

# 電気機器の最適化設計に関する研究

2008年3月

柿木稔男

# 目次

第1章 緒論	1
1-1 本研究の背景	1
1-2 本研究の概要	4
第2章 分割鉄心形支持案内兼用複合磁石の省電力浮上制御用コイル駆動方式	7
2-1. 分割鉄心を片側励磁した時の各部磁束	7
2-1-1. 検討モデル	7
2-1-2. 片側励磁による磁束の流れ	7
2-2. 実験による検討	8
2-2-1. 実験装置	8
2-2-2. 空隙の磁束密度の測定	8
2-2-3. 浮上制御回路	9
2-2-4. 吸引力特性	22
2-2-5. 浮上実験	22
(1) 実験の条件	22
(2) 定常浮上特性	22
(3) 浮上開始動作	22
2-3. バイアス電流の浮上への影響	27
2-3-1. バイアス電流が最小限界近傍の場合	27
2-3-2. バイアス電流を増した場合	27
第3章 三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの算出について	29
3-1. 三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの算出	29
3-1-2. 計算モデル	29
3-1-3. 有限要素法による漏れインダクタンスの算出	29
3-1-4. 計算式による漏れインダクタンスの算出	37

(1)スロット漏れインダクタンス	37
(2)コイル端漏れインダクタンス	39
(3)エンドリング漏れインダクタンス	39
(4)空間高調波漏れインダクタンス	39
(5)スキュー漏れインダクタンス	43
第4章三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスと	
誘導起電力の算出について	47
4-1.解析モデル	47
4-2.誘導起電力の算出	47
第5章 結論	56
謝 辞	58
文 献	59
付 録	付-1

# 第 1 章 緒論

## 1-1 本研究の背景

近年の電気機器を取り巻く環境は地球温暖化防止及び資源の有効利用の観点からますます高効率、省エネルギーが望まれている。そこで本研究ではこれらの要望に応えるべく電気機器の最適な設計について検討した。

都心の交通公害の低減に貢献すべく、吸引形磁気浮上車の市内電車への適用の検討を進めている。実用化には低コストで急カーブを浮上走行できることが必要である。急カーブを曲がるために鉄心分割形吸引電磁石を提案した。鉄心分割形吸引電磁石により浮上案内兼用方式で左右振動の減衰も可能であることを実験台車で確認した<sup>(1)~(7)</sup>。さらに、永久磁石を併用した複合磁石を採用すると、磁石の軽量化と励磁電力の低減が見込める<sup>(8)~(11)</sup>。永久磁石による吸引力が浮上体の重力とつり合う空隙長が得られるゼロパワー制御方式にすると、消費電力を極めて小さくすることができる<sup>(12)</sup>。しかし、ゼロパワー制御方式を適用すると正負両方向に巻線電流を流すことが必要であり、電源回路が複雑になる。例えば、巻線電流を単相インバータと同様の PWM 方式で制御する場合、スイッチング素子で H 形ブリッジを構成し、短絡防止回路、スナバ回路や絶縁されたゲート駆動回路を独立に設けることなどが必要である。スイッチング素子は吸引磁石 1 個当たり浮上用に 4 個が必要になる。

分割鉄心形吸引磁石では、左右の分割鉄心それぞれに設けた巻線間の相互インダクタンスが極めて小さくなる。そのため、左右の分割鉄心に設けたコイルに、それぞれ永久磁石による磁束と同方向と逆方向に単極性の電流を流して独立に浮上制御しても相互干渉を小さくできる。このようにすると、電磁石の場合と同じスイッチング素子 1 個だけの簡単な回路を左右のコイルごとに設ければ済み、スイッチング素子は磁石 1 個当たり 2 個だけで省電力の浮上制御が可能になる。ここではこの提案方式の可能性を実験で確認した結果について述べる。

次に産業界で広く利用されている三相誘導電動機は近年ますます、小型、高性能、

高信頼性が求められている。くわえて、エネルギーの有効利用の点からも効率のよい電動機として注目されている。

三相誘導電動機を詳細に解析する為には、多くのパラメータの設定が必要であるが、ここでは二次元有限要素解析の助けとなる漏れインダクタンスの計算および有限要素法での計算結果について報告してきた<sup>(13)~(19)</sup>。これらの計算は、漏れ磁束の経路が非常に複雑であったり、導体内の電流の分布が一様でなかったりすることから、磁気飽和や表皮効果を見捨てるなど多くの仮定によって計算される。このため、理論式に実験値と合うように実験的定数を加味した公式が多く使われている<sup>(20)~(23)</sup>。表 1-1 にこれらの文献の比較を示す。現時点では実測によって一次漏れインダクタンスと二次漏れインダクタンスとの和を求めることができるが、これらを別々に求めることは困難である。本論文では有限要素法による磁界解析と従来の計算式を駆使して、各種漏れインダクタンスを同一モデルから算出し統括的な比較を行い検討した。また回転子にスキューを施すことで電源投入直後の電動機の乱調を防げることは既知の事実である。そこで、シミュレーションを用いて詳細な解析を行い、誘起電圧の発生に伴う高調波の比較を行い検討した。

表1-1 文献(20)から(23)の比較表

文献番号	(20)		(21)		(22)		(23)		
筆者: 文献名	T.A.Lipo : Introduction to AC Machine Design		広瀬: 電気機器設計		P.L.Alger : Induction Machines		S.Williamson, M.C.Begg : Calculation of the bar resistance and leakage reactance of cage rotors with closed slots		
解析法の 概要	スロットの形状及び回転子と固定子の各領域に蓄えられる平均磁気エネルギーより求めている。		スロットの形状及び巻線ピッチより相帯磁気漏れ係数を導入し、adamsの式より求めている。		スロットの形状及びスロットの歯当たりの平均磁気エネルギーよりパーミアンスを求め、磁化リアクタンスを導入して漏れインダクタンスを算出している。		磁気飽和と deep bar 効果を考慮し、有限要素解析を用いて蓄積されるエネルギーより回転子バー毎の漏れインダクタンスの差として求めている。		
漏れインダクタンスの分類及び計算式	分類	式	頁	式	頁	式	頁	式	頁
	固定子スロット漏れ	$3N_s^2 \frac{1}{S_1} [p_r + p_b + (3p-1)p_B]$	180	$A \times 7.9 \left( k_1 + \frac{N_1 k_2}{N_2} \right)$	347	—	—	$\frac{w}{\mu_0 l^2} \sum_r \Delta_r \text{Re} \left\{ \left( \vec{A} \right)_r \left( \vec{S} \right)_r \left( \vec{A} \right)_r \right\}$	127
	回転子スロット漏れ	$\frac{12k_s^2 N_s^2}{S_2} \times 2L_b$	182	ただし、 $A = \frac{fk S_{st}^2 2pq l_n \times 10^{-8}}{\omega}$		—	—		
	コイル端漏れ	$4\mu_0 \frac{N_s^2 k_p^2 k_{st}^2}{p} (2.4)(l_{z2} + l_d / 2)$	185	$A \times \left( 2.36 \frac{l_n q}{l_n} \right) \times \frac{\log_{10}(m\beta)}{K}$	347	$\frac{7fqN^2 D}{P^2 10^{10}} (p-0.3)$	243	—	—
	エンドリング漏れ	$\frac{12k_w^2 N_s^2}{S_2} \times \frac{L_{rc}}{\sin^2 \left( \frac{\pi p}{2S_2} \right)}$	192	—	—	—	—	—	—
	ジグザグ漏れ	$\frac{3N_s^2}{S_1} \frac{1}{k} \left( \frac{21p-5}{4} \mu_0 \frac{l_1 l_2}{6g_s r_s} (t_1^2 + t_2^2) \right)$	203	$A \times 5.26 \frac{l_n}{\delta} k_3$	347	$\frac{\pi^2 X_M}{12} \left[ \frac{(6a_1-1)F_{sc}}{5_1^2} + \frac{(6a_2-1)}{5_2^2} \right]$	221	—	—
	スキュー漏れ	$L_m (1 - k_a^2)$ $= L_m \left\{ 1 - \left[ \frac{\sin \left( \frac{\alpha}{2} \right)}{\frac{\alpha}{2}} \right]^2 \right\}$	235	—	—	$X_M \left( 1 - \frac{4 \sin^2 \frac{\alpha}{2}}{\alpha^2} \right)$ $= \frac{\alpha^2 X_M}{12} = \frac{\pi^2 \sigma^2 X_M}{12 \xi^2}$	228	—	—
	相帯漏れ	—	—	$A \times \alpha \frac{K D q_1}{K_1 2p \delta}$	347	かご型電動機は0としている	232	—	—
	空隙周辺漏れ	—	—	—	—	一般の誘導では無視している	232	$\frac{w}{l} \text{Re} \left\{ \vec{A}_b - \vec{A}_f \right\}$	127
ブリッジ漏れ	—	—	—	—	—	—	$\frac{w}{l} \text{Re} \left\{ \vec{A}_f - \vec{A}_c \right\}$	128	

