽和のそれぞれのパーミアンスを考慮したギャップ高調波磁束密度の最大値

(5-11)式を(5-7)式により固定子座標系側に換算すると、(5-12)式となる。

$$b_{S\nu r_1 r_2} = B_{S\nu r_1 r_2} \sin \left\{ \begin{array}{l} (1 + 2i_t + (1-s)r_2 \frac{Z_2}{P/2}) \omega t \\ - (\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + r_2 \frac{Z_2}{P/2}) \frac{\pi}{\tau} x_1 \end{array} \right\} \quad (5-12)$$

同様に、(5-11)式を(5-7)式により回転子座標系に換算すると、(5-13)式となる。

$$b_{S\nu r_1 r_2} = B_{S\nu r_1 r_2} \sin \left\{ \begin{array}{l} (1 + 2i_t + (1-s)(\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_1}{P/2}) \omega t \\ - (\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + r_2 \frac{Z_2}{P/2}) \frac{\pi}{\tau} x_2 \end{array} \right\} \quad (5-13)$$

また、回転子の高調波起磁力に起因する固定子スロット、回転子スロット、鉄心のそれぞれのパーミアンスを含めたギャップ高調波磁束密度 $b_{R\mu r_1 r_2}$ は、(5-14)式となる。

$$b_{R\mu r_1 r_2} = B_{R\mu r_1 r_2} \sin \left[ \begin{array}{l} \{1 + 2i_t - (\nu + 2i_\nu)(1-s)\} \omega t \\ - (r_2 \frac{Z_2}{P/2} + 1) \frac{\pi}{\tau} x_2 - r_1 \frac{Z_1}{P/2} \frac{\pi}{\tau} x_1 \end{array} \right] \quad (5-14)$$

ここで、 $B_{R\mu r_1 r_2}$ ：回転子の高調波起磁力に起因した固定子スロット、回転子スロット、鉄心のそれぞれのパーミアンスの積によるギャップ高調波磁束密度の最大値

(5-14)式を(5-7)式により固定子座標系側、回転子座標系に換算すると、(5-15)式、(5-16)式となる。

$$b_{R\mu_1 r_2} = B_{R\mu_1 r_2} \sin \left[ \begin{array}{l} \left\{ 1 + 2i_t - (\nu + 2i_v - r_2' \frac{Z_2}{P/2} - 1)(1-s) \right\} \omega t \\ - (r_2' \frac{Z_2}{P/2} + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + 1) \frac{\pi}{\tau} x_1 \end{array} \right] \quad (5-15)$$

$$b_{R\mu_1 r_2} = B_{R\mu_1 r_2} \sin \left[ \begin{array}{l} \left\{ 1 + 2i_t - (\nu + 2i_v + r_1 \frac{Z_2}{P/2})(1-s) \right\} \omega t \\ - (r_2' \frac{Z_2}{P/2} + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + 1) \frac{\pi}{\tau} x_2 \end{array} \right] \quad (5-16)$$

(5-12)式, (5-13)式, (5-15)式, (5-16)式より, 固定子および回転子側における磁束の時間成分(周波数)と空間成分の次数をまとめると表 5-1 のようになる。

ここでは, 無負荷時について検討するので, 回転子バー電流は, ほぼゼロに近い。したがって, 回転子側の電流による磁束については考慮しないが, 回転子のスロットなどによる磁気抵抗の変化は考慮する。

表 5-1 固定子および回転子側における磁束の時間成分（周波数）と空間成分

| Item           |  | Frequency(Hz)   | Space order  |
|----------------|--|---|--|
| Stator<br>side | Stator magneto-motive force ×<br>(saturation+stator slot+rotor slot) | $(1 + 2i_t + (1-s)r_2 \frac{Z_2}{P/2})f$                                      | $\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + r_2 \frac{Z_2}{P/2}$ |
|                | Rotor magneto-motive force ×<br>(saturation+stator slot+rotor slot)  | $\left\{ 1 + 2i_t - (\nu + 2i_\nu - r_2 \frac{Z_2}{P/2} - 1)(1-s) \right\} f$ | $r_2 \frac{Z_2}{P/2} + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + 1$            |
| Rotor<br>side  | Stator magneto-motive force ×<br>(saturation+stator slot+rotor slot) | $(1 + 2i_t + (1-s)(\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_1}{P/2}))f$                     | $\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + r_2 \frac{Z_2}{P/2}$ |
|                | Rotor magneto-motive force ×<br>(saturation+stator slot+rotor slot)  | $\left\{ 1 + 2i_t - (\nu + 2i_\nu + r_1 \frac{Z_2}{P/2})(1-s) \right\} f$     | $r_2 \frac{Z_2}{P/2} + r_1 \frac{Z_1}{P/2} + 1$            |

### 5.2.2 高調波磁束の測定

実測に用いた電動機とサーチコイルの仕様を表 5-2 に示す。また、図 5-1 にその電動機の外観を示す。この電動機は磁束解析用に特別に試作された電動機で、サーチコイルを固定子内周に貼り付けるために、ギャップが一般のものより拡大されている。この電動機のギャップ長は 1.5mm と一般の電動機の約 3 倍もあり、かつ、偏心は極力小さくなるように特別に製作されているので、偏心の影響はほとんどないと考えられる。また、巻線も高調波磁束を抑制しないように全節重巻になっており、回転子のスキューも施されていない。なお、サーチコイルは誘導電動機の固定子の内径側の歯の表面に、それぞれの歯に 1 枚ずつ取り付けられた (図 5-2)。図 5-3 には固定子内側表面に貼り付けられたサーチコイルにより測定されるギャップ磁束の時間と空間分布の測定原理を示す。空間分布は、各サーチコイルの磁束波形を周波数分析し、基本波を含む各高調波の振幅と基準となるサーチコイルに対する基本波を含む各高調波の位相を用いて図示する。図 5-4 には、200V-50Hz で無負荷運転した時に測定された磁束波形の一例を示す。

表 5-2 誘導電動機とサーチコイルの仕様

| Items                            | Contents                       |
|----------------------------------|--------------------------------|
| Type                             | Totally Enclosed               |
| Phase – Pole                     | 3 , 4                          |
| Rated output(kW)                 | 2.2                            |
| Rated voltage(V) / Frequency(Hz) | 200 / 50                       |
| Number of stator / rotor slots   | 36 / 44                        |
| Gap length(mm)                   | 1.5                            |
| Search coil(mm)                  | 1.0(W) – 80(L) – 0.18(T)       |
| Number of search coil            | 36(stator teeth inner surface) |
| Search coil interval(deg)        | 10(mechanical)                 |



図 5-1 誘導電動機の外観

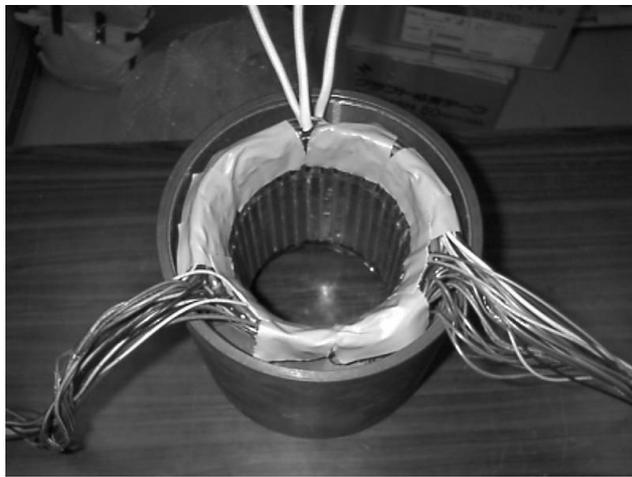


図 5-2 サーチコイルが貼り付けられた固定子内部

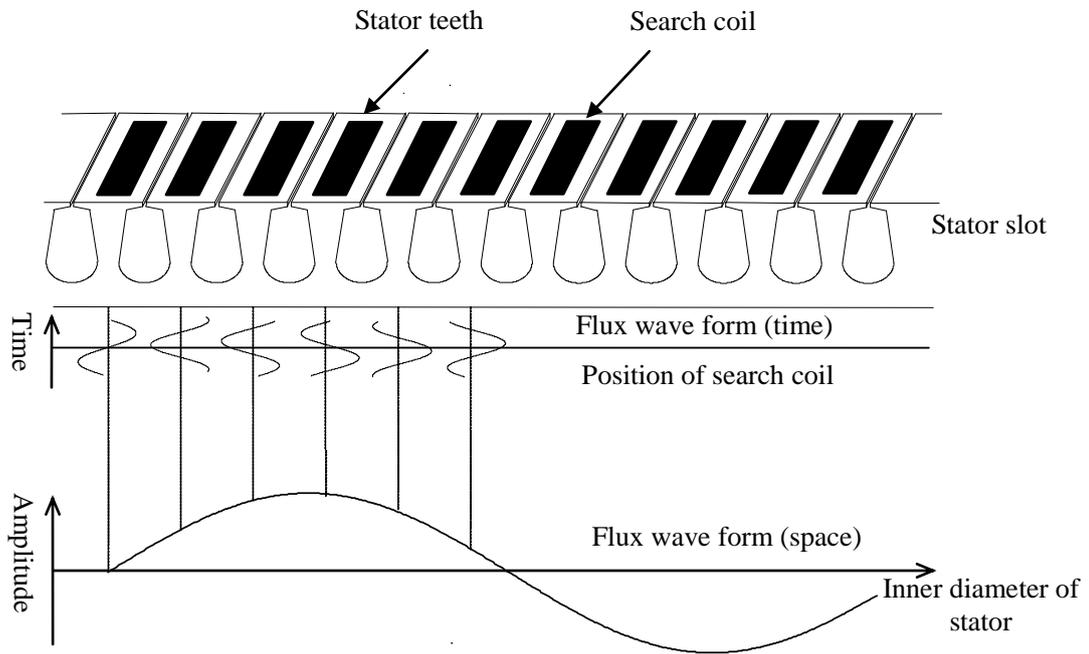


図 5-3 サーチコイルにより測定されるギャップ磁束の時間と空間分布の測定原理

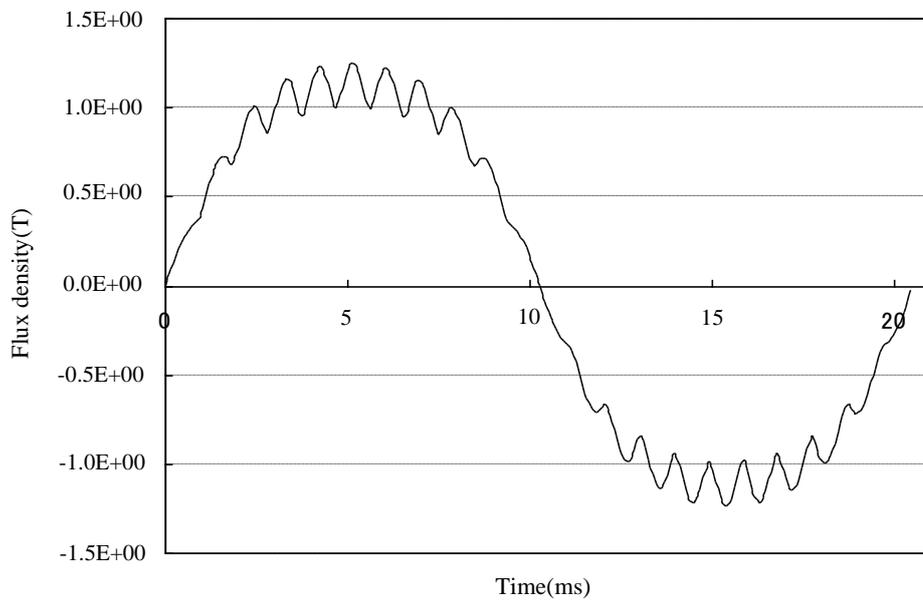


図 5-4 サーチコイルを用いて測定した磁束密度波形 (一例)

### 5.3 高調波磁束の周波数と空間分布

#### 5.3.1 高調波磁束の周波数と空間分布の測定結果

無負荷運転(200V-50Hz)した時の磁束の周波数分析と各高調波の磁束密度をそれぞれ、図 5-5 と表 5-3 に示す。ここで 150Hz, 250Hz, 350Hz および 450Hz は 3 次, 5 次, 7 次および 9 次となり飽和に起因する次数と推定される。ただし, 250Hz (5 次) と 350Hz (7 次) は, 巻線起磁力による高調波磁束成分でもある。1050Hz (21 次), 1150Hz (23 次), 2150Hz (43 次) と 2250Hz (45 次) は, 回転子スロットにより発生する次数成分である。

図 5-4 に示すような各々のサーチコイルの磁束波形から, あるサーチコイルを基準とし, 基本波や高調波磁束の位相を計算した。磁束密度分布  $b$  は, 得られた位相を(5-17)式に代入し, 高調波毎の空間分布 (モード) を求めた<sup>(22)(23)</sup>。

$$b = B_n \sin(x) \quad (5-17)$$

ここで,  $B_n$  : 磁束密度の最大値,  $x$  : 各サーチコイル位置での位相,  $n$  : 高調波次数

図 5-6 に各高調波磁束の周波数に対するその空間分布 (モード) を示す。

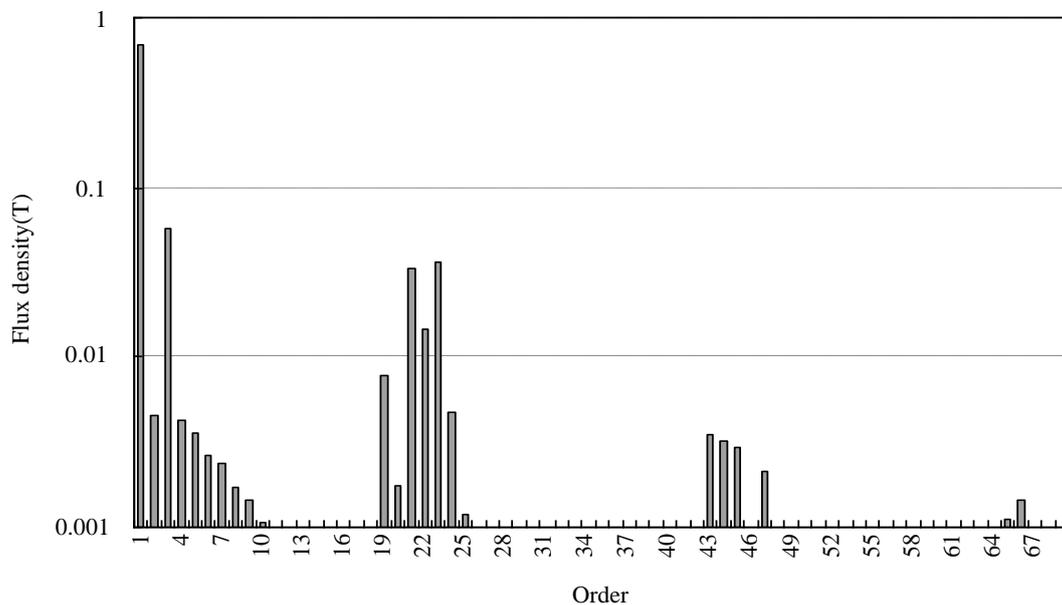


図 5-5 磁束密度の周波数分析 (測定値)

表 5-3 磁束密度と周波数

| Frequency(Hz) | Flux density(T) |
|---------------|-----------------|
| 50            | 0.9341          |
| 150           | 0.0597          |
| 250           | 0.0074          |
| 350           | 0.0031          |
| 450           | 0.0003          |
| 1050          | 0.0787          |
| 1150          | 0.3974          |
| 2150          | 0.0161          |
| 2250          | 0.0234          |

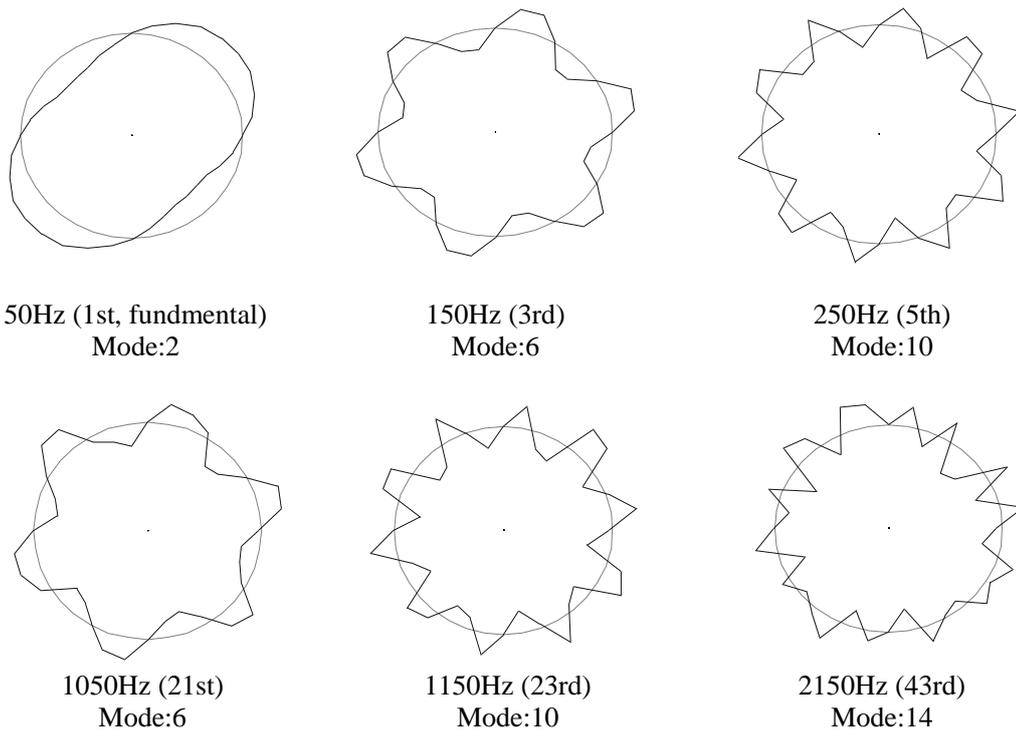


図 5-6 磁束密度の空間分布（モード）（測定）

### 5.3.2 高調波磁束の周波数と空間分布の有限要素法解析結果

有限要素法(FEM)を用いた磁界解析から、磁束密度分布を求め、実測と同様な方法で、ギャップ中心であり、固定子歯の中心での磁束密度の変化を算出し、任意の高調波磁束のモード（空間分布）を算出した<sup>(22)(25)</sup>。図 5-7 および図 5-8 に、磁束密度波形とその周波数分析結果を示す。このようにして得られた各固定子歯の磁束密度波形を測定時と同様に、周波数分析により、それぞれの高調波の振幅と位相を求めた。

磁束密度波形の測定結果と FEM 解析結果（図 5-4 および図 5-7）およびそれぞれの周波数分析結果（図 5-5 および図 5-8）を比べると、波形や卓越周波数次数の傾向は類似しながらも、異なっている点を確認できる。この理由として、サーチコイル幅は 1mm で細くその取り付けによる影響、サーチコイル自身が持つ巻線係数により検出しない高調波磁束があること、また、測定器までのサーチコイルの測定線の引き回しなどによるノイズや減衰の影響や FFT のサンプリング周期などの影響が挙げられる。一方、FEM 解析結果は実測のようなアナログ的な要因が少なく、細かく計算されているため、これらの違いにより、3 次高調波を含めた高調波次数の数や大きさの違いとなったものとする。

基本波とその高調波の磁界解析から得たモードを図 5-9 に、これらをまとめた結果を表 5-4 に示す。この表から、測定結果と磁界解析の結果が一致していることが判る。ある周波数に対する空間次元の磁束密度分布形状、すなわち、モードを明らかにすることができた。また、これまで、数式では解析できなかった飽和による高調波磁束に対しても、モード形状を示した。

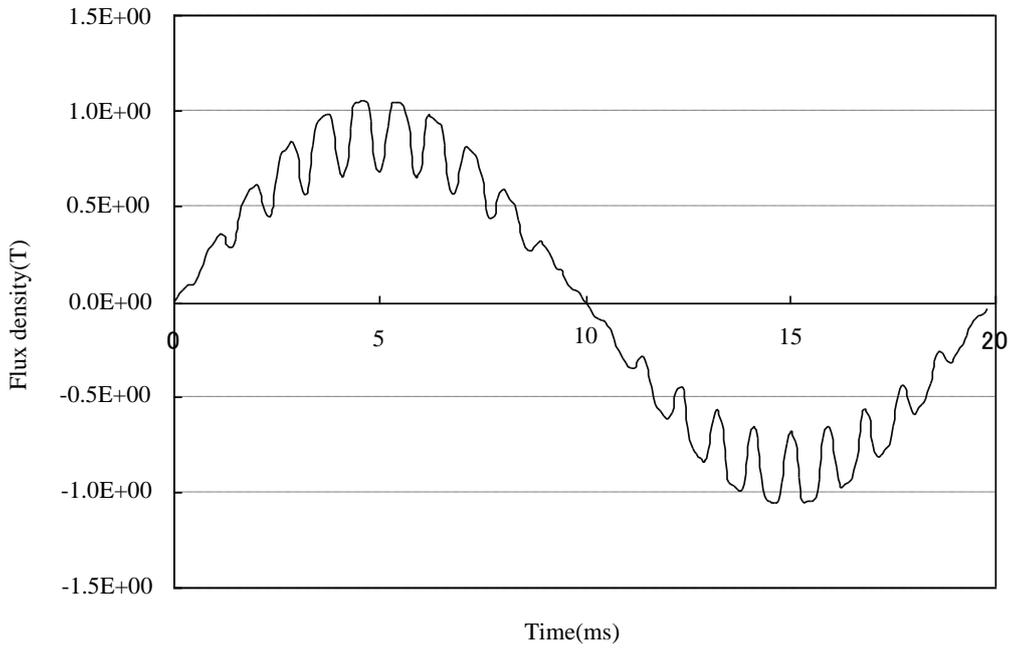


図 5-7 磁束密度波形(FEM)

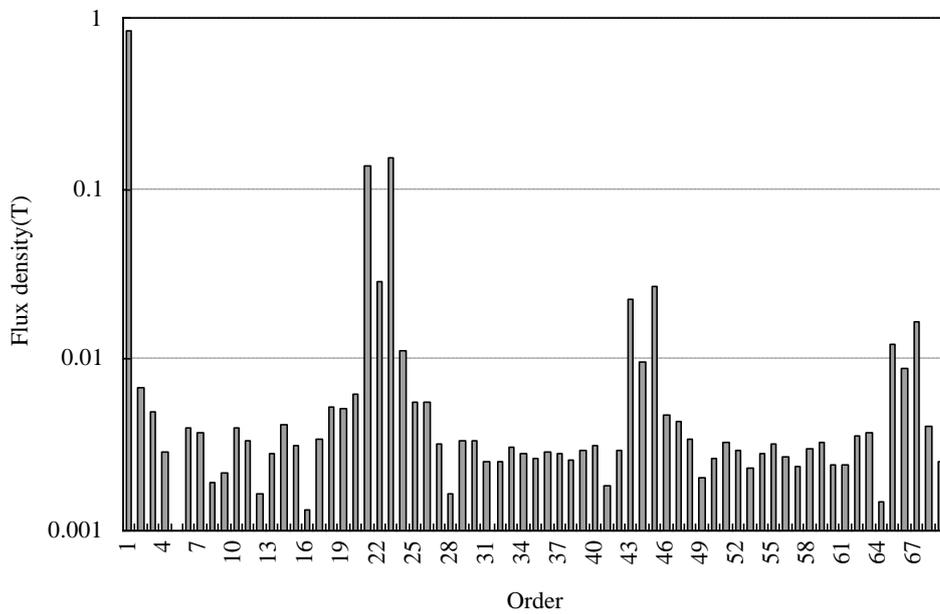


図 5-8 磁束密度波形の周波数分析(FEM)

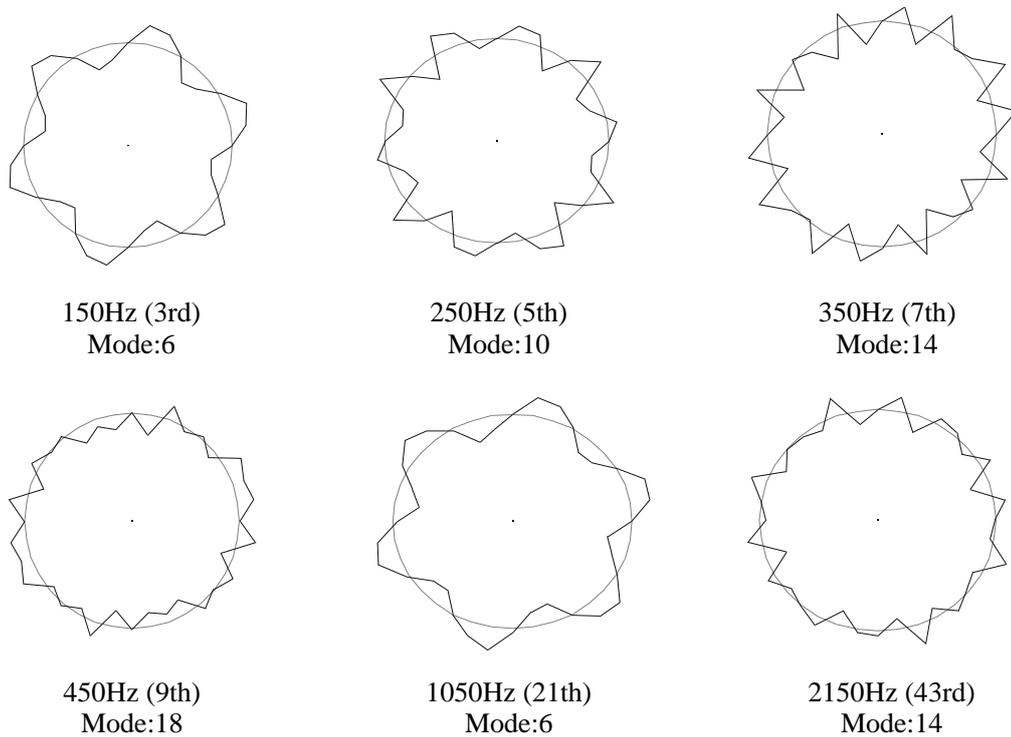


図 5-9 磁束の空間分布 (モード) (FEM)

表 5-4 磁束密度の空間分布 (モード) 比較

| Frequency(Hz) | Order | Modes    |     |
|---------------|-------|----------|-----|
|               |       | Measured | FEM |
| 50            | 1     | 2        | 2   |
| 150           | 3     | 6        | 6   |
| 250           | 5     | 10       | 10  |
| 350           | 7     | 14       | 14  |
| 450           | 9     | -        | 18  |
| 1050          | 21    | 6        | 6   |
| 1150          | 23    | 10       | 10  |
| 2150          | 43    | 14       | 14  |

※Order は基本周波数に対する次数を示す。

## 5.4 電磁力の解析

### 5.4.1 電磁力の一般式

電磁気的原因で発生する振動や騒音は、主として電動機のギャップの高調波磁束による半径方向の電磁力によるものであり、それらの力は電動機を振動させ、騒音を発生させる。したがって、電磁気的に発生する振動や騒音を低減させるためには、電磁力を減らし、電動機の振動を減少させる必要がある。ここでは電磁力の半径方向の成分を検討した。

誘導電動機において基本波磁束によって生じる接線方向の力は駆動力（トルク）となるが、高調波磁束によって生じる半径方向の力は振動や騒音の原因となる。誘導電動機のギャップにおける磁束密度を  $B_g(x_1)$  とするとマクスウェルの応力による単位面積当たりの電磁力  $F(x_1)$  は、次式となる<sup>(26)</sup>。

$$F(x_1) = \frac{B_g^2(x_1)}{2\mu_0} = \frac{1}{\mu_0} \left( \frac{B_n^2}{2} - \frac{B_t^2}{2} \right) \quad (5-18)$$