## 1-2 本研究の概要

電気機器を設計する際の最適化に関して、従来の市内電車や地下鉄に代替する吸引形磁気浮上車用の分割鉄心形複合電磁石とかご形三相誘導電動機について述べている。

市内電車や地下鉄は急カーブが多く、HSST やトランスラピッドのような磁気浮上車では走行が難しい。そこで、これらの欠点を克服した新たな方式の磁気浮上車が期待されている。分割鉄心形複合電磁石は非接触化による低騒音振動、低保守が可能で、省エネルギー化をも目標にしたシンプルで高性能な磁気浮上車を開発することを目的に研究を行った。次に小型軽量で広く一般的に使用されている、かご形三相誘導電動機の高効率化に着目し、設計時の重要な要素である漏れインダクタンスについて検討を行った。漏れインダクタンスを正確に算出することができれば、高効率の機器が設計可能である。これまでに経験的な実験値を考慮したさまざまな計算式が考案されているが、同じ項目で同時に多数の計算式を比較した論文は筆者の知る限り見あたらない。計算は有限要素法によるものと従来の計算式を比較し検討した<sup>(24)~(26)</sup>。

第1章は、本研究の背景及び本論文の概要について述べている。

第2章は、磁気浮上に用いる省電力の鉄心分割形複合電磁石の構造及びコイルの励磁方式について小型の実験装置を作製し検討を行った結果について述べている。この鉄心分割形複合電磁石は浮上と案内を兼ねており、専用の案内電磁石を必要としないのが大きな特徴である。一般の電磁石より小型、軽量にできるので自重が軽く、より大きな荷重物を浮上させることができる。分割鉄心間の相互インダクタンスはきわめて小さいので、各分割鉄心は個別に単純な独立した単極性電源で励磁しており、制御部品点数の削減にも貢献する。実験結果より、電磁石をそれぞれ独立に制御できていることが確認できた。さらに、浮上ギャップの大きい落下状態と浮上ギャップが小さい吸着状態のどちらからでも浮上が可能である。安定浮上時における吸引磁石の消費電力は従来のものに比べ1/10以下にできることが分かった<sup>(11)</sup>。

また、磁気レールには積層鉄板を使用するので、走行抵抗は在来鉄道程度に小さくでき、スピードの低下を抑えることができる。

第3章は、かご形三相誘導電動機の高効率化に着目し、設計時の重要な要素である漏れインダクタンスについて検討を行った<sup>(25)</sup>。漏れインダクタンスの算出は計算式が多数あり統一されていない。くわえて、各漏れインダクタンスのすべてについて同一モデルで比較している文献は見あたらない。そこで、本研究では各漏れインダクタンスを同一モデルですべて算出し比較を行い、各漏れインダクタンスの割合を明確にした。計算は有限要素法による解析と従来の計算式を用いた。有限要素法による解析は磁界解析ソフト「JMAG-Studio Ver.8.0」(日本総合研究所)を使用した。その結果、スキューを施した方が少し大きな値になったが、いずれもほぼ等しい値となった。

第4章は、かご形三相誘導電動機の誘起電圧の算出について検討を行った。第3章と同じ解析モデルを使用し、定格速度時において、スキューを考慮した場合とスキューを無視した場合の誘導起電力を算出し検討を行った。本研究では要素のひずみを避けるため回転子をギャップ要素毎に回転させ、スキュー角を実機の9.69度にもっとも近い10度のモデルを作成し解析を行った。回転子電流は8個の断面の個々の計算結果の積分平均をとることで、脈動が抑えられた波形となった。よって、スキューを施すことにより脈動が抑えられていることが明らかになった。誘起電圧値は等価回路より求めた計算値とほぼ等しい値となった<sup>(26)</sup>。

第5章は、本研究で得られた結果について、第1章から第4章までを総括した。

表1-2に本論文の第2章から第4章までの構成と概要を示す。



表 1-2 本論文の構成

第 2 章	第 3 章	第 4 章
浮上用複合電磁石について	かご型三相誘導電動機について	
<p>磁気浮上装置に用いられる浮上用複合電磁石の省エネルギー化および小型・軽量化をめざした基礎的実験を行い検討した。</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>・ 分割鉄心の片側励磁による磁束の検討。</li> <li>・ 浮上制御方式の原理及び安定性についての検討。</li> <li>・ 実験装置による安定浮上時の実験結果の検証。</li> </ul>	<p>かご型三相誘導電動機の効率を上げるために損失の原因となっている各種漏れインダクタンスの解析及び算出を行い検討した。</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>・ 有限要素法（シミュレーション）による漏れインダクタンスの算出。</li> <li>・ 従来 of 計算式による漏れインダクタンスの算出。</li> <li>・ 各種漏れインダクタンスの比較</li> </ul>	<p>かご型三相誘導電動機の回転子におけるスキューの有無を考慮した誘導起電力の算出を行いスキューによる効果を検討した。</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>・ 有限要素法（シミュレーション）によるスキューの有無を考慮した誘導起電力の算出。</li> <li>・ スキューの有無を考慮した誘導起電力波形の比較</li> </ul>

## 第2章 分割鉄心形支持案内兼用複合磁石の省電力浮上制御用コイル駆動方式

### 2-1. 分割鉄心を片側励磁した時の各部磁束

#### 2-1-1. 検討モデル

図 2-1 に複合磁石による吸引浮上装置の構成を 2 極分について示した。磁石は突極形で、磁石鉄心と磁気レールは進行方向から見て 2 分割され、分割鉄心ごとに巻線を設けてある。巻線と継鉄の間に、左右とも同極の薄く広い永久磁石を進行方向に N 極 S 極交互に配置した。図には永久磁石の作る磁束の流れを破線で示した。巻線は左右別々に進行方向に隣り合う巻線の起磁力が交互に逆極性になるように直列接続し、図 2-6 に示したように左右個別の独立した単極性制御電源で励磁する。

#### 2-1-2. 片側励磁による磁束の流れ

ここでは左右ずれがない状態について考え、片側の巻線のみを励磁した場合の磁気等価回路を図 2-2 に示す。NI は巻線の起磁力、R は空隙の磁気抵抗、 $R_m$  は永久磁石の磁気抵抗、r は磁気レール間の磁気抵抗を示している。鉄心の磁気抵抗は十分に小さいものとして、各部を通る磁束  $\phi_1$  から  $\phi_6$  を求めると、以下のようなになる。

$$\phi_1 = \phi_3 = \frac{R + R_m}{R(R + 2R_m)} NI \quad (2-1)$$

$$\phi_2 = \phi_4 = \frac{-R_m}{R(R + 2R_m)} NI \quad (2-2)$$

$$\phi_5 = 0 \quad (2-3)$$

$$\phi_6 = \frac{NI}{R + 2R_m} \quad (2-4)$$

この結果から、永久磁石の磁気抵抗  $R_m$  を空隙の磁気抵抗 R より十分に小さくすれば、

励磁した鉄心の磁束  $I_1$ ,  $I_3$  に比べ, 非励磁側の鉄心に流れる磁束  $I_2$ ,  $I_4$  は無視し得る程度に小さくできることが分かる。したがって, 左右の分割鉄心に設けた巻線電流を個別に制御しても, 相互の磁気的影響は小さいものと考えられる。また,  $I_5$  が 0 であるから, 分割した磁気レール相互間には磁束が流れない。実験装置で空隙長が 13.3mm のときについて磁気抵抗を計算し, 磁束比  $I_2/I_1$  を求めると -0.09 であった。相互誘導の影響が無視できるものと考えられる。

## 2-2. 実験による検討

### 2-2-1. 実験装置

図 2-3 に複合磁石の外形を, 表 2-1 に諸元を示した。図 2-3 に示したように, それぞれ直列接続された左右のコイルをコイル A, コイル B とすると, コイル A には永久磁石と同じ向き, コイル B には逆向きの磁束を作るように単極性制御電源 2 個で励磁した。永久磁石の吸引力と釣り合って浮上しているとき, 空隙が小さくなりコイル A の電流が 0 となっても, コイル B の電流を増すことで磁束を減らし吸引力を減少させ浮上を維持できる。逆に, 空隙が大きくなった時, コイル B の電流が 0 となっても, コイル A の電流を増して吸着力を増すことで安定に浮上できる。したがって, バイアス電流を理想的には 0 にすることが可能となり, 励磁損失の低減が実現できる。このことを以下に示したように実験により確かめた。