ここで、 $\mu_0$  : 真空の透磁率 ( $4\pi \times 10^{-7}$ ) ,  $B_n$  : ギャップ磁束密度の半径方向成分,  $B_t$  : ギャップ磁束密度の円周方向成分

一般に、(5-19)式および(5-20)式で表されるような  $n$  次高調波磁束  $b_n$  と  $m$  次の高調波磁束  $b_m$  が存在する場合、電磁力  $f$  の周波数と空間分布（モード）は(5-21)式から求められる。

$$b_n = B_n \sin(\omega_n t - n \frac{1}{P/2} \frac{\pi}{\tau} x_1) \quad (5-19)$$

$$b_m = B_m \sin(\omega_m t - m \frac{1}{P/2} \frac{\pi}{\tau} x_1) \quad (5-20)$$

$$f = C \times B_n B_m \left[ \pm \cos \left\{ (\omega_n \mp \omega_m) t - (n \mp m) \frac{1}{P/2} \frac{\pi}{\tau} x_1 \right\} \right] \quad (5-21)$$

ここで、 $B_n$  ,  $B_m$  :  $n$  次と  $m$  次の高調波磁束密度の最大値,  $n$  ,  $m$  : 高調波次数,  $C$  : 定数  
電磁力の発生周波数は  $(\omega_n \pm \omega_m)$  から求められ、その周波数の空間分布（モード）は  $(n \pm m)$  から計算される。

### 5.4.2 スロット高調波による電磁力成分

電磁振動騒音で最も大きく発生するのは回転子のスロット高調波による電磁騒音であるが、それらについては研究されており、その周波数や空間分布（モード）の計算式も既に導出されている<sup>(2)</sup>。スロット高調波による電磁力の空間分布（モード）と周波数については下記の2種類の組合せの計算式((5-22)式, (5-23)式および(5-24)式, (5-25)式)があり、計算例も多い。

$$m1 = |hZ_1 + kZ_2| \quad (5-22)$$

$$f_s = \frac{iZ_2}{(P/2)}(1-s)f \quad (5-23)$$

$$m2 = |hZ_1 + kZ_2 + P| \quad (5-24)$$

$$f_s = \left[ \frac{jZ_2}{(P/2)}(1-s) \pm 2 \right] f \quad (5-25)$$

ここで、 $m1$ 、 $m2$  : モード数、 $h, k, i, j$  : 整数、 $f_s$  : 電磁力周波数、 $s$  : 滑り、 $f$  : 電源周波数

実測で使用した電動機について、電磁力のモードと周波数を種々の組合せを(5-22)式～(5-25)式で計算してみると表 5-5 のようになる。この表から電磁力の発生周波数に対して、高調波磁束の組み合わせにより、多数のモードが算出されることが判る。振動や騒音の検討の際には一般に、固定子鉄心の変形の容易さからモードの小さいものが問題となることが多い。したがって、表 5-5 では、磁束の高調波次数の小さい組み合わせによる次数の小さいモードが問題となる。

表 5-5 スロット高調波による電磁力の発生周波数と空間分布（モード）

| Frequency(Hz) | Modes (h and k in Eq.(5-22) and Eq.(5-24) are integers.)  |
|---------------|---|
| 1000          | 4(1,-1), 32(2,-1), 68(3,-1), 76(-1,-1), 104(4,-1), (-2,-1),<br>136(5,-1), 148(-3,-1), 184(-4,-1), 220(-5,-1)    |
| 1100          | 8(-1,1), 28(-2,1), 64(-3,1), 80(1,1), 100(-4,1), 116(-2,1)<br>136(-5,1), 152(-3,1), 188(-4,1), 224(5,1)         |
| 1200          | 12(-1,1), 24(-2,1), 60(-3,1), 84(1,1), 96(-4,1), 120(2,1),<br>132(-5,1), 156(3,1), 192(4,1), 228(5,1)           |
| 2100          | 12(2,-2), 24(3,-2), 48(1,-2), 60(4,-2), 96(5,-2), 120(-1,-2),<br>156(-2,-2), 192(-3,-2), 228(-4,-2), 264(-5,-2) |
| 2200          | 16(-2,2), 20(-3,2), 52(-1,2), 56(-4,2), 92(-5,2), 124(1,2),<br>160(-2,-2), 196(3,2), 232(4,2), 268(5,2)         |
| 2300          | 16(-3,2), 20(-2,2), 52(-4,2), 56(-1,2), 88(-5,2), 128(1,2),<br>164(2,2), 200(3,2), 236(4,2), 272(5,2)           |

#### 5.4.3 高調波電磁力の測定と有限要素法計算

サーチコイルの電圧の積分の2乗波形，すなわち，電磁力の時間波形の1サイクル分を図5-10に示す。電磁力の波形は周波数が磁束波形の2倍となっている。図5-9の周波数分析結果を図5-11に示す。この図から，回転子のスロット高調波による電磁力が大きく発生していることが判る。電磁力の基本波である100Hzの空間分布（モード）を図5-12に示した。この図は4極の磁束分布を2乗した波形であり，8極分布となっている。図5-12で200Hzや300Hzの電磁力のモードは後述のように150Hzや250Hzの飽和高調波磁束に起因する電磁力であり，数式では計算できず，従来，明確でなかったものである。今回の測定によって，飽和磁束による電磁力の空間分布（モード）が初めて明らかになった。一方，スロット高調波に起因する電磁力は5.4.2項の数式のように，その空間分布（モード）を数式により求めることができる。サーチコイルは，それぞれの歯の一つずつ取り付けてあり，全部で36個である。したがって，測定できる最大のモード数も限定される。また，高い次数ではサーチコイルの電圧が低下して，S/N比が悪化し，モード算出が困難となる。スロット高調波の次数の電磁力は振幅も大きく，高次の場合でもモードを算出できた。ここで，実測で使用した電動機は斜めスロットが施されていないので，スロットや起磁力高調波が抑制されないようになっている。

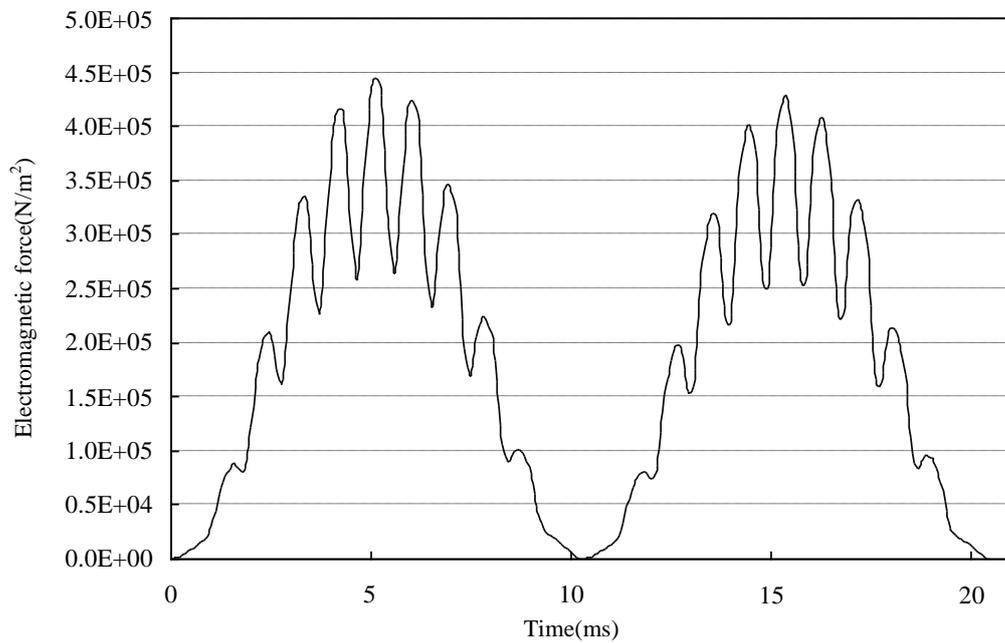


図 5-10 電磁力の時間波形 (測定値)

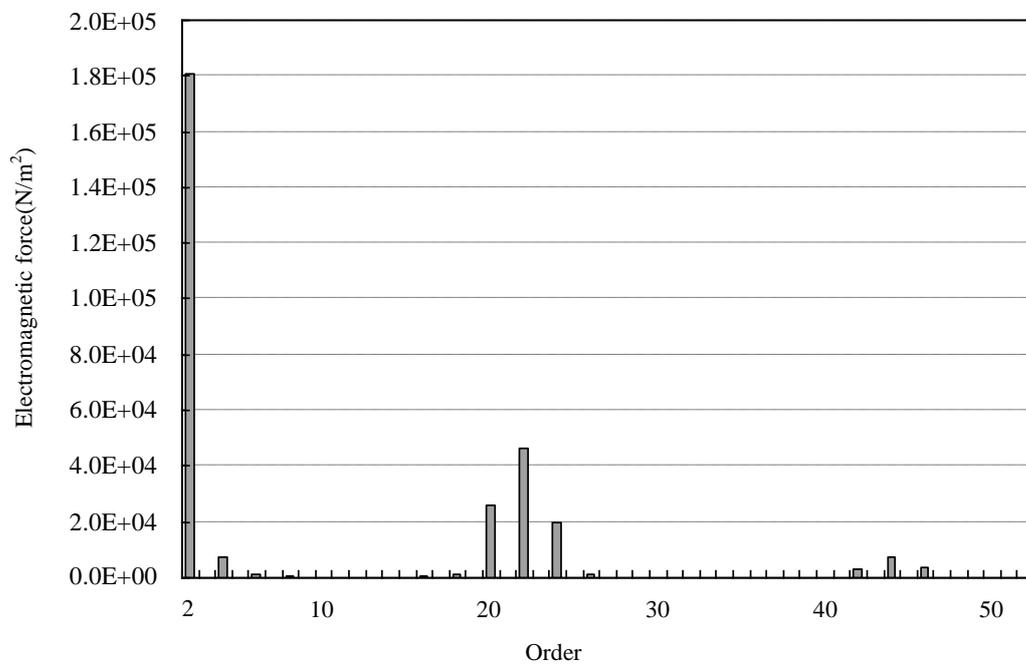


図 5-11 電磁力の時間波形の周波数分析(測定値)

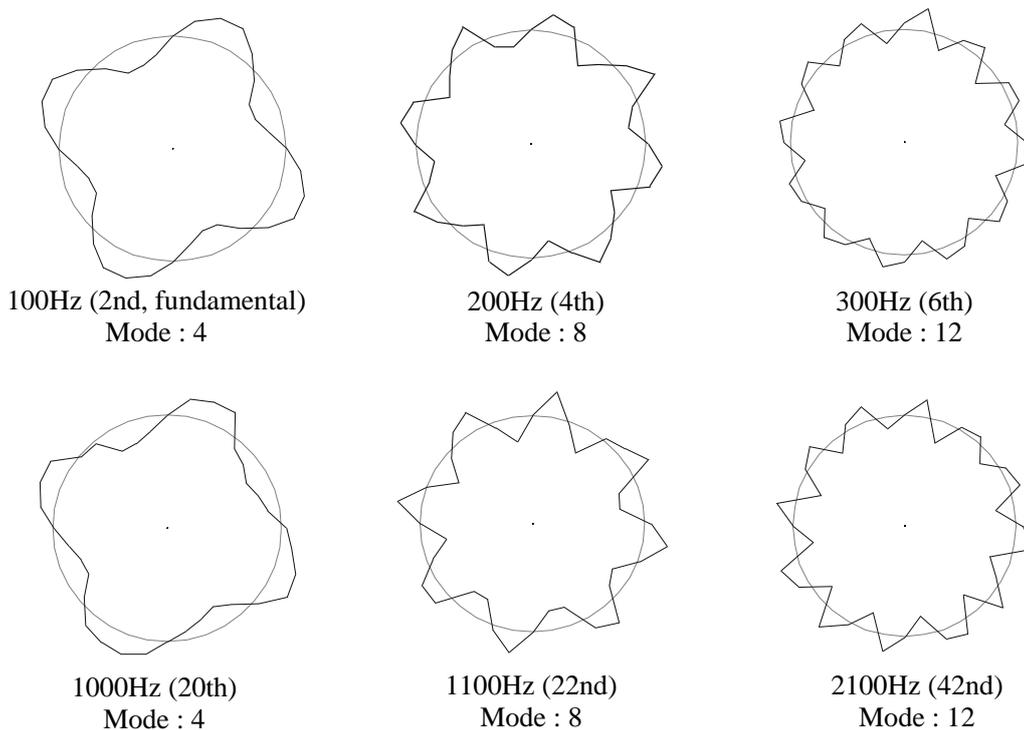


図 5-12 電磁力の空間分布（モード）（測定値）

磁界解析から磁束分布を計算し、測定にならって、高調波電磁力に対する空間分布（モード）を算出した<sup>(22)</sup>。電磁力の 2 極分の時間波形を図 5-13 に、その周波数分析を図 5-14 に示す。電磁力の時間波形では回転子のスロット開口に起因するパーミアンスの変動より、リップルが大きく現れている。この周波数分析では、測定と同様に、回転子のスロット高調波成分の他、飽和高調波磁束による電磁力成分、200Hz、300Hz や 400Hz などが発生しているのが見られる。また、固定子スロット成分の 18 次や回転子スロット成分の 22 次が発生している。

電磁力の時間波形の測定結果と磁界解析結果（図 5-10 および図 5-13）およびそれぞれの周波数分析結果（図 5-11 および図 5-14）を比較すると、波形や周波数次数は類似しながらも、異なっている点を確認できる。この理由として、高調波磁束の場合と同様に、サーチコイルの取り付けによる影響、サーチコイル自身が持つ巻線係数の影響、また、測定器までのサーチコイルの測定線の引き回しなどによるノイズや減衰の影響や FFT のサンプリング周期などの影響が挙げられる。一方、磁界解析結果は実測のようなアナログ的な要因が少なく、細かく計算されているため、高調波次数の数や大きさの違いが現れたと考える。

次に、電磁力波形から各周波数成分に対して空間分布（モード）を算出し、図 5-15 に示した。磁束分布 4 極分で、電磁力の基本波 100Hz が 8 極分布、モード 4 となり、電磁力の