図 2-4 に実験装置の側面図を示した。複合磁石 1 個を磁極が下向きになるように固定し, これに対向するように磁気レールを片持ちばりの一端に取り付け, 他端を回転可能にピンで支持した。磁気レールと複合磁石とのギャップは渦電流式センサを用いて測定した。

### 2-2-2. 空隙の磁束密度の測定

空隙にスペーサを挟んで固定し, 片側列のコイルのみを励磁した場合について巻線電流

と空隙の磁束密度の関係を励磁極と非励磁極について測定し、結果を図 2-5 に示した。励磁した極では空隙の磁束密度が大きく変化しているが、非励磁側では予測どおり約 10%しか減少していない。この結果から、左右の分割鉄心間の相互インダクタンスは小さく、独立に制御できると考えてよいことが確認できた。

### 2-2-3. 浮上制御回路

図 2-6 に浮上制御の基本構成を示した。コイル電流は単極性であるため、スイッチング素子として用いた IGBT は片側分 1 個である。巻線励磁回路は分割鉄心ごとに設けられており、分割した鉄心それぞれを個別に制御する。ギャップセンサの信号にバイアス電圧を加えたものを三角波と比較し、IGBT のゲートを PWM 制御した。図 2-7 に PWM 制御の信号と三角波の関係と記号の意味を示した。三角波は  $E$  を振幅、直流分は 0 とした。

消費電力を低減するため、コイル A 側は定格空隙では比較器入力電圧  $e_A$  を三角波電圧の最小値  $-E$  付近に設定し、空隙長が大きくなったとき巻線に空隙長に比例した電流を流す。コイル B 側は定格空隙では比較器入力電圧  $e_B$  を三角波電圧の最大値  $E$  付近に設定し、空隙が小さくなったとき空隙長に比例した電流を巻線に流すようにしておく。こうすると静止状態での消費電力を極めて少なくできる。図 2-8 に制御ブロック図を、表 2-1, 2-2 に諸元を示した。定数は吸引力を  $f_i, f_z$  とおいて、

$$f_z = \frac{\partial f}{\partial z}, \quad f_i = \frac{\partial f}{\partial i}$$

と定義した。電流の帰還は行っていない。一巡伝達関数は

$$F(s) = \frac{f_i K_z}{(Ls + R)(Ms^2 - f_z) + f_i K_v s} \quad (2-5)$$

となる。

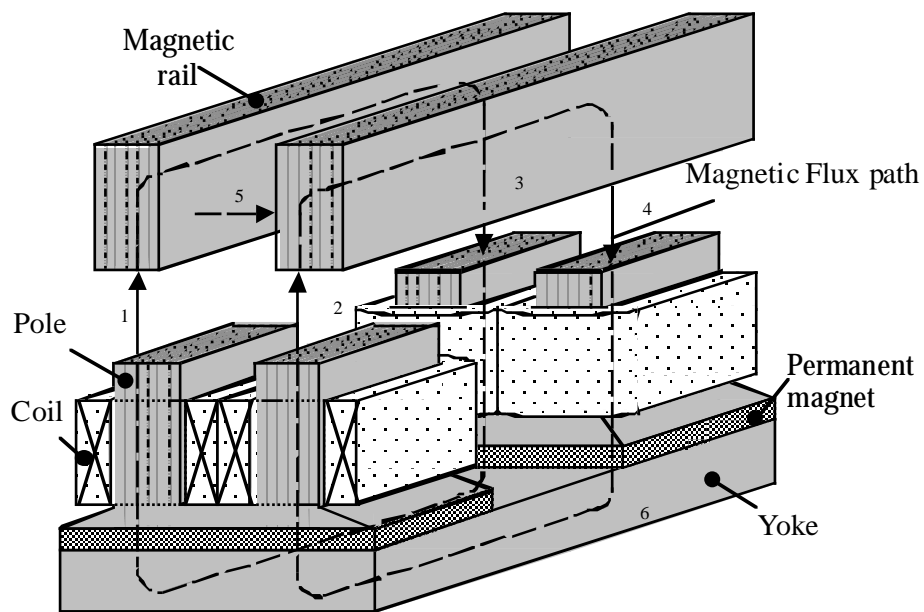


圖 2-1 分割鐵心形複合磁石

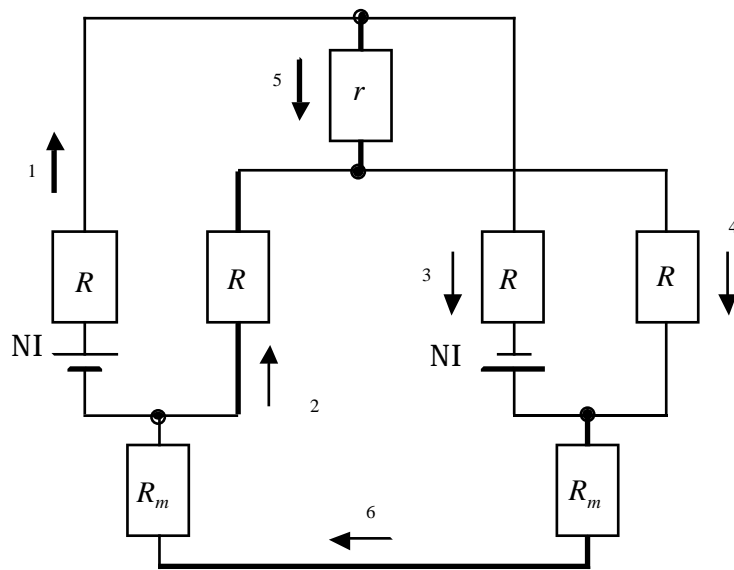


図 2-2 片側励磁時の磁気等価回路

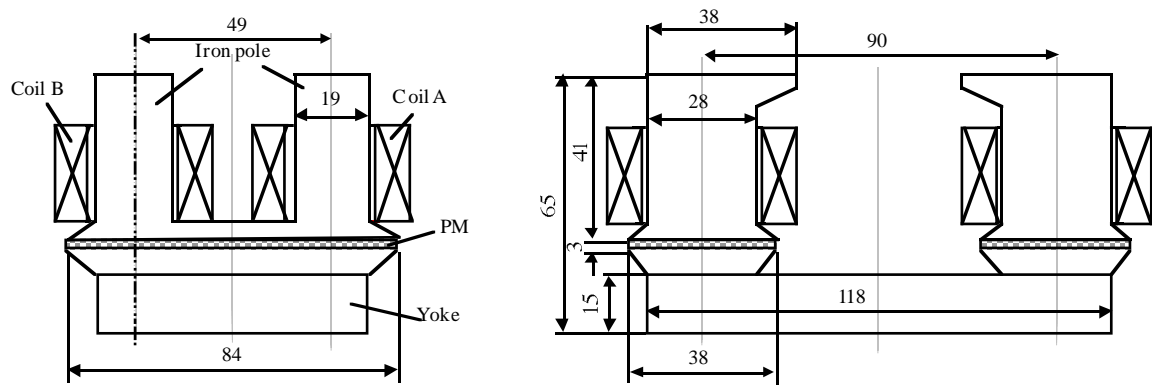


図 2-3 実験に使用した複合電磁石の外形図

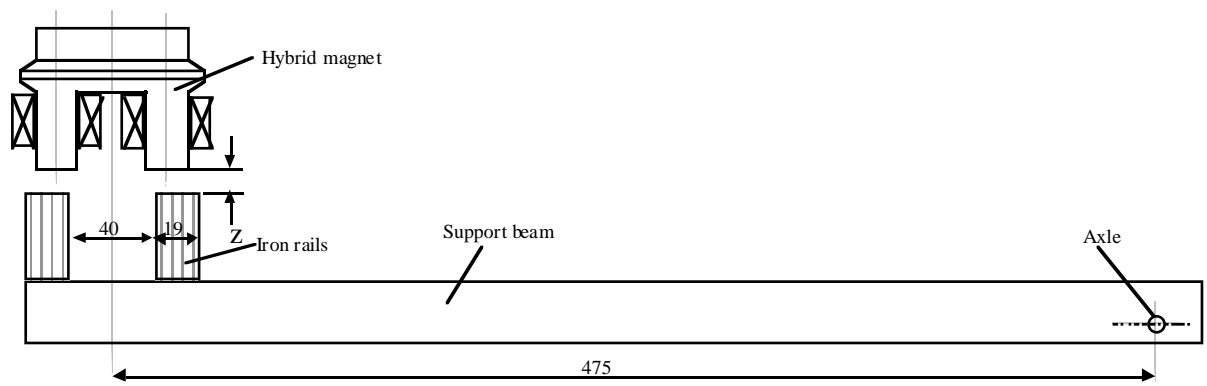


図 2-4 分割鉄心形複合電磁石を使用した実験装置の側面図



表 2-1 諸元表

Items	units	value
Thickness of permanent magnet (PM)	mm	3
Surface area of PM	mm <sup>2</sup>	38 × 84
Residual magnetic flux density of PM	T	1.384
Number of turns per pole		160
Electrical resistance of single side coil, R		2.6
Inductance of single side coil, L	H	0.013
Number of poles		2
Model constant, $f_z$	1/s <sup>2</sup>	9.6
Model constant, $f_i$	m/A/s <sup>2</sup>	4.3
Levitation part, M	kg	5.8