4次 200Hz は 16 極分布，モード 8 となっている。測定結果と同様，周波数が増加するに連れて，空間モード次数は一様に，増加していない。測定，実測，計算された基本波，飽和高調波，およびスロット高調波の成分について電磁力の空間分布をまとめると，表 5-6 のようになる。従来，不明であった飽和に関係した 200Hz や 300Hz の電磁力のモードが明らかになった。

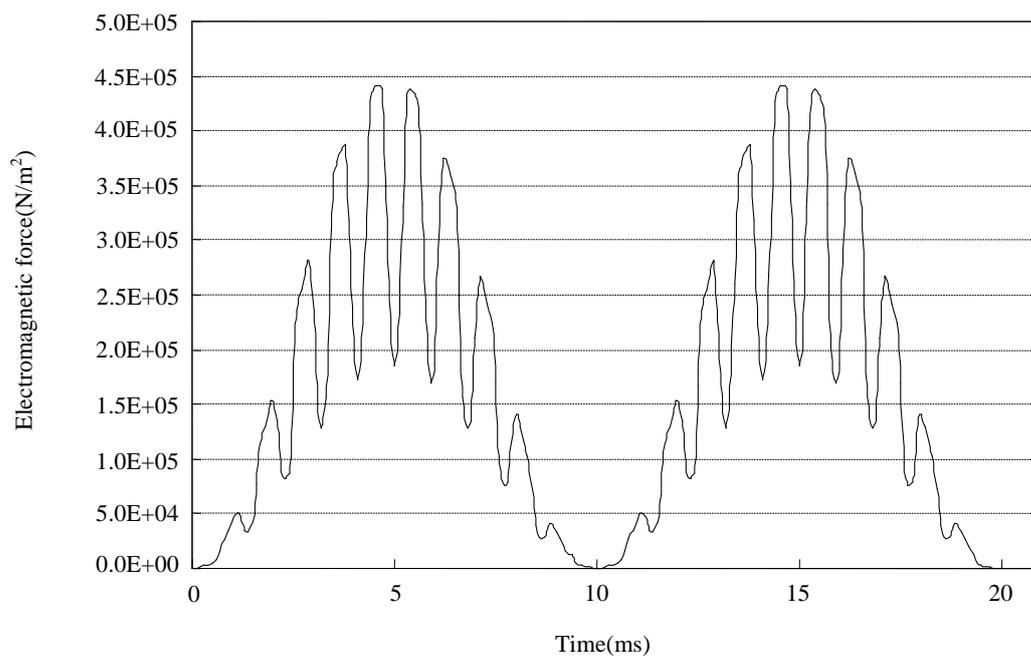


図 5-13 電磁力の時間波形 (FEM)

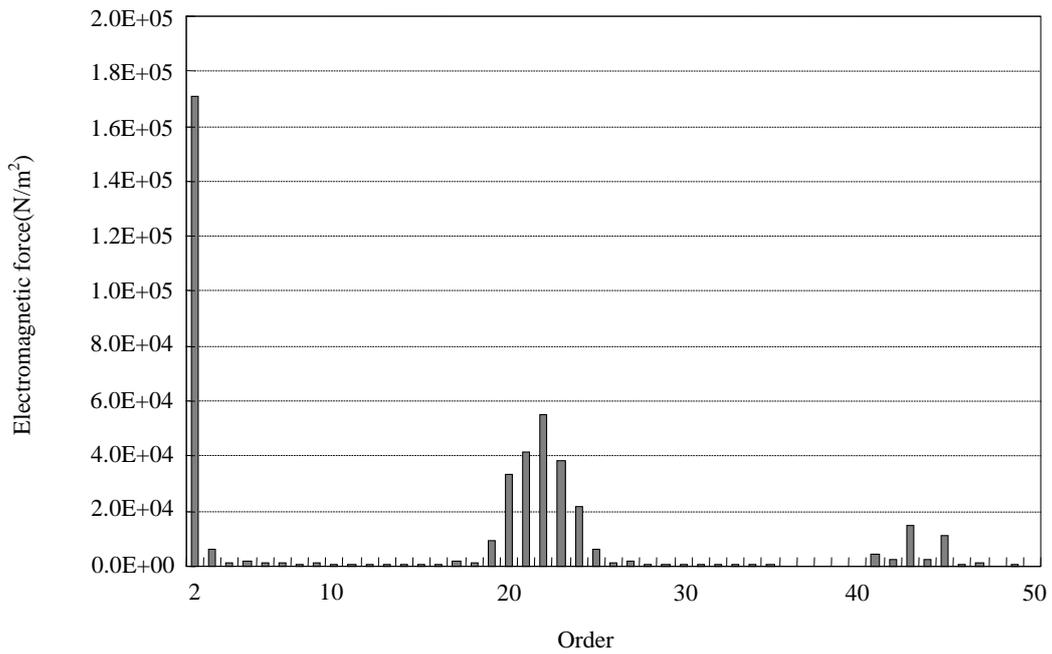


図 5-14 電磁力の時間波形の周波数分析 (FEM)

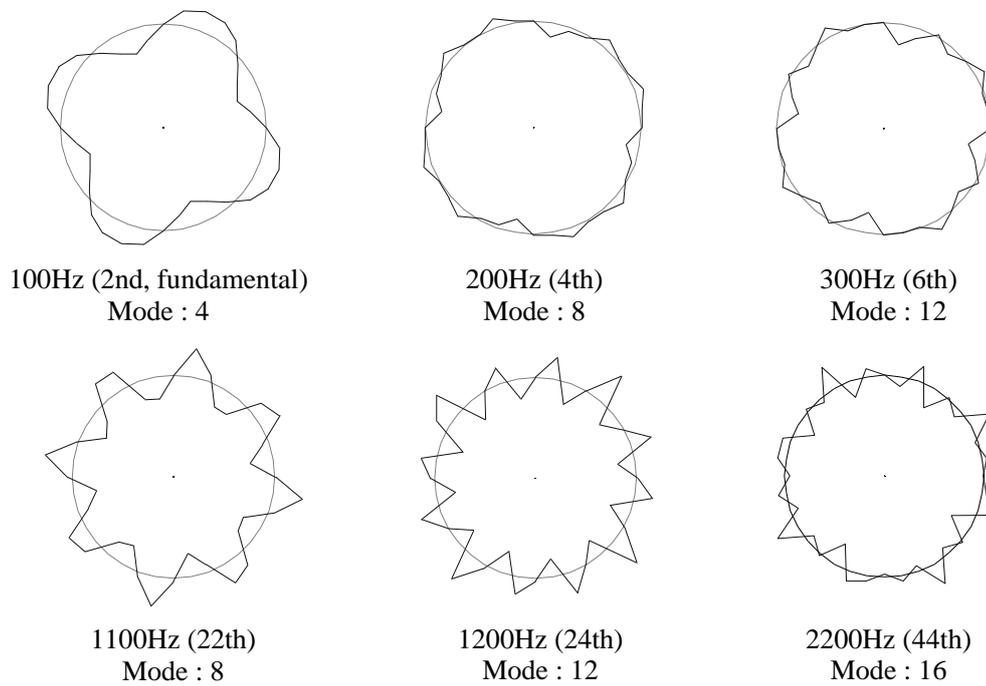


図 5-15 電磁力の空間分布 (モード) (FEM)

表 5-6 高調波電磁力の空間分布 (モード)

| Frequency<br>(Hz) | Mode     |     |            | Frequency<br>(Hz) | Mode     |     |            |
|-------------------|----------|-----|------------|-------------------|----------|-----|------------|
|                   | Measured | FEM | Calculated |                   | Measured | FEM | Calculated |
| 100(2)            | 4        | 4   | -          | 1100(22)          | 8        | 8   | 8          |
| 200(4)            | 8        | 8   | -          | 1200(24)          | 12       | 12  | 12         |
| 300(6)            | 12       | 12  | -          | 2100(42)          | 12       | 12  | 12         |
| 1000(20)          | 4        | 4   | 4          | 2200(44)          | 16       | 16  | 16         |

※()は 50Hz に対する次数を示す。

## 5.5 まとめ

測定により得られた結果，有限要素法を用いた計算した結果および表 5-5 に示した解析式による計算結果との比較検討から，電磁力の周波数次数を電源周波数の 1 次として，測定結果，FEM および数式計算値をまとめると表 5-6 の様になる。それぞれの結果はよく一致している。さらに，表 5-6 より，スロット高調波成分に起因した電磁力モードは，数式により算出された表 5-5 のモード数の最小値と一致することが判った。

鉄心の飽和に起因する磁束の電磁力について考察する。高調波磁束の 3, 5, 7 次などの奇数次は，従来からも，飽和に起因すると述べられており，また，文献(27)でも確認されている。電磁力は高調波磁束同士の作用により発生し，(5-21)式のように算定される。前述のように，電磁力の発生周波数は  $(\omega_n \pm \omega_m)$  から求められ，その周波数の空間分布 (モード) は  $(n \pm m)$  から計算される。飽和に関連する電磁力の発生周波数は，基本波の磁束 50Hz (1 次) と飽和に関係する磁束の周波数，150Hz (3 次)，250Hz (5 次) や 350Hz (7 次) との電磁力の発生周波数について  $(\omega_n \pm \omega_m)$  により算定すると次のようになる。電磁力の発生周波数としては，200Hz(50+150), 300Hz(50+250)や 400Hz(50+350)などが発生する。これらの周波数の電磁力は飽和磁束が関係しているので，飽和に起因する電磁力と考えられる。飽和による電磁力の発生周波数 200Hz と 300Hz については，従来，モードの計算式がないので算出できず，ここで初めて確認された<sup>(26)</sup>。以上のことから，次のことが判った。

- (1) 電磁力モードについて，測定，解析および数式からの計算値が一致することを確認できた。
- (2) 電磁力モードは電磁力の周波数が高くなるに連れて，一様に増加しないことが判った。
- (3) 従来明らかでなかった飽和に関連する電磁力のモード数やモード分布を明確にすることができた。

## 参考文献

- (1) PG, Sperling : "Experience in the Prediction of Electromagnetically Generated Machine Noise", Siemens Review VOL. X X X VII, NQ3, pp.92-197 (1970)
- (2) F. Kako, T. Tsuruta, K. Nagaishi, and H. Kohmo : "Experimental study on magnetic noise of large induction motors", *IEEE Trans. Power Appr. Syst.*, Vol.PAS-102, No.8 (1983)
- (3) 衛藤護・松倉欣孝・下野信男・羽部邦明・加古文敏:「誘導電動機の電磁騒音の解析」, 三菱電機技報, Vol.48, No.10, pp1201-1206 (1974)
- (4) 石橋文徳・野田伸一・森貞明:「小形誘導電動機の電磁振動について」, 電学論 D, Vol.112, No.3, pp.307-313 (1992-3)
- (5) T. Kobayashi, F. Tajima, M. Itou, and H. Koharagi : "Effect of slot combination on acoustic noise from induction motors", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.33, No.2, pp.2101-2104 (1998)
- (6) F. Ishibashi, S. Noda, M. Mochizuki, : "Numerical simulation of electromagnetic vibration of small induction motors", *IEE-Proc., Part-B*, Vol.145, No.6, pp.528-534 (1998-11)
- (7) F. Ishibashi, K. Kamimoto, S. Noda, and K. Itomi : "Small Induction Motor Noise Calculation", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.18, No.3, pp.357-361 (2003-9)
- (8) R. Yacamini, S.C. Chang, and K.S. Smith: "Noise generation in marine motors", *Trans. IMarE(UK)*, Vol.107, Part4, pp.241-256 (1995)
- (9) D. Mori and T. Ishikawa : "Force and Vibration Analysis of Induction Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No.5, pp. 1948-1951 (2005)
- (10) T. Ishikawa : "Analysis of Natural Frequency, Radial Force and Vibration of Induction Motors Fed by PWM Inverter", Chapter 9 of *Induction Motors - Modelling and Control*, Rui Esteves Araujo (2012)
- (11) 石川赴夫・磯貝拓矢・橋本誠司・松波道夫:「PWM インバータ駆動誘導電動機の磁気吸引力と振動」, 回転機研究会, RM-02-121, pp.77-80 (2002)
- (12) 佐々木堂・高田俊次・佐伯鈴弘・石橋文徳・野田伸一:「高調波を重畳した励磁における電磁鋼板の磁気ひずみ」, 電学論 A, Vol.112, No. 6, pp.539-544 (1992-6)
- (13) 石橋文徳・野田伸一・柳瀬俊次・佐々木堂:「磁気歪みと電動機の振動について」, 電学論 A, Vol.123, No. 6, pp.569-573 (2003-6)
- (14) 廣塚功・坪井和男:「かご形誘導電動機のスロット数組合せによる電磁振動の実験的考察」, 電学論 D, Vol.106, No. 5, pp.347-354 (1989-5)
- (15) 廣塚功・坪井和男・中村敬就・石橋文徳:「かご形誘導電動機の高調波電圧による電

- 磁振動発生に関する考察」, 電学論 D, Vol.113, No. 3, pp.394-402 (1993-3)
- (16) 坪井和男・廣塚功・石橋文徳：「かご形誘導電動機の負荷時における電磁振動の発生原因と特徴」, 電学論 D, Vol.117, No. 1, pp.73-80 (1997-1)
- (17) 廣塚功・坪井和男：「かご形誘導電動機の負荷時電磁振動に及ぼすスロット数組合せと斜めスロットの影響」, 電学論 D, Vol.119, No. 8/9, pp.1080-1089 (1999-8/9)
- (18) S.C. Chang : “Electrical noise in small electrical motors”, International Conference on Electrical Machines and Drives, pp.391-395(1997)
- (19) 塩幡宏規・根本佳奈子・名川泰正・坂本茂・小林孝司・伊藤元哉・小原木春雄：「電磁力励起による電動機の振動放射音解析法」, 電学論 D, Vol.118, No.11 pp.1301-1307 (1998-11)
- (20) D. Verdyck, R. Belmans, W. Geysen, and K.U. Leuven : “An Approach to Modelling of Magnetically Excited Forces in Electrical Machines”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol.29, No.2, pp.2032-2035 (1993-3)
- (21) S.P. Verma and A. Balan : “Measurement techniques for vibration and acoustic noise of electrical machines”, Sixth international Conference on Electrical Machines and Drives, pp.546-551 (1993)
- (22) 荻野一哉・石橋文徳・野田伸一：「誘導機の磁束の空間分布シミュレーション」, 回転機研究会, RM-02-121, pp.77-80 (2002)
- (23) 石橋文徳・野田伸一・神本勝巳・荻野一哉：「誘導電動機ギャップの磁束密度空間分布解析」, 電学論 D, Vol.124, No.11, pp.1120-1125 (2004)
- (24) 奥田宏史・藤本登・吉崎正宣：「誘導電動機の電磁うなり振動騒音の発生原因」, 電学論 B, Vol.98, No.8, pp.25-32 (1978-8)
- (25) 石橋文徳・野田伸一・神本勝巳・荻野一哉：「誘導電動機ギャップの磁束密度空間分布解析」, 電学論 D, Vol.124, No.11, pp.1120-1125 (2004)
- (26) 石橋文徳・松下真琴・野田伸一：「誘導モータギャップの高調波電磁力」, 電学論 D, Vol.129, NO.4, pp.375-381 (2009)
- (27) T. Sliwinski : "Harmonic Analyse des Magnetisierungs-stromes von Drehstrom-asynchronmotren", *Archiv fur Electrotechnik*, 59, 171 (1977)

## 第 6 章 誘導電動機の固有振動数

### 6.1 まえがき

ギャップで発生した高調波磁束（基本波を含む）同士の相互作用により生ずる電磁加振力が固定子や回転子に振動を引き起こす。これらの振動の一部が空中に騒音となって放射される。電磁振動および電磁騒音は電磁力という電磁的な要因と構造物の振動伝達特性という機械的な要因の組み合わせにより、発生することが判る。この電磁力の周波数と固定子や回転子の機械的な固有振動数が近接、あるいは、一致した場合は共振状態となり、振動や騒音が極端に大きくなる<sup>(1)~(4)</sup>。電磁振動および騒音は電磁力がその起振源であるが、振動・騒音の発生には、構造物、例えば、電動機の鉄心、巻線やフレームの機械的な特性、すなわち、固有振動数等が大きく関与する。電動機の固有振動数を精度良く計算する機械的な解析が必要となる。

本章では、固定子鉄心の固有振動数を単純なリングから電動機に至るまで、段階毎に追加される構造部材の影響を考慮し、計算式、有限要素法や実測による検討を行い、固有振動数がどのように変化するかについて体系的に明らかにする。スロットや切欠きのない単純な鉄のリングを出発点として、巻線を収めた固定子鉄心を経て電動機になるまで、機械的な固有振動数がどのように変化するのかについて、解析を用いて検討する<sup>(5)(6)(7)</sup>。各段階での機械的な固有振動数を把握することより、個々の固有振動数が、どのような要因で発生しているかを明らかにし、電動機としての固有振動数を、精度良く求める方法を述べる。

### 6.2 実測

供試モデルとした誘導電動機は、全閉外扇形 3 相-4P - 2.2kW - 200 / 200 / 220V - 50 / 60 / 60Hz - E 種 - 連続定格である。図 6-1 に誘導電動機の構造を示す。各スロットに巻線の入った固定子鉄心の断面とその鉄板の寸法を図 6-2 および図 6-3 に示す。検討対象モデルとその質量、各モデルの写真をそれぞれ表 6-1、図 6-4 および図 6-5 に示す。これらの各モデルについて実測により固有振動数を測定し、モデル 4 以降については機械系の構造解析の有限要素法で固有振動数を計算した。モデル番号が増加するにつれて、モデルの形状が複雑になり、実際の電動機に近づいてゆく。

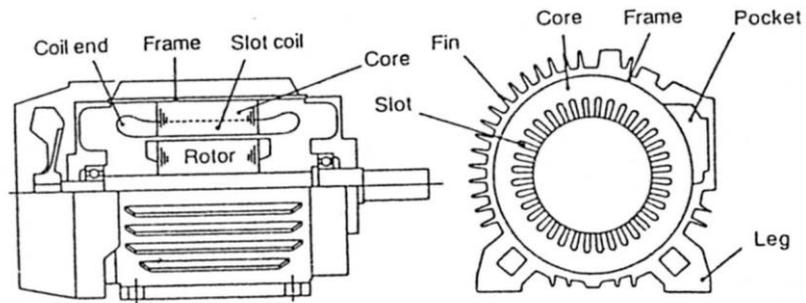


図 6-1 誘導電動機の構造図

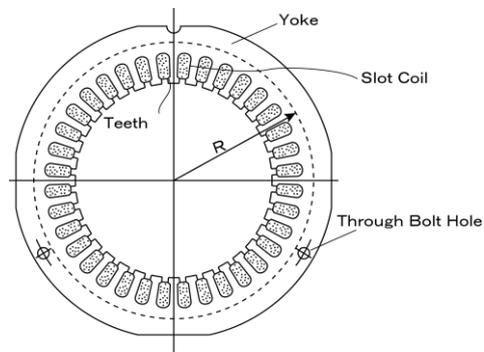


図 6-2 巻線付固定子鉄心の断面図

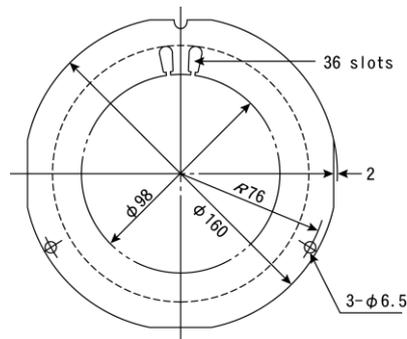


図 6-3 固定子鉄心の抜板寸法 (単位 mm)

表 6-1 検討対象モデルと質量

| Model   | Specification                                 | Weight(g)                                      |
|---------|---|--|
| Model 1 | Steel ring(equivalent to yoke)                | 662.7  |
| Model 2 | Steel ring with cuts                          | 654.3  |
| Model 3 | Steel ring with cuts and holes                | 646.4  |
| Model 4 | Laminated stator core(core length:10mm)       | 815.8  |
| Model 5 | Stator core with coil and without end winding | 8270.1<br>(stator core:7505.5)<br>(coil:764.6) |
| Model 6 | Stator core with coil and end winding         | 9146.1<br>(end winding:876.0)                  |
| Model 7 | Motor   | 29500  |

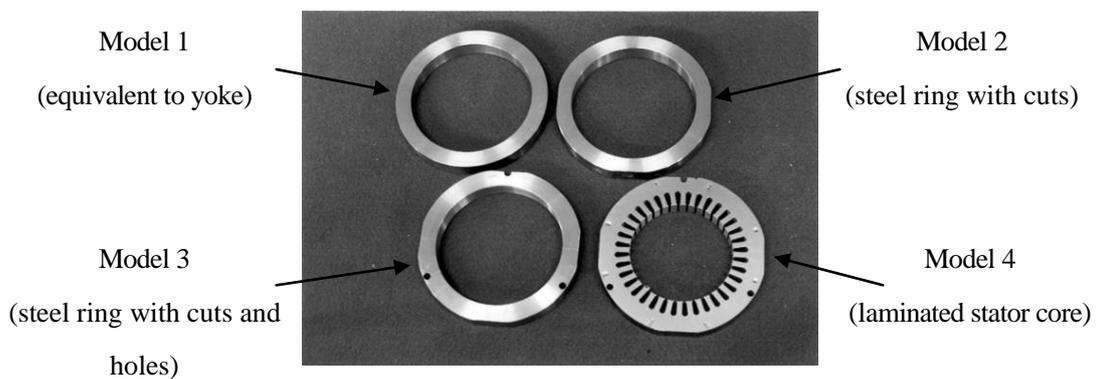


図 6-4 モデル 1 からモデル 4 の写真

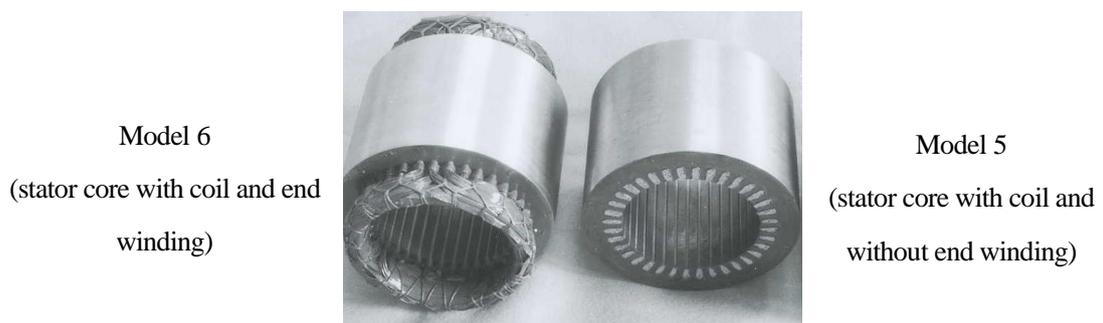


図 6-5 モデル 5 とモデル 6 の写真

モデルの固有振動数と振動モードの測定は、低い固有振動数をもつ厚さ約 100mm のスポンジ状のゴム板の上に置き、インパルスハンマーで外周部を半径方向に打撃し、振動加速度センサーで振動応答を測定した。振動モード（変形）は内周部の 36 個のティースとヨーク外周部の各 36 点の計 72 点で測定した<sup>(8)</sup>。振動応答およびモードの測定は、図 6-6 の測定ブロックダイアグラムにより行った。耳障りな電磁騒音は、主に 10kHz 以下で発生しているため、検討する固有振動数は 10kHz 以下とした。

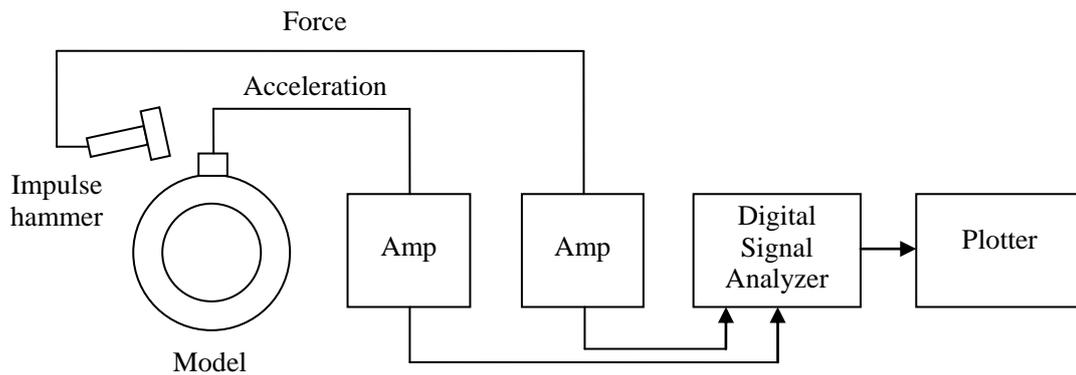


図 6-6 測定ブロックダイアグラム

### 6.2.1 モデル 1 からモデル 4 の実測結果

モデル 1 の単純円環からモデル 4 までの巻線の無い固定子鉄心の固有振動数の測定結果と固有振動数スペクトルを表 6-2 および図 6-7 に示す。

軟鋼性の単純なリング（モデル 1）から巻線の無い積層鉄心（モデル 4）までの固有振動数やモードを測定した。表 6-2 に測定結果を示すが、モデル 1 の単純な軟鋼のリングでは、各モード次数に固有振動数は 1 個しか現れない。しかし、リング（モデル 1）の外周部の一部をカットしたモデル 2 では、同一モードで近接する 2 個の固有振動数が発生している。さらに、軟鋼リングに外周部のカットや通しボルト穴を設けたモデル 3 でも同様に近接する 2 個の固有振動数が現れている。また、固有振動数はモデル 1 からモデル 3 になるにつれて固有振動数が低下しており、高次モードほど低下率が大きくなっている。

表6-2 モデル1からモデル4の固有振動数測定値（モデル4は計算値も示す）

| Mode | Model 1<br>(Hz) | Model 2<br>(Hz) | Model 3<br>(Hz) | Model 4       |                 |
|------|-----------------|-----------------|-----------------|---------------|-----------------|
|      |                 |                 |                 | Measured (Hz) | Calculated (Hz) |
| 2    | 2002            | 1920            | 1832            | 1574          | 1594            |
| 2    | —               | 2004            | 1960            | 1714          | 1714            |
| 3    | 5452            | 5357            | 5077            | 4268          | 4314            |
| 3    | —               | —               | 5348            | 4488          | 4481            |
| 4    | 9960            | 9712            | 9342            | 7561          | 7599            |
| 4    | —               | 9912            | 9737            | 7848          | 7952            |
| 0    | 11535           | 11530           | 11251           | 9604          | 9575            |