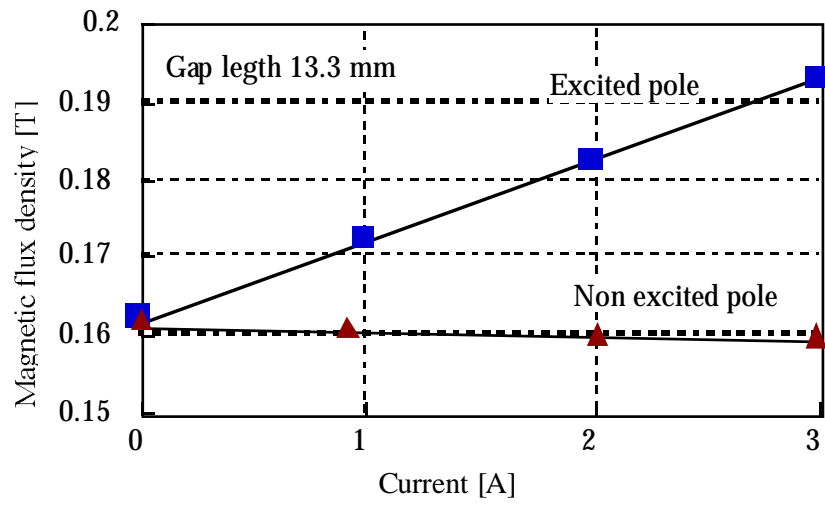


図 2-5 片側のみ励磁したときの空隙の磁束密度

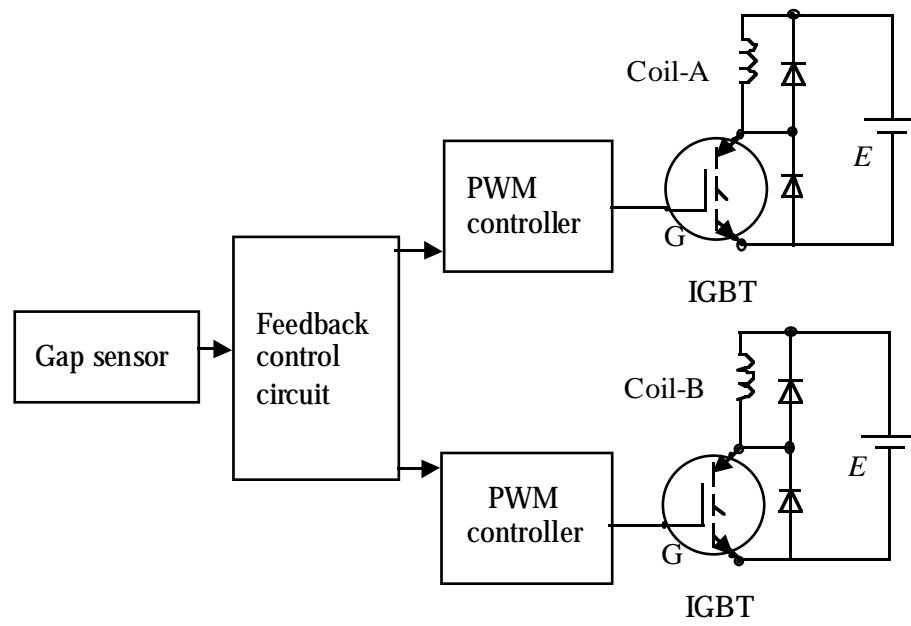


図 2-6 PWM による浮上制御回路

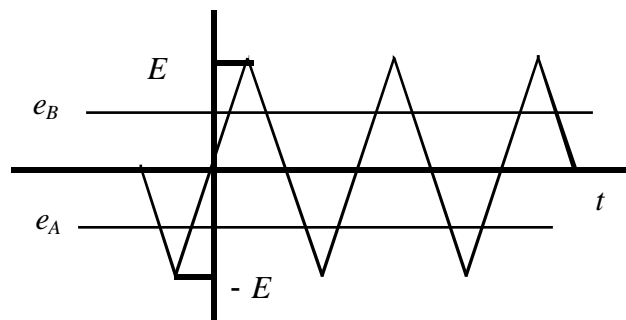


図 2-7 PWM 制御における信号と三角波の関係

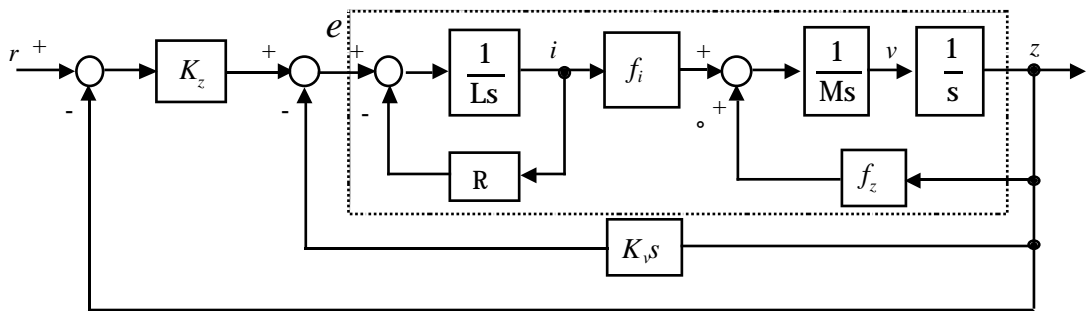


図 2-8 制御ブロック線図

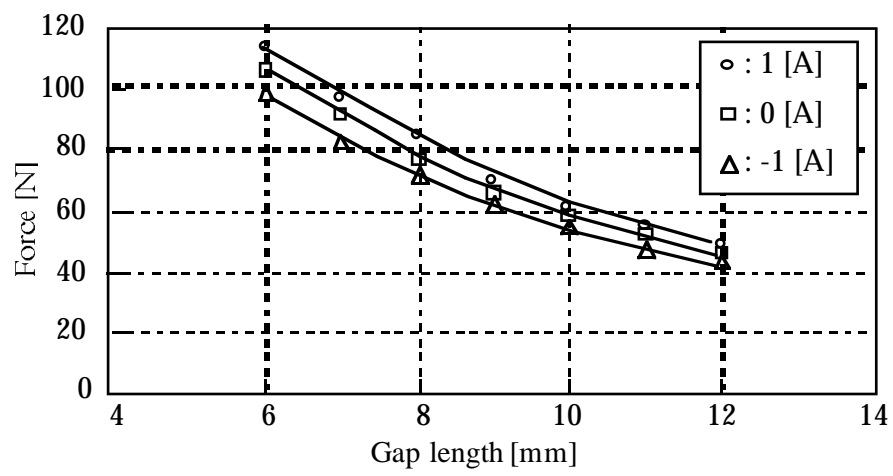


図 2-9 吸引力と空隙長の関係

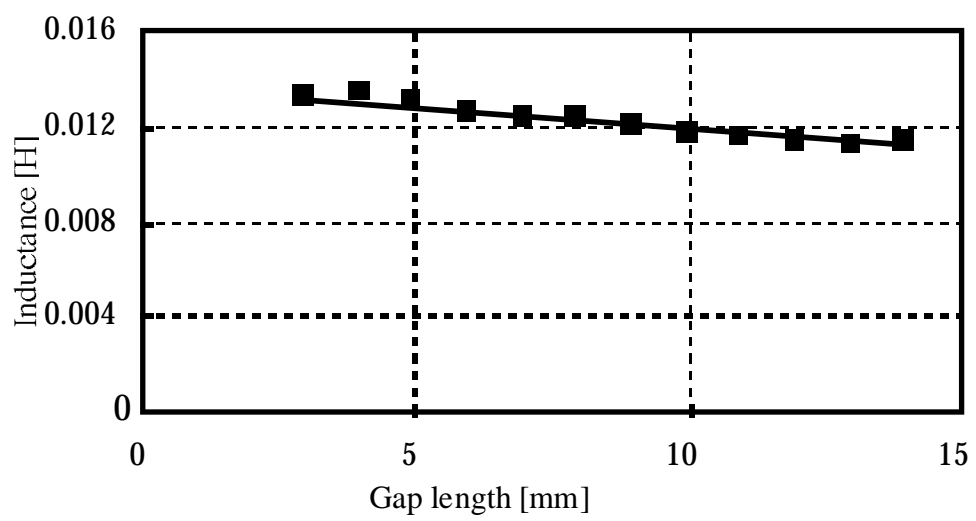


図 2-10 インダクタンスの空隙長による変化

表 2-2 制御定数

Items	units	Values
Feedback coefficient for gap length, $K_z$	V/m	40,000
Feedback coefficient for velocity, $K_v$	V-m/s	4,000
Voltage of DC source, E	V	20
Bias voltage, $E_b$	V	$\pm 5$
Forward voltage of IGBT, $E_{ce}$	V	2
Peak voltage of delta wave, E	V	5



#### 2-2-4. 吸引力特性

図 2-9 に実験に使用した複合磁石の吸引力の測定値と空隙長の関係を示した。直流定電流電源を使ってコイル A のみに電流を流した測定で、 $I_A$  は 1A 流したとき、 $I_B$  は -1A を流したときを示している。また、 $I_A = I_B = 0$  は無励磁の場合である。永久磁石のみで浮上部の重力に対する支持力 56.8N を発生する空隙長は 10.5mm であった。このときコイル電流を 1A 流すことで 3N の変化が生ずる。

#### 2-2-5. 浮上実験

##### (1) 実験の条件

図 2-10 にコイル A のインダクタンスと空隙長の関係を示した。この装置では空隙長が 10mm を中心に  $\pm 4$ mm 変化したときインダクタンスの変化は  $\pm 6\%$  程度で大きくなかった。

制御装置の特性として、図 2-11 に表 2-1, 2-2 の制御定数による一巡伝達関数のボード線図を示した。位相余裕は約 35 度、ゲイン余裕は約 6dB である。

##### (2) 定常浮上特性

図 2-7 に示した単極性の制御回路により巻線電流を励磁したときの三角波と比較する信号電圧の例を図 2-12 に示した。この例では、定常浮上状態のとき、比較信号電圧をそれぞれ三角波の最大値と最小値付近に設定してあるので、巻線電流はコイル A では 0A、コイル B では 0.3A となっている。また、電流はほとんど変動していない。このときの空隙長は 10.5mm で、電源で計測した消費電力は 2W 程度であった。電流から求めた巻線での損失は約 0.3W で、小形であるため回路素子の損失が大きかった。

##### (3) 浮上開始動作

浮上開始の特性を測定し結果を図 2-13 と図 2-14 に示した。図 2-13 は落下状態（空隙長 12.6mm）からの浮上を示した例である。電源電圧を 20V に設定して電源スイッチを入れると、最初コイル A（図 3 参照）に大きな電流が流れて吸引力が増し浮上体は浮き上がり、空隙長が小さくなるに従い必要な電流は小さくなる。浮上体の慣性のため設定し

た値より空隙長が小さくなり過ぎると、コイル A 電流の最小値は 0 であるから、コイル B に電流が流れて吸引力を減少させ空隙長を設定値に戻している。2 サイクル程度の振動で収束している。定常状態のコイル電流はコイル A で 1A 程度であった。使用した直流電源の起動特性にしたがい、電源投入直後の電源電圧は、ほぼ一定の割合で増加し 20V に達している。

図 2-14 は吸着状態（空隙長 10.0mm）からの浮上を示した例である。電源スイッチを入れると、最初コイル B に大きな電流が流れて吸引力が減少し浮上体が浮き、空隙長が大きくなるに従いコイル電流は小さくなり 0 となった。上記と同様に浮上体の慣性のため設定した値より空隙長が大きくなるとコイル B 電流の最小値も 0 であるから、コイル A に電流が流れて吸引力を増加させ空隙長を設定値に戻している。定常状態でのコイル電流はコイル A で 1A、コイル B で 0A であった。この場合も、2 サイクル程度の振動で収束している。

以上の実験により、この方式ではコイルに直流を流す方式にもかかわらず、吸着状態からも落下状態からも浮上状態に移行できることが確認できた。

また、コイルのインダクタンスが小さいため、静止状態であれば 1A 以下のバイアス電流でも片側のコイルだけで安定した浮上状態が維持できている。

ここに示した例は初期の空隙長と定常浮上時の空隙長の差が 2mm 以下であったが、これよりも大きな空隙長差があっても、電源電圧を高く設定すれば浮上開始は可能である。しかし、吸着時の空隙長が小さく、分割鉄心の片側のみでも定格浮上力を越える場合、あるいは落下時に片側の磁束を最大にしても浮上力が発生できない場合には、この構成だけでは浮上状態への移行ができない。

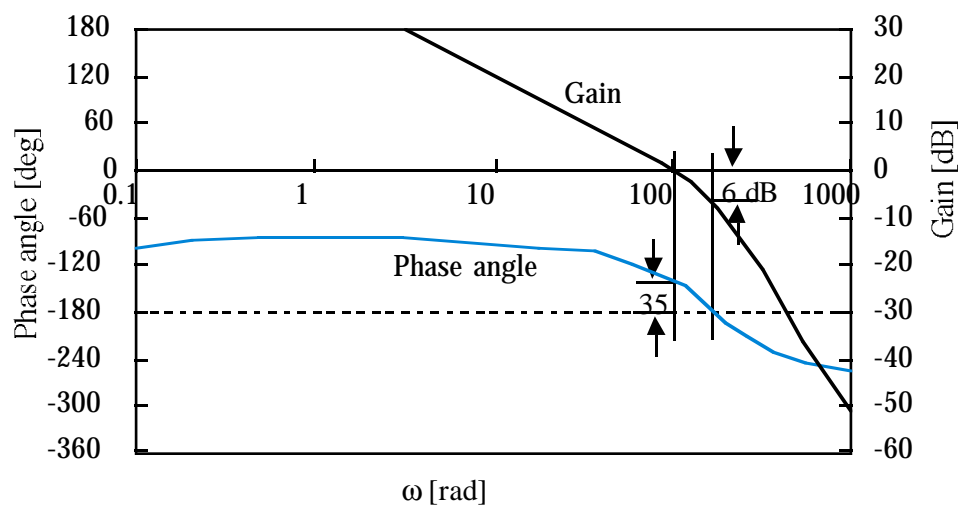


図 2-11 一巡伝達関数のボード線図

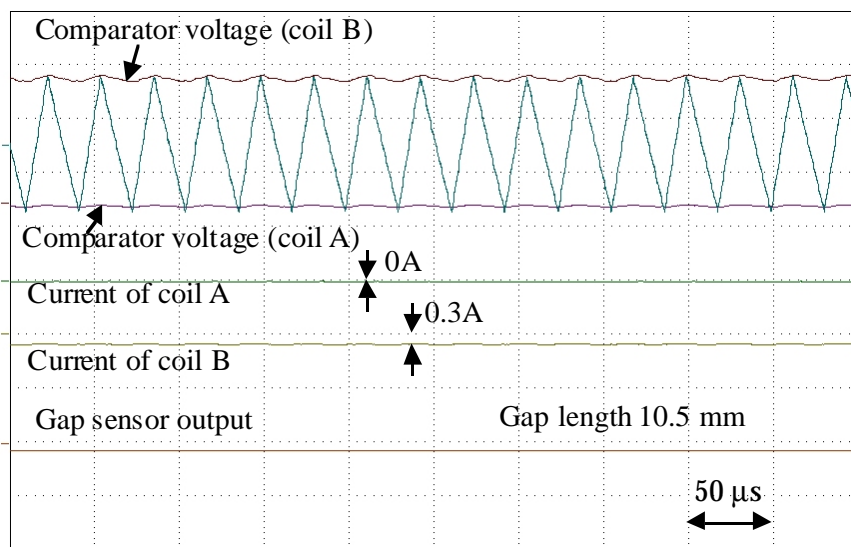


図 2-12 三角波と比較器入力の設定例  
 (バイアス電流を小さく設定)