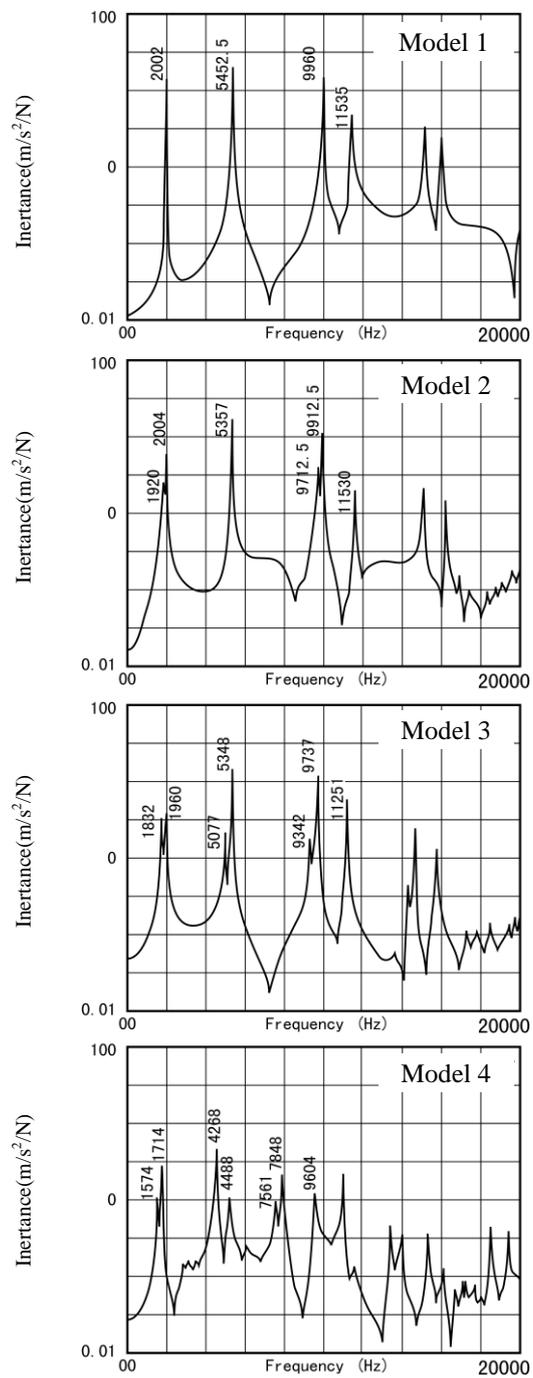


図 6-7 モデル 1~4 の固有振動数スペクトル

### 6.3 鉄心（モデル4）の構造系有限要素法の計算<sup>(9)</sup>

機械系の有限要素法解析では、要素分割方法が解析精度に与える影響は大きい。要素数を多くすれば解析精度は向上するが、計算時間が多くなる。したがって、できるだけ少ない要素分割で、誤差の少ない要素分割法を取り入れる必要がある。

スロット底は円弧となっているが、要素は直線で構成される。要素分割方法によっては計算結果の誤差に大きく影響すると考えられる。そこで、要素分割方法として図 6-8 に示す 4 種類を設定した。4 種類の中で、実測値と計算値との誤差が小さくなる要素分割法を検討した。

- ① スロット底の円弧の始点と頂点を各々節点とする。
- ② 円弧の始点と頂点の間での接線とテイス延長線との交点、および円弧の頂点を節点とする。
- ③ ②での交点と、溝底頂点の垂線と接線の交点との中間を節点とする。
- ④ 円弧の始点と溝底頂点、同じく接線と垂線との交点を節点とする。弧の始点と頂点、同じく接線と垂線との交点を節点とする。

この 4 種類のスロット底の要素分割について解析を行った結果を、実測値と併せ、表 6-3 に示す（図 6-9 には、④の要素分割図を示す）。この表で、④の要素分割法での計算誤差が+1.3%以内と最も小さい。これに対して、要素分割法①～③では、誤差が④より大で、スロット底の円弧の近似が妥当ではないと考えられる。したがって、④の分割法で実用的な精度が十分確保できると考えられる。

図 6-10 に固有振動数モードを示す。同じモード次数で対の固有振動数が現れている。

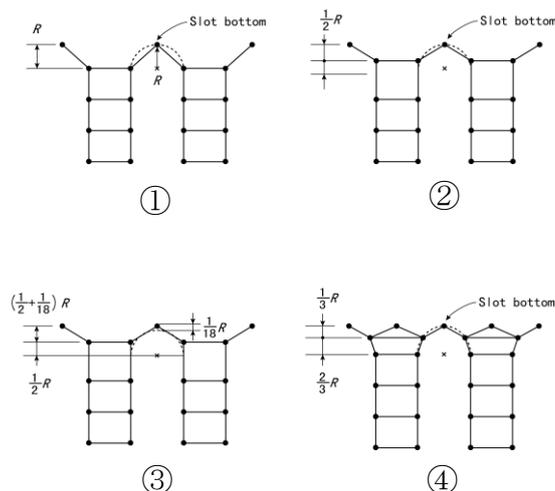


図 6-8 スロット底の要素分割

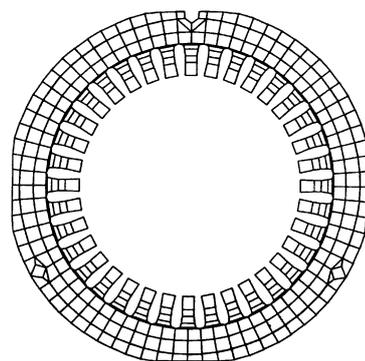


図 6-9 固定子鉄心の要素分割図  
(要素分割方法④の場合)

表 6-3 固有振動数の実測値と計算値 (モデル 4)

| Mode<br>n | Measured<br>value<br>(Hz) | ①                       |              | ②                       |              | ③                       |              | ④                       |              |
|-----------|---------------------------|-------------------------|--------------|-------------------------|--------------|-------------------------|--------------|-------------------------|--------------|
|           |                           | Calculated<br>value(Hz) | Error<br>(%) | Calculated<br>value(Hz) | Error<br>(%) | Calculated<br>value(Hz) | Error<br>(%) | Calculated<br>value(Hz) | Error<br>(%) |
| 2         | 1574.0                    | 1723.0                  | +9.4         | 1674.5                  | +6.4         | 1523.6                  | -3.2         | 1594.2                  | +1.3         |
| 2         | 1714.0                    | 1852.6                  | +8.1         | 1800.4                  | +5.0         | 1639.1                  | -4.4         | 1714.1                  | 0            |
| 3         | 4268.0                    | 4596.0                  | +7.7         | 4494.7                  | +5.3         | 4110.1                  | -3.7         | 4314.3                  | +1.1         |
| 3         | 4488.0                    | 4773.7                  | +6.4         | 4668.5                  | +4.0         | 4269.0                  | -4.9         | 4481.1                  | -0.1         |
| 4         | 7561.0                    | 8045.5                  | +6.4         | 7858.5                  | +3.9         | 7145.1                  | -5.5         | 7599.0                  | -0.5         |
| 4         | 7848.0                    | 8213.0                  | +4.7         | 8224.0                  | +4.8         | 7477.4                  | -4.3         | 7952.4                  | +1.3         |

$$Error(\%) = \left( \frac{Calculated\ value}{Measured\ value} - 1 \right) \times 100$$

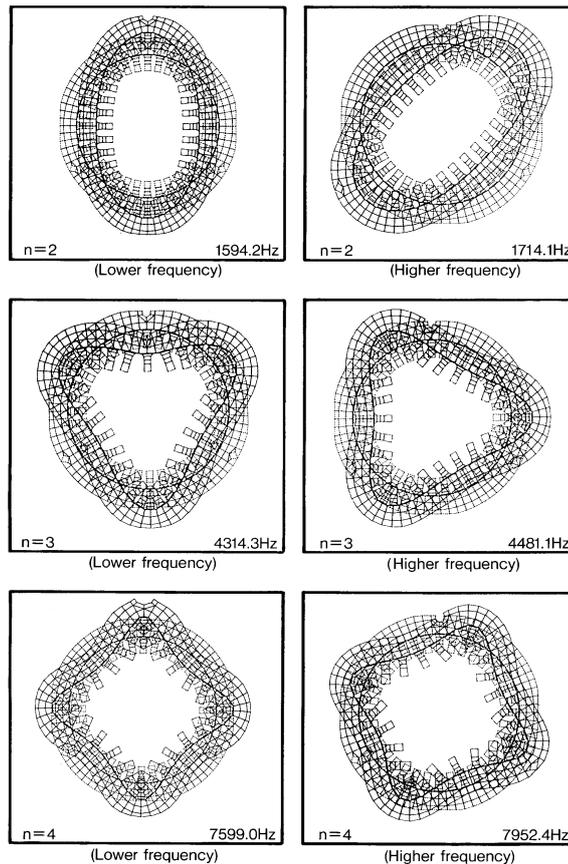
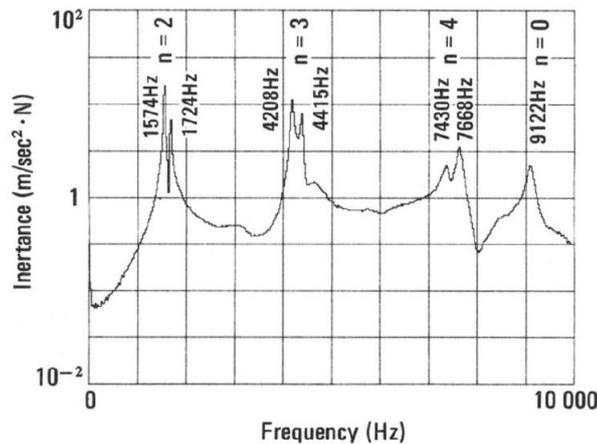


図 6-10 モデル 4 の有限要素法による解析結果

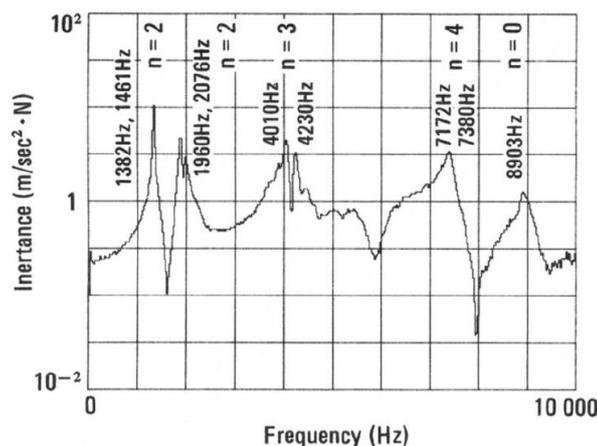
#### 6.4 巻線端無し固定子鉄心（モデル5）と巻線端付き固定子鉄心（モデル6）の固有振動数<sup>(10)(12)</sup>

巻線が納められた固定子鉄心は、巻線端を糸縛りし整形した後、全体をワニス処理される。これらの巻線は乱巻きで、E種絶縁のアルキッド系ポリエステルワニスが使われている。したがって、巻線端は固く、固着し、一種のリング形成しており、固定子鉄心の固有振動数に大きな影響を与えらる。

固有振動数に与える巻線端の影響を検討するため、モデル5とモデル6の固有振動数測定を行った。巻線端無しのモデル5と巻線端付きのモデル6の打撃による固有振動応答スペクトルを図6-11に示す。図6-11(b)において、2000Hz付近に新しいモード2の固有振動数が発生していることが判る。



(a)モデル5（巻線端無し）



(b)モデル6（巻線端付き）

図6-11 固有振動応答スペクトル（測定値）

次に、モデル 6 における  $n=2$  の固有振動数について、軸方向の振動モードも含めて測定を行った。その結果を図 6-12 に示す。図 6-12 では、鉄心と巻線端の軸方向と半径方向の振動状態を示している。それぞれ枠内の上部に固定子鉄心の軸方向断面図を、下部の楕円は固定子鉄心の半径方向の変形状態を示している。この両図の間にある直線状の点線と実線の図は固定子の軸方向変形状態を図示している。同相の場合は静止時の点線に対して、変形後の状態を示す実線が、鉄心部、巻線端部共、点線に対して、下側に来ている。一方、逆相の場合は固定子鉄心が点線の下側にあるのに対して、巻線端の部分の実線が点線の上側に有り、両者の位置が静止時の点線に対して、位置が逆にずれている。この図で、1382Hz と 1461Hz は鉄心の楕円変形の長軸と巻線端の楕円変形の長軸が一致しており、同相で振動するモードである。一方、1960Hz と 2076Hz は鉄心の楕円変形の長軸と巻線端の楕円変形の長軸が 90 度ずれて逆相で振動するモードである。

したがって、巻線端があると、さらに、モード 2 の固有振動数が追加され、鉄心と巻線端の振動形状が同相と逆相の変形をすることが判った。

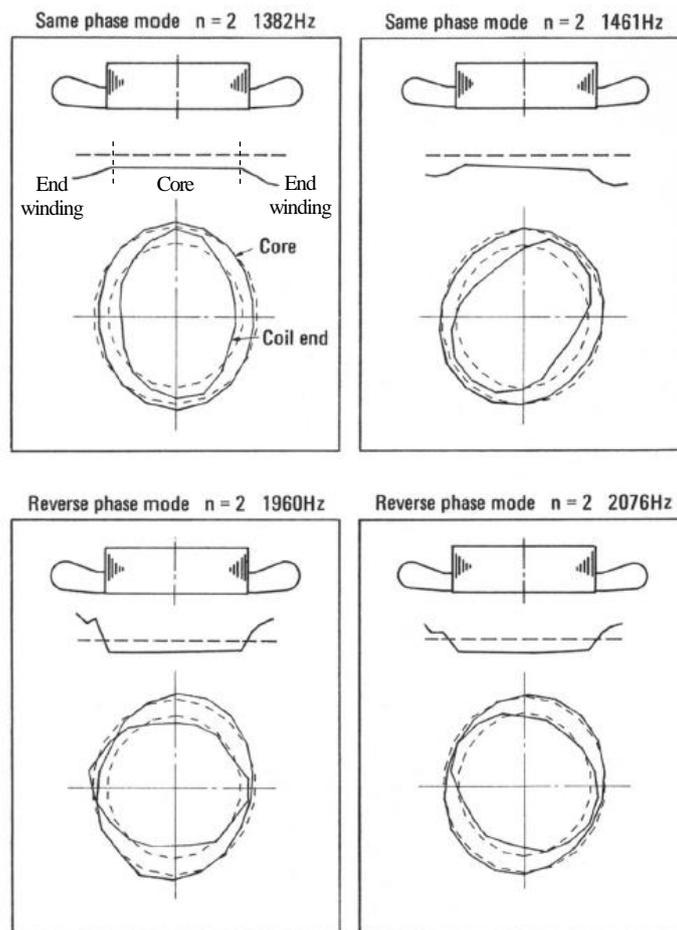


図 6-12 モデル 6 の固有振動モード

巻線端をもつ固定子鉄心の振動では、巻線端が単なる付加質量として作用するだけではなく、円環としての剛性が影響すること、連成振動が発生していることを確認した。

## 6.5 フレーム付鉄心の固有振動数<sup>(9)(11)</sup>

### 6.5.1 鉄心とフレームの接触解析

電動機の固定子鉄心は、図 6-1 に示すように内面を機械研削された鋳物フレームに圧入されている。鉄心の剛性が大きいので、鉄心が圧入されると、フレームは鉄心の外形に沿って、わずかに変形する。鉄心の外周とフレームの内周は密に接触しているように考えられる。しかし、端子ボックス（ポケット部）の上下端部分と、その中間点のフレーム中心点対称位置の3点で接触するようなC形形状にフレームが変形している。接触位置は、フレーム内面の端子ボックス（ポケット部）の上下端部分と、それらのほぼ中間点のフレーム中心点対称位置となる。

圧入による変形解析を行った結果を図 6-13 に示す。フレームのポケット部分がおおきく変形している。変形解析から得られた接触位置は、フレーム内面の端子ボックス（ポケット部）の上下端部分(A, B)と、それらのほぼ中間点のフレーム中心点対称位置(C)であり、実測における結果とほぼ一致した。また、A, B, Cの3カ所が鉄心とフレームの接触面になった。したがって、有限要素法解析と実測の結果からも、鉄心がフレームに圧入された場合に、接触面は全周に一樣に存在するのではなく、フレームのポケットの影響により3カ所で接触することが明らかになった。

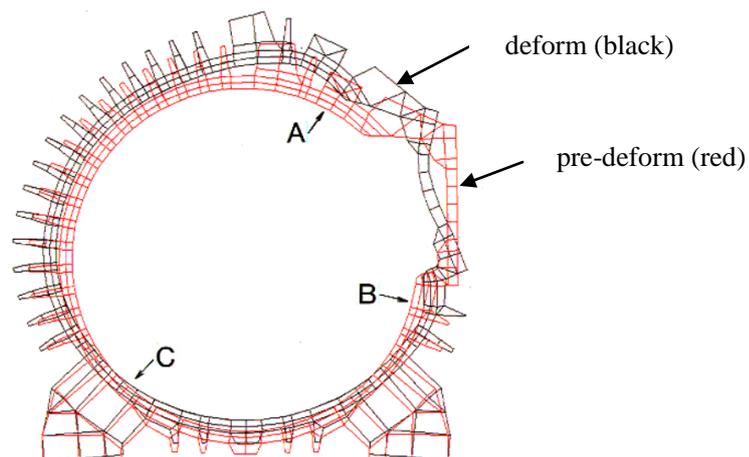


図 6-13 圧入後のフレーム変形の解析結果

### 6.5.2 フレーム付固定子鉄心の固有振動数計算

フレーム付固定子鉄心の固有振動数を計算するには、鉄心とフレームの接触を考慮した有限要素法による解析が必要となる。解析モデルを図 6-14 に示す。図中の A, B, C 領域の●印は、フレームと鉄心の接触結合部であり、図 6-15 のばね要素を設定した。接触結合部に対して、半径方向 R と円周方向  $\theta$  の線形ばね要素を導入し、半径方向のばね定数は無限大と仮定し、円周方向のばね定数を設定した。

線形ばね定数は、 $K_R = \infty$ 、 $K_\theta$  を変数として、ばね定数を変化させた求めた固有振動数の変化を求め、計算値と実測値の固有振動数の関係から、単位面積当たりのばね定数  $K_\theta = 8.0 \times 10^{14} \text{ N/m}^2$  とすれば、計算値と実測値がほぼ近い値になる。表 6-4 に示すように誤差は、5%以内となった。円周方向のばね定数は、フレームと鉄心の接触面の面圧および摩擦力に関係していると考えられる。この接触面にばね要素を設定することによって、フレーム付固定子鉄心のモデル化が可能となった。その結果、有限要素法を用いて、より精度の高い固有振動数計算が可能となった。

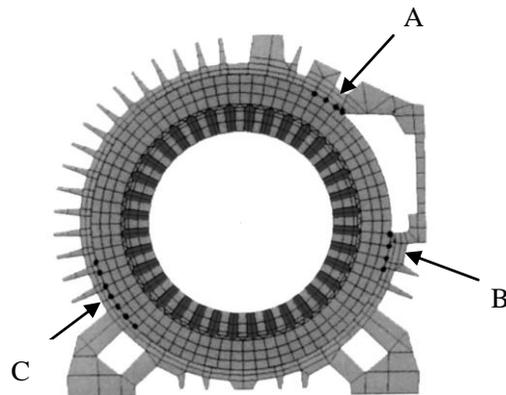


図 6-14 固有振動数解析モデル

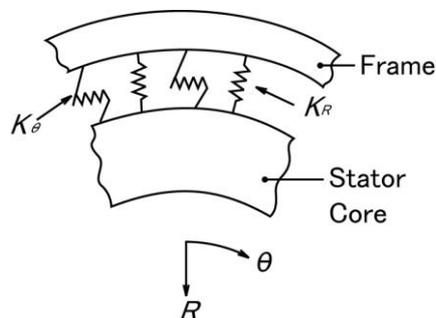


図 6-15 接触点のばね設定

表 6-4 フレーム付固定子鉄心の固有振動数

| No.             | Mode  | Measured(Hz) | Calculated(Hz) | Error(%) |
|-----------------|-------|--------------|----------------|----------|
| 1 <sup>st</sup> | Frame | 753          | 758            | +0.7     |
| 2 <sup>nd</sup> | n=2   | 1382         | 1391           | +0.7     |
| 3 <sup>rd</sup> | n=2   | 1510         | 1563           | +3.5     |
| 4 <sup>th</sup> | Frame | 1975         | 1958           | -0.9     |
| 5 <sup>th</sup> | n=3   | 3270         | 3426           | +4.6     |
| 6 <sup>th</sup> | n=3   | 3613         | 3534           | -2.2     |
| 7 <sup>th</sup> | Frame | 4255         | 4065           | -4.5     |
| 8 <sup>th</sup> | n=3   | 4315         | 4417           | +2.3     |

## 6.6 まとめ（電動機の固有振動数と全モデルの固有振動数推移）

フレーム付固定子に回転子やベアリングブラケットが組み込まれた製品としての電動機（モデル7）の固有振動数を測定した。固有振動数と振動モードの測定結果を図6-16に示す。これらの測定結果で、625Hzは回転子の曲げ振動が誘導機全体を振動させるパラレルモードである。1250Hz、1525Hz、1850Hzおよび2052Hzは固定子のラジアル曲げ振動で、楕円モード( $m=2$ )である。4025Hzと4192Hzは三角形モード( $m=3$ )で、さらに、4974Hzと5630Hzは四角形モード( $m=4$ )であることが判った。表6-5には、モデル5～モデル7の固有振動数の測定結果とモデル7の固有振動数の解析結果を示す。図6-17には、固有振動数と振動モードの解析結果を示す。

単純なリングモデル（モデル1）から、誘導電動機（モデル7）まで、徐々に実際の電動機形状に近づけながら、各段階における固有振動数やモードの測定と解析を行った（表6-6に解析で用いた定数を示す）。測定された固有振動数の変化を纏めると図6-18のようになる。これらの検討の結果、以下の知見を得た。

- (1) 単純な鉄のリングモデルに外周部カットの非対称要素を加えると、モデル2で判るように、双対の周波数が発生している。また、モデル3からモデル4での固有振動数の顕著な低下はリングに歯部を追加したためであり、歯部の付加質量効果によるものと考えられる。
- (2) 巻線端が付加されたモデル6ではモード2において、さらに、新しい固有振動数が発生している。これは、巻線端が単なる付加質量として影響するのではなく、円環剛性を持った一つの振動系であって鉄心との間で連成振動を行っていることを確認した。
- (3) モデル7の誘導電動機の場合では、回転子やベアリングブラケットが加わり、さらにボルトとネジで組み立てられるため、モード0の固有振動数は発生していない。モード4において、固有振動数が大きく低下している。
- (4) 図6-18に示す系統的なグラフから、形状や構成が複雑になるにつれて、固有振動数の数が増加するとともに、固有振動数が低下することが判明した。したがって、固有振動数の数が増加するので、振動や騒音が発生する可能性が増加することになる。

以上のことから、低振動や低騒音の電動機を開発するには、固定子鉄心などの構造物の形状を極力単純で対称的なものにすればよいとの知見を得た。具体的には、鉄心の外周は真円とし、かつ、フレームも円形とするのが振動、騒音の点から望ましい。ただし、放熱用フィンを持つ電動機では、放熱用フィンは固有振動数に影響を与えるが、冷却効率も考慮して、できるだけ均等に配置すれば良い。

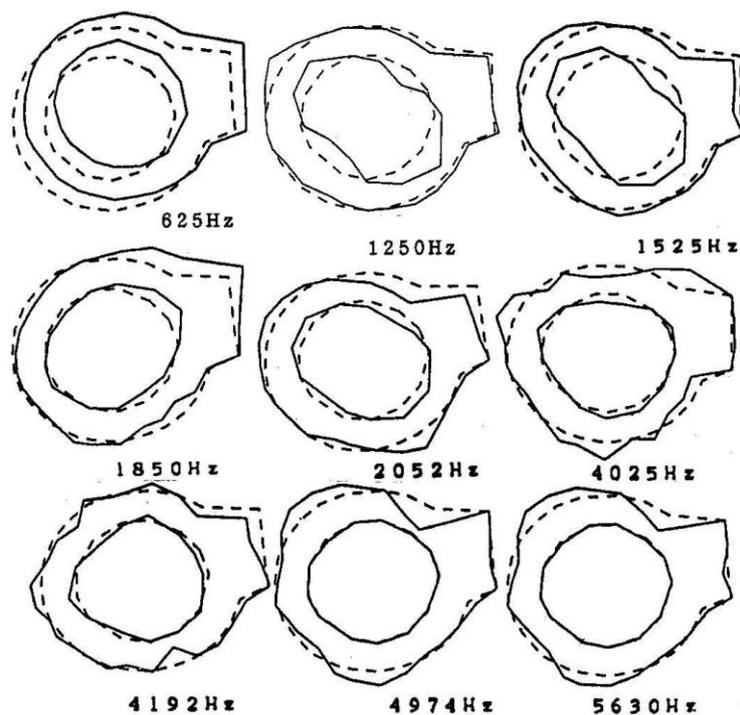


図 6-16 電動機（モデル 7）の固有振動数とモード（測定）

表 6-5 モデル 5 からモデル 7 の固有振動数測定値（モデル 7 は計算値も示す）

| Mode | Model 5<br>(Hz) | Model 6<br>(Hz) | Model 7       |                 |
|------|-----------------|-----------------|---------------|-----------------|
|      |                 |                 | Measured (Hz) | Calculated (Hz) |
| 2    | 1574            | 1382            | 1250          | 1245            |
| 2    | 1724            | 1461            | 1525          | 1562            |
| 2    | —               | 1960            | 1850          | 1804            |
| 2    | —               | 2076            | 2052          | 1984            |
| 3    | 4208            | 4010            | 4025          | 3973            |
| 3    | 4415            | 4230            | 4192          | 4241            |
| 4    | 7430            | 7172            | 4974          | 5080            |
| 4    | 7668            | 7380            | 5630          | 5597            |
| 0    | 9122            | 8903            | —             | —               |

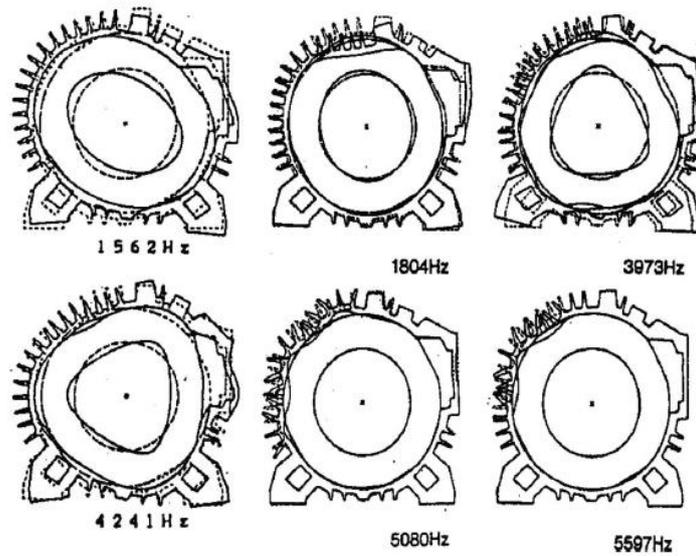


図 6-17 電動機（モデル 7）の固有振動数とモード（解析）

表 6-6 固有振動数解析モデルと定数

| Model   | Specification                                 | Density<br>(kg/m <sup>3</sup> ) | Young's<br>Modulus(MPa)                |
|---------|---|---------------------------------|--|
| Model 1 | Steel ring(equivalent to yoke)                | 7850(Fe)                        | 205000                                 |
| Model 2 | Steel ring with cuts                          | 7850(Fe)                        | 205000                                 |
| Model 3 | Steel ring with cuts and holes                | 7850(Fe)                        | 205000                                 |
| Model 4 | Laminated stator core(core length:10mm)       | 7850(Fe)                        | 205000                                 |
| Model 5 | Stator core with coil and without end winding | 7850(Fe)<br>8960(Cu)            | 1000(stator core)                      |
| Model 6 | Stator core with coil and end winding         | 7850(Fe)<br>8960(Cu)            | 1000(stator core)<br>1400(end winding) |