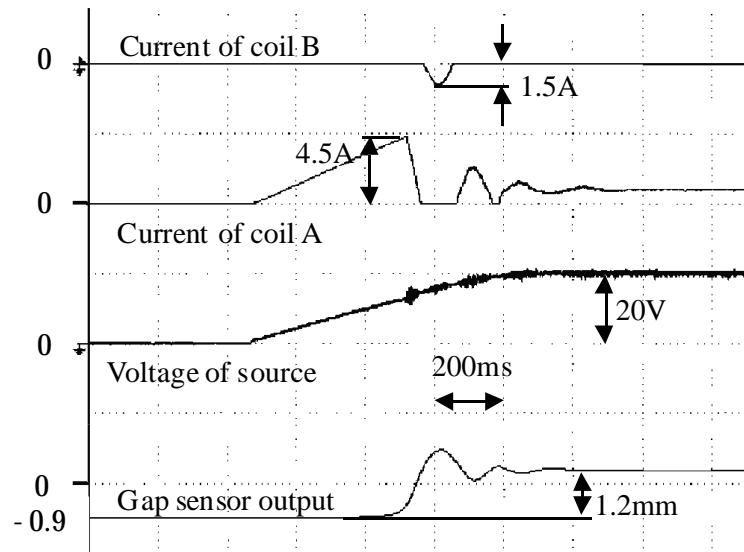


図 2-13 浮上開始動作特性（落下からの浮上）

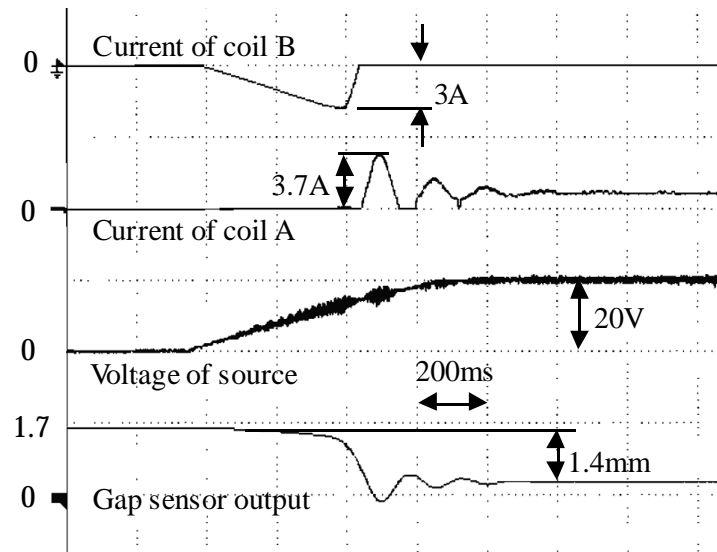


図 2-14 浮上開始動作特性（吸着からの浮上）

## 2-3. バイアス電流の浮上への影響

### 2-3-1. バイアス電流が最小限界近傍の場合

浮上電力の低減を狙い、静止時の電流をできる限り小さくするため、バイアス電圧をほぼ三角波電圧波高値に選んで、ちょうど永久磁石の吸引力のみで浮上できるように調節したとき、バイアス電流を最小値 0 にでき、消費電力が最小になる。

両コイルとも、ぎりぎりまでバイアス電流を小さくした場合の例を図 2-15 に示した。ギャップセンサの電圧が 0 となる空隙長は 12.5mm である。静止状態においてコイルの平均電流は 0.6A 程度で、両巻線電流ともごくわずかに変動しており、両方のコイルで制御していることが分かる。手でストッパにあたらない程度の外力を加えると片方のコイル電流が 0 となったときには、他方の電流が流れ浮上を継続している。

### 2-3-2. バイアス電流を増した場合

図 2-16 はコイル A のバイアス電流を 1.7A 流した例について示したものである。コイル B のバイアス電流は定格空隙長では流れないように設定してある。図に示されているように、バイアス電流を増すと下方に変位が 0.5mm 程度になる外乱を与えてもコイル B には電流が流れていない。この複合磁石ではインダクタンスが小さいので、単極性制御回路による励磁であるが、小さいバイアス電流でも十分制御できた。このことから、コイルの励磁損失は増えるが、バイアス電流を適切に増加することにより、片方の制御のみでも浮上できることが分かる。

この例では永久磁石の磁束を強める向きのバイアス電流を流したことにより空隙の磁束密度が変わり、浮上体の重力が吸引力と釣り合うように 0.2mm 空隙長が増加した。

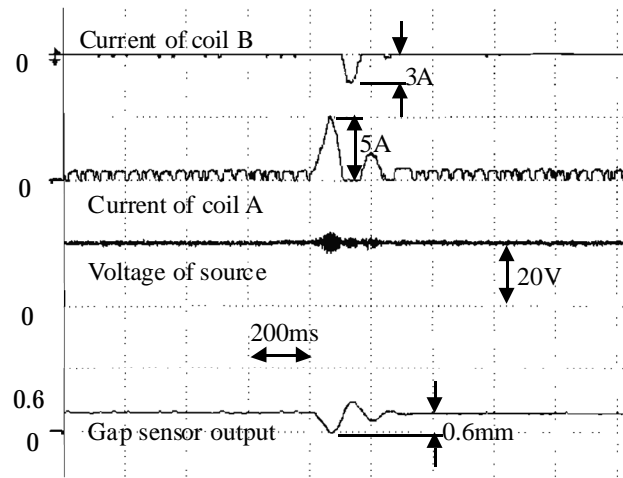


図 2-15 外乱を加えたときの空隙長とコイル電流の時間変化  
(バイアス電流が小さい場合)

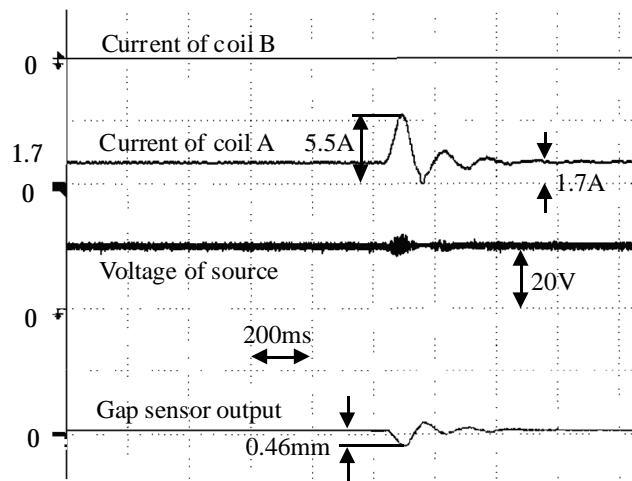


図 2-16 外乱を加えたときの空隙長とコイル電流の時間変化  
(バイアス電流が大きい場合)

## 第3章 三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの算出について

### 3-1. 三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの算出

#### 3-1-2. 計算モデル

解析に用いた誘導電動機は、定格出力 1.5kW、4 極のかご形誘導電動機で、巻線は 7/9 短節重ね巻、3 並列の結線である。計算はスキューがあるものとならないもので行った。表 3-1 に仕様の詳細を、図 3-1 に誘導電動機の軸方向に対して垂直な断面の寸法図を示す。解析は効率と対称性を考慮して 1/4 モデルとした。図 3-2 にスロット寸法図を図 3-3 に端部拡大図を示す。以下の計算においては簡単化のため鉄心の積厚は、固定子、回転子ともに同一として回転子の値を使用した。

本論文では漏れインダクタンスをスロット漏れインダクタンス、コイル端漏れインダクタンス、エンドリング漏れインダクタンス、空間高調波漏れインダクタンス、スキュー漏れインダクタンスのように分類した。スロット漏れインダクタンスはスロットに流れる電流により、そのスロット自身に鎖交する磁束によるものである。コイル端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、正確な計算が困難なため実験的定数が加味される。空間高調波漏れインダクタンスは相帯漏れインダクタンスとジグザグ漏れインダクタンスとの和で求められるが、回転子がかご形導体であるので、相帯漏れインダクタンスは 0 とみなされる。よって、空間高調波漏れインダクタンスはジグザグ漏れインダクタンスのみとなる。スキュー漏れインダクタンスは固定子または回転子にスキューを施すことによって生じる。固定子と回転子を結びつける起磁力の減少を引き起こすため、漏れ磁束は増加する。

#### 3-1-3. 有限要素法による漏れインダクタンスの算出

図 3-1 のモータ寸法図をもとに、磁界解析ソフト「JMAG」を用いて 2 次元磁界解析を行った。図 4-4 に二次元要素分割図を示す。要素数は 2787、節点数は 2841 である。図 3-5 は図 3-4 のギャップ部分の一部を拡大表示したものである。ギャップ部は径方