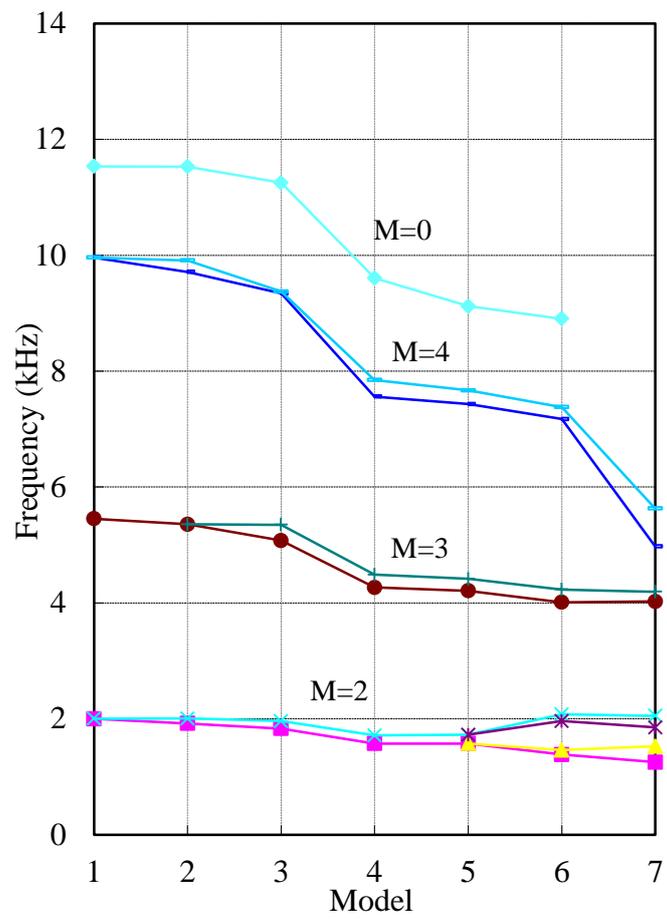


図 6-18 モデル 1~7 の固有振動数の推移 (測定)

## 参考文献

- (1) P. L. Alger : “The Magnetic Noise of Polyphase Induction Motors”, *AIEE*, Vol.73, pp.118-125 (1954)
- (2) 石橋文徳・野田伸一・森貞明: 「小形誘導電動機の電磁振動について」, 電学論 D, Vol.112, No.3, pp.307-313 (1992-3)
- (3) 塩幡宏規・根本佳奈子・名川泰正・坂本茂・小林孝司・伊藤元哉・小原木春雄: 「電磁力励起による電動機の振動放射音解析法」, 電学論 D, Vol.118, No.11 pp.1301-1307 (1998-11)
- (4) 石橋文徳・野田伸一: 「誘導電動機の電磁場一振動・騒音場連係解析」, 日本 AEM 学会誌, Vol.7, No.1, pp.21-27 (1999)
- (5) 野田伸一・石橋文徳・森貞明: 「小型誘導電動機の固有振動数の検討」, 回転機研究会誌, RM-92-31, pp.11-20 (1992-7)
- (6) F. Ishibashi, M. Matsushita, S. Noda and K. Tonoki : ” Change of Mechanical Natural Frequencies of Induction Motor” , *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.46, No.3, pp.922-927 (2010)
- (7) T. Ishikawa : “Analysis of Natural Frequency, Radial Force and Vibration of Induction Motors Fed by PWM Inverter”, Chapter 9 of *Induction Motors - Modelling and Control*, Rui Esteves Araujo (2012)
- (8) 大久保伸行: 「機械のモーダル・アナリシス」, 中央大学出版 (1995)
- (9) 糸見和信・野田伸一・鈴木功・石橋文徳: 「電動機固定子鉄心の固有振動数解析法」, 日本機械学会論文集, Vol.64, No.624, pp.2833-2839 (1998-8)
- (10) S. Noda S. Mori F. Ishibashi and K. Itomi : “Effect of Coils on Natural Frequency of Stator Cores in Small Induction Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. EC-2, No. 1, pp.93-99 (1987)
- (11) 野田伸一・鈴木功・糸見和信・石橋文徳・森貞明・池田洋一: 「誘導電動機のフレーム付き固定子鉄心の固有振動数」, 日本機械学会論文集, Vol.61, No.591, pp.4195-4201 (1995-11)
- (12) 糸見和信・野田伸一・石橋文徳・山脇久志: 「有限要素法による電動機固定子鉄心の固有振動数解析における巻線の縦弾性係数」, 日本機械学会論文集, Vol.68, No.669, pp.1343-1348 (2002-5)

## 第7章 結論

これまで様々な改善および改良がなされてきた誘導電動機であるが、現在でもトルク、振動、騒音などの性能向上に、各メーカーとも積極的な取組みを進めている。

トルクなどの電動機特性は、経済性も考慮すると、電動機の抵抗やインダクタンスからなる等価回路を用いて計算できることが望ましい。現在の小容量電動機の主流である全閉スロット誘導電動機では、回転子スロット上部にあるブリッジ部が磁気飽和の影響により、その漏れインダクタンスが大きく変化するため、精度よく、幅広い滑りの範囲内でトルク特性を予測することが難しい。今後、更なる高機能化、小形化、多様化へのニーズが電動機のみならずドライブシステムとしても求められる。このような中で、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスの変化を考慮した、実用的な精度でのトルク特性計算方法が必要である。

また、電気機器が運転されることにより発生する音や振動は、生活環境や作業環境などの質の向上要求が高まるにつれて、“不快なもの”と扱われるようになり、周りの環境に影響を与えないように十分な配慮が求められている。このような状況に対処するために、製品の開発設計段階で、基本性能だけではなく、振動や騒音の特性等も十分に検討しておかなければならない。振動や騒音が小さい電動機を製作するには、加振源となる高調波磁束、電磁力および構造的な固有振動数を的確に予測することが重要となる。

以上のような背景により、本論文では、全電圧始動の全閉スロット誘導電動機を検討対象とし、ブリッジ部インダクタンスの変化を明らかにするとともに、実用的な精度でトルク特性を予測可能とする回路定数計算方法を提案することおよび振動、騒音低減に向けた評価技術について検討した。本章においては、得られた具体的な研究成果を各章毎にまとめる。

第1章では、誘導電動機の技術動向や最近のニーズ、研究動向を概説した上で、本研究の目的や構成について説明した。かご形誘導電動機を高性能化するにあたり、全閉スロット誘導電動機のトルク特性を十分な精度で予測するための回路定数算定技術や環境負荷を低減するための低騒音、低振動技術が求められていることを述べた。

第2章では、誘導電動機の等価回路の中で、回転子漏れインダクタンスに含まれる全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスに着目し、その変化を明らかにするとともに、精度良く求める計算方法を提案した。

全閉スロット誘導電動機の回転子単体を利用した実測および解析検討から、ブリッジ部インダクタンスは、鉄心に使用されている電磁鋼板の磁界の強さに対する透磁率曲線（ $\mu$ - $H$ カーブ）と同様に変化することを明らかにした。さらに、新たに提案した磁界解析から得られるブリッジ部の磁気エネルギーと磁気随伴エネルギーを用いて計算したブリッジ部インダクタンスは、実測結果とよく一致しており、提案方法の妥当性を確認できた。

他文献等で報告されている従来の計算方法を用いて得た全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスは、回転子バー電流が小さくなる場合、ブリッジ部インダクタンスは無限大となる傾向を示す。しかし、提案方法を用いてブリッジ部インダクタンスを計算した場合、回転子バー電流が低いところで最大値を持つような変化をし、この点が大きく異なることを明らかにした。

また、等価  $B$ - $H$  法を新たに提案し、これにより求められた等価  $B$ - $H$  曲線を誘導電動機的设计計算の中に含めることにより、全閉スロット誘導電動機のブリッジ部インダクタンスをこれまで以上に精度よく求めることが可能となった。

第 3 章では、三次元非線形有限要素法解析から得られる磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを用いて、第 2 章で提案した計算方法により全閉スロット誘導電動機の滑りに対する回転子漏れインダクタンスを計算するとともに、滑りに対する回転子抵抗を回転子バーとエンドリングに発生する損失から計算し、その変化を明らかにした。

回転子漏れインダクタンスは、滑りに対し大きく変化し、滑りが低い領域では、ブリッジ部インダクタンスが大部分を占めていること、電磁鋼板材料の透磁率曲線が最大を持つと同様な変化すること、従来からの計算方法では、滑りが小さくなるとブリッジ部インダクタンスは無限大となり、この傾向と異なることを明らかにした。回転子抵抗は、全ての滑りの範囲でほぼ一致していることを確認した。

第 4 章では、全閉スロット誘導電動機における、滑りに対する励磁電流と励磁インダクタンスを明らかにするために、三次元非線形過渡解析と二次元非線形静解析を用いて計算する方法を提案した。検討の結果、励磁電流は滑りが増加するに従い減少し、励磁インダクタンスは滑りに対しほぼ一定となることを明らかにした。また、得られた励磁電流や励磁インダクタンスは、実測結果とよく一致することを確認した。

更に、第 3 章や本章で得られた各滑りにおける二次側回路定数や励磁インダクタンスを用いてトルク特性を計算することで、従来の回路定数を一定として扱う計算よりも、トルクを定格滑り付近から滑り 100%の範囲でほぼ 10%以内の誤差で予測でき、現状の設計段階

での予測精度より高いことを示した。

また、滑りに対する回転子漏れインダクタンスや励磁インダクタンス計算では、各滑りにおける励磁電流分の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを差し引くのではなく、無負荷時の磁気エネルギーおよび磁気随伴エネルギーを一定として差し引いて得た定数を用いることで、トルク特性を計算するには十分であることを明らかにした。

第5章では、誘導電動機の高調波磁束や高調波電磁力のスロット高調波次数をはじめとし、飽和を含めた成分を測定すると共に、有限要素法を用いた解析を行い、飽和による電磁力のモード数やモード分布を明らかにした。

4P-2.2kWの誘導電動機を対象とし、実測、解析および数式から計算した電磁力モードは、それぞれよく一致していること、電磁力モードは電磁力の周波数が高くなるに連れて、一様に増加しないことを示した。また、従来明らかでなかった飽和に関連する電磁力のモード数やモード分布を明確にした。

第6章では、単純なリング形状から鉄心や巻線の入った固定子を経て、電動機に至るまでの段階毎に固有振動数やモードの測定および解析を行い、形状や構成が複雑になるにつれて、固有振動数の数が増加するとともに、固有振動数が低下することを明らかにした。

単純な鉄のリングモデルに外周部カットの非対称要素を加えると、双対の固有振動数が発生すること、巻線端は単なる付加質量として影響するのではなく、円環剛性を持った一つの振動系であって鉄心との間で連成振動を行っていることを明らかにした。つまり、形状や構成が複雑になるにつれて、固有振動数の数が増加するとともに、固有振動数が低下することが判明し、振動や騒音が発生する可能性が増加することになる。したがって、低振動や低騒音の電動機を開発するには、固定子鉄心などの構造物の形状を極力単純で対称的なものにすればよいとの知見を得た。

以上のように、本論文では、かご形誘導電動機を高性能化するにあたり、かご形誘導電動機のトルク特性を実用的な精度で予測するための回路定数計算技術と環境負荷を低減するための低騒音化、低振動化に向けた評価技術について研究した。

その結果、最近の高付加価値化や環境親和性ニーズへ対応するために、かご形誘導電動機のトルク特性を実用的な精度で予測できる回路定数算定技術と低騒音化、低振動化に向けた評価技術を確立できた。これまでの開発設計方法に、本研究で新たに得られた知見や方法を組み込むことにより、その性能をさらに高精度に算定するとともに、より簡易に開

発設計を進めることができると考える。

今後も誘導電動機全体を捉えた高性能化は必須であり、着実に進めなければならない。電動機のトルク特性算定に関しては、移動体などで使用されているインバータ駆動かご形誘導電動機の幅広い速度範囲での運転特性を、インバータ電源波形の影響も考慮して簡易に算定するために、回転子漏れインダクタンスなどの各回路定数の周波数特性を考慮した定数算定方法の確立などが課題として残っている。低騒音化、低振動化に関しても、インバータ駆動かご形誘導電動機のように幅広い速度範囲で使われる場合、試作することなく、その誘導電動機の固有振動数を精確に予測し、事前に電磁力と共振を回避あるいは共振による影響を低減する実用的な方法の確立が課題である。

今日まで培ってきた製品設計技術のみならず、製造技術、生産管理技術などを総合的に捉えた技術開発を行いながら、抜本的にそれらを見直すことを怠りなく続ける必要がある。効率向上や小形化、低騒音化、低振動化などの誘導電動機を含めたモータドライブシステムとしての高性能化は、今後も絶え間ない歩みを続けるものと確信している。

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々にお世話になりました。ここに感謝の意を表します。本論文をまとめるにあたり、常に温かいご指導を賜り、その全般にわたって終始熱心にご指導いただきました。群馬大学 理工学部・大学院理工学府 電子情報理工学科 石川 赴夫教授に厚く御礼申し上げます。また、本研究の遂行にあたり、長年、終始的確にかつ暖かくご指導下さった芝浦工業大学名誉教授 石橋文徳先生に深く感謝申し上げます。群馬大学 理工学部・大学院理工学府 電子情報理工学科 橋本教授、山口教授、栗田准教授、中部大学 工学部 電気電子システム工学科 廣塚教授には、本論文の審査過程において数々のご指導、ご助言を賜りました。ここに深謝の意を表します。

本研究は、著者が株式会社 東芝 交通システム部 開発設計第二担当（現東芝インフラシステムズ株式会社 交通システム部 開発設計第二担当）において、鉄道車両用主電動機やエレベータ用巻上機の開発設計に従事していた時から行われたものです。野田伸一氏（現日本電産株式会社）には、研究活動への誘いと共に、研究以外のさまざまなことまで大変丁寧にご指導、ご助言を頂き、心より御礼申し上げます。全閉スロット誘導電動機的设计や実測結果などに関し、川上正行氏、山本雄司氏（現東芝産業機器システムズ株式会社）には、非常に多くのご協力とご助言を頂き、感謝の意を表します。全閉スロット誘導電動機の試験を含むブリッジ部インダクタンスの検討においては、鈴木貴生氏（現株式会社 東京機械製作所）に多大なご協力を頂きました。株式会社 東芝 電力・社会システム研究開発センター 電機応用・パワーエレクトロニクス開発部の各位、とりわけ、モータ・ドライブシステム技術担当のモータチーム（三須大輔氏、竹内活徳氏、伊藤史晃氏、牧野宏明氏）には、研究遂行に専念できる環境を支えていただきました。ここに改めて深く感謝致します。

最後に、研究活動を様々な面で支えて頂いた多くの先輩、友人、知人、そして家族、両親に心より御礼申し上げます。

2018年6月14日

松下真琴