向に4分割、周方向に126分割されており、径方向の4分割のうち、上2層を固定子側ギャップ、下2層を回転子側ギャップとした。

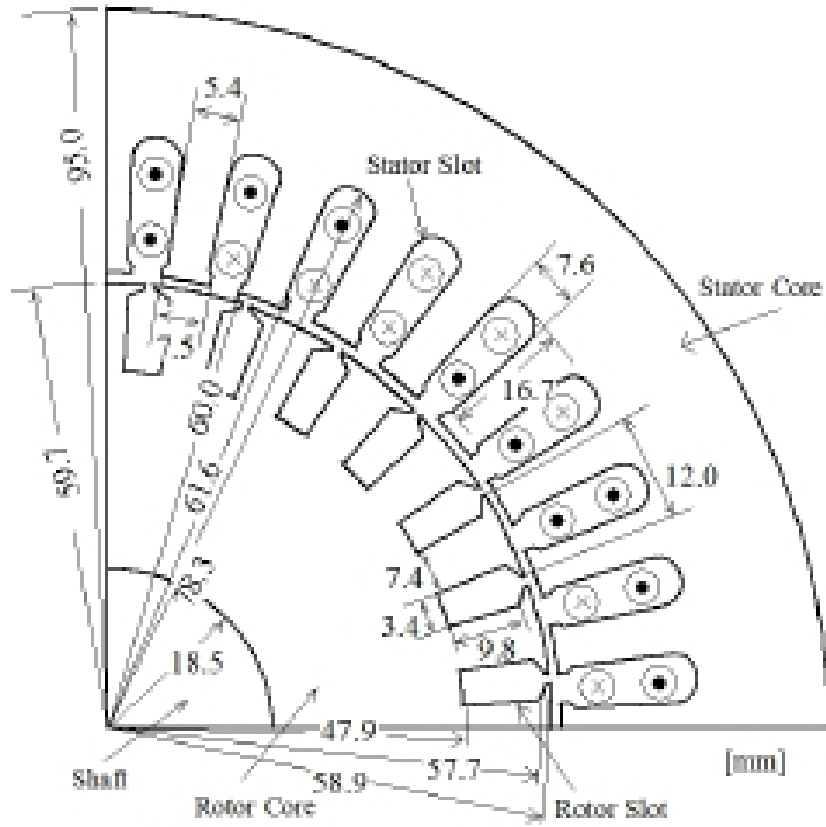


図 3-1 かご形三相誘導電動機の寸法図

表 3-1 誘導電動機の仕様

Rated output	1.5[kW]	Rated voltage	180[V]
Rated current	6.7[A]	Frequency	60[Hz]
Number of poles	4	Gap length	0.3[mm]
Stator		Rotor	
Outer diameter	190.0[mm]	Outer diameter	119.4[mm]
Core length	105.0[mm]	Core length	100.6[mm]
Number of slots	36	Number of slots	28
Number of turns per slot	34	Skew angle	9.69°
End winding length	118.0[mm]	Length of end ring	5.6 [mm]
		Depth of radial direction	20.8[mm]

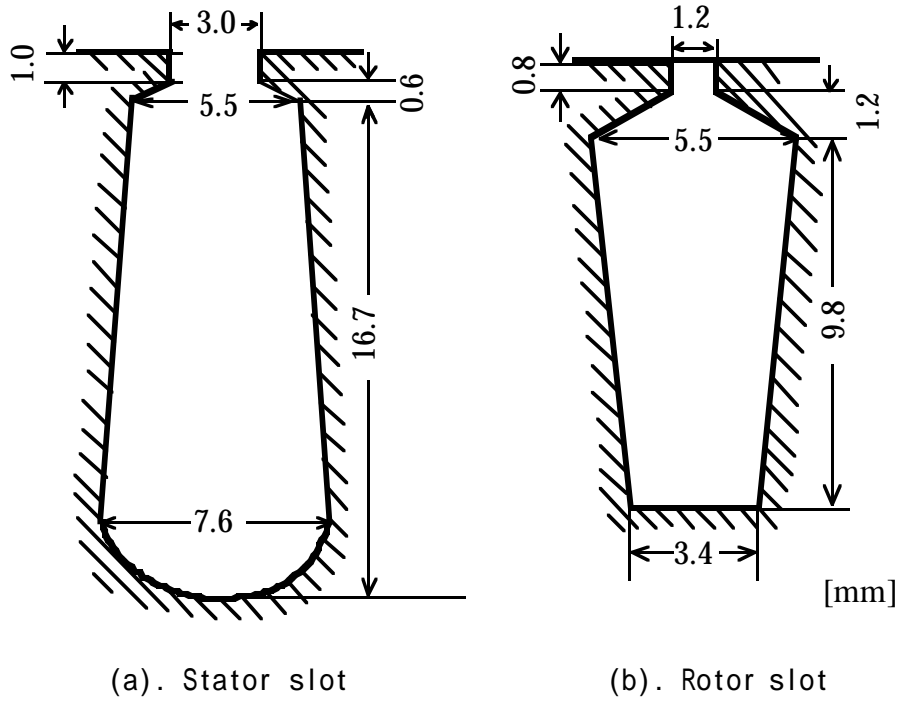
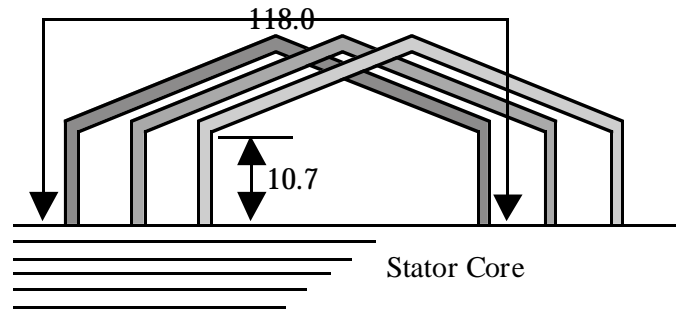
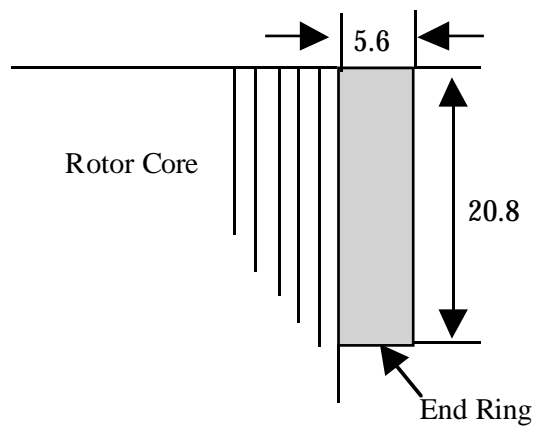


図 3-2 スロット寸法図



(a) Stator end winding configuration per phase



(b) Rotor end ring configuration

図 3-3 回転子エンドリングと固定子コイル端の寸法

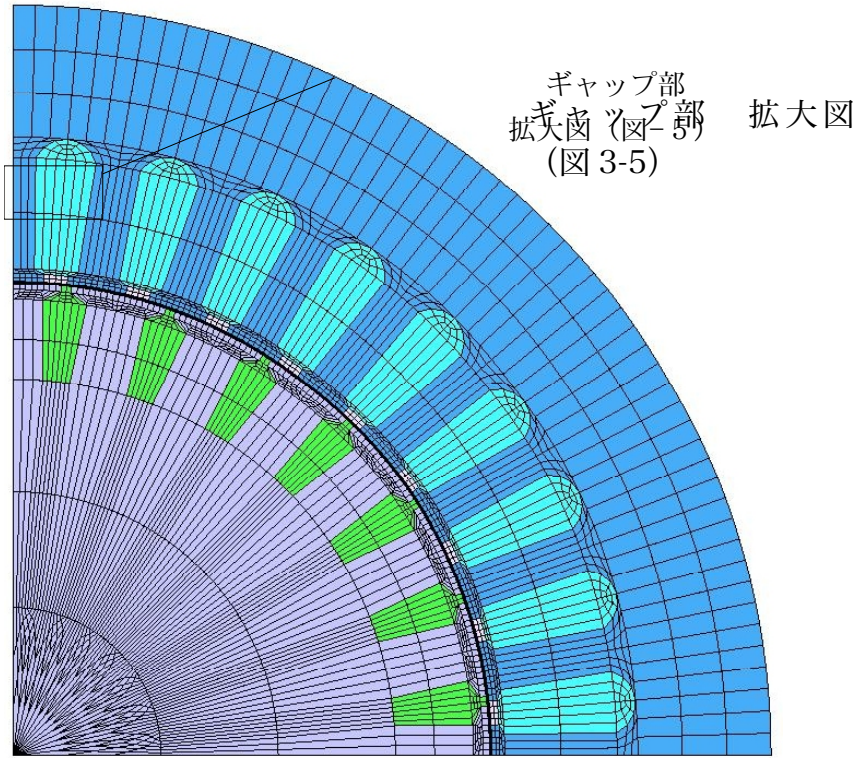


図 3-4 二次元要素分割図

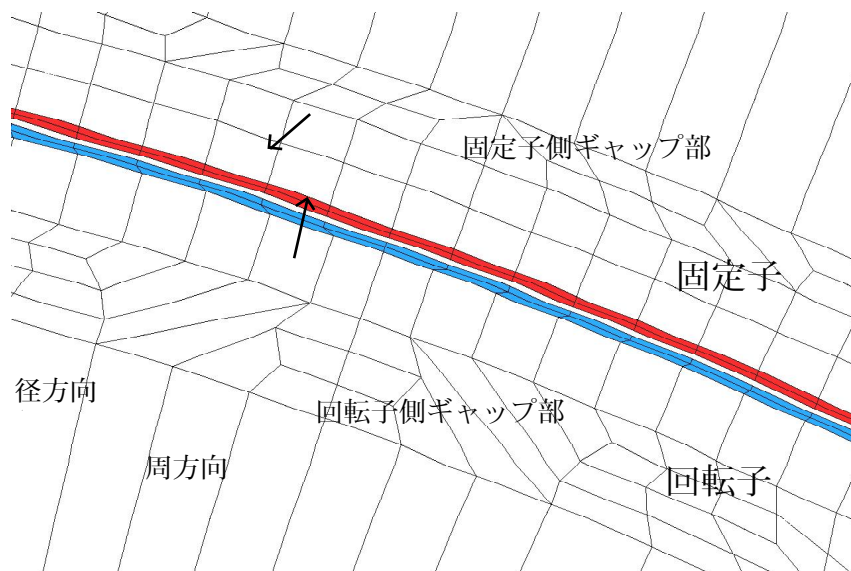


図 3-5 ギャップ部拡大図

### 3- 1 -4 . 計算式による漏れインダクタンスの算出

#### (1) スロット漏れインダクタンス

図 3-6 は固定子スロット及び回転子スロットの形状を示す。固定子スロット漏れインダクタンスは (3-1) 式、回転子スロット漏れインダクタンスは (3-5) 式で表される。

$$L_{sls} = 3N_s^2 \frac{l_g}{S_1} \left[ p_T + p_B + (3p-1) p_{TB} \right] \quad (3-1)$$

ただし、

$$p_T = \mu_0 \left[ \frac{d_3}{3b_s} + \frac{d_2}{b_s} + \frac{d_1}{b_s - b_0} \ln \left( \frac{b_s}{b_0} \right) + \frac{d_0}{b_0} \right] \quad (3-2)$$

$$p_B = \mu_0 \left[ \frac{d_3}{3b_s} + \frac{d_2 + d_3}{b_s} + \frac{d_1}{b_s - b_0} \ln \left( \frac{b_s}{b_0} \right) + \frac{d_0}{b_0} \right] \quad (3-3)$$

$$p_{TB} = \mu_0 \left[ \frac{d_3}{2b_s} + \frac{d_2}{b_s} + \frac{d_1}{b_s - b_0} \ln \left( \frac{b_s}{b_0} \right) + \frac{d_0}{b_0} \right] \quad (3-4)$$

$$L'_{slr} = \frac{12k_w^2 N_s^2}{S_2} \times 2L_b \quad (3-5)$$

ただし、

$$L_b = n_r^2 l_g p_s \quad (3-6)$$

$$p_s = \mu_0 \left[ \frac{h_3}{3a_s} + \frac{h_2}{a_s} + \frac{h_1}{a_s - a_0} \ln \left( \frac{a_s}{a_0} \right) + \frac{h_0}{a_0} \right] \quad (3-7)$$



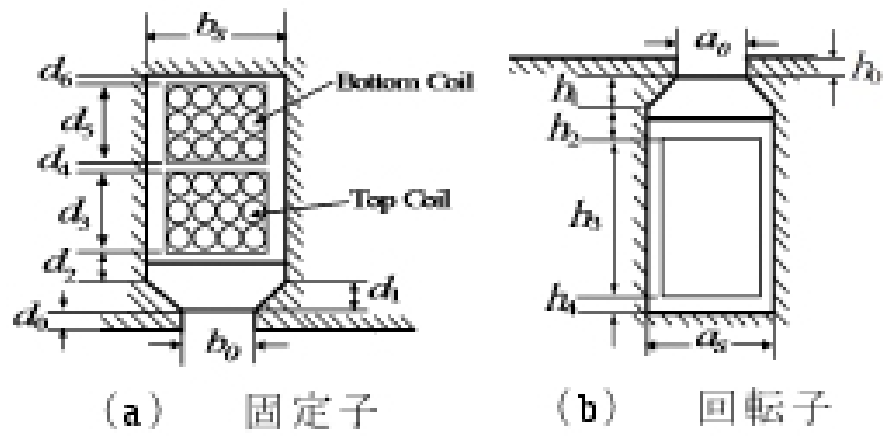


図 3- 6 固定子スロット及び回転子スロットの形状

## (2) コイル端漏れインダクタンス

図 3-7 はコイル端形状を示し、コイル端漏れインダクタンスは (3-8) 式で表される。

$$L_{ew} = 4\mu_0 \frac{N_s^2}{p} k_{p1}^2 k_{d1}^2 (2.4) (l_{e2} + l_{e1} / 2) \quad (3-8)$$

ただし、

$$l_{e1} = \frac{p\tau_{(ave)}(b_c + t_e)}{2\sqrt{\tau_{s(ave)}^2 - (b_c + t_e)}} \quad (3-9)$$

## (3) エンドリング漏れインダクタンス

図 3-8 はエンドリング形状を示し、エンドリング漏れインダクタンスは (3-10) 式で表される。

$$L'_{ec} = \frac{12k_w^2 N_s^2}{S_2} \times \frac{L_{ec}}{\sin^2\left(\frac{\pi p}{2S_2}\right)} \quad (4-10)$$

$$L_{ec} = \mu_0 \left(\frac{4}{9}\right) \left[l_{be} + k\tau_{pr(ave)}\right] \quad (4-11)$$

## (4) 空間高調波漏れインダクタンス

(ジグザグ漏れインダクタンス)

図 3-9 は回転子と固定子に生じるジグザグ漏れインダクタンスを示し、ジグザグ漏れインダクタンスは (4-12) 式で表される。

$$L_{lzz} = \frac{3N_s^2}{S_1} l_g \frac{(21p-5)}{4} \frac{\mu_0 t_1 t_2 (t_1^2 + t_2^2)}{6g_e \tau_s^3} \quad (4-12)$$

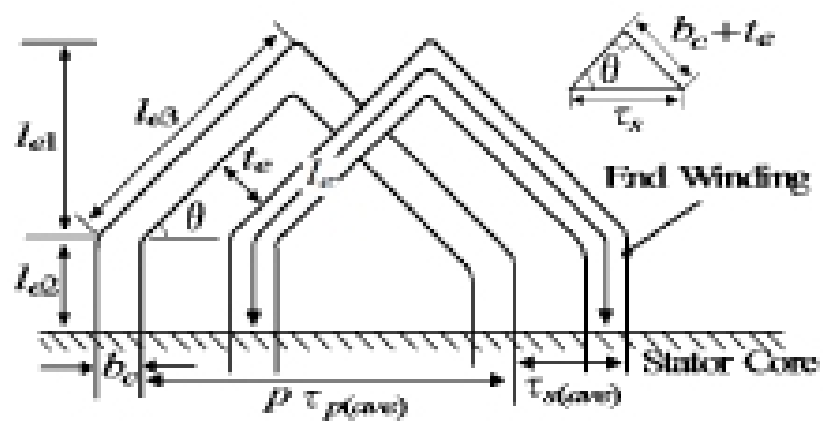


図 3-7 コイル端形状

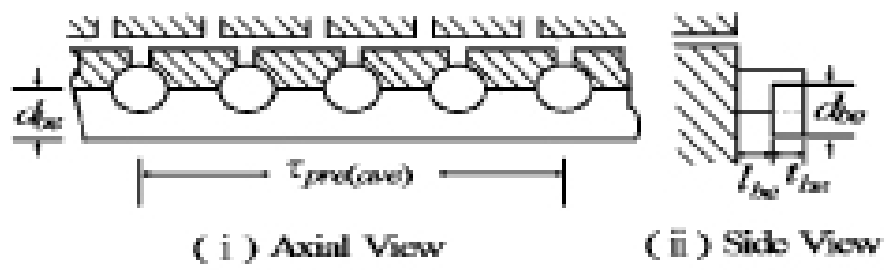


図 3-8 エンドリング形状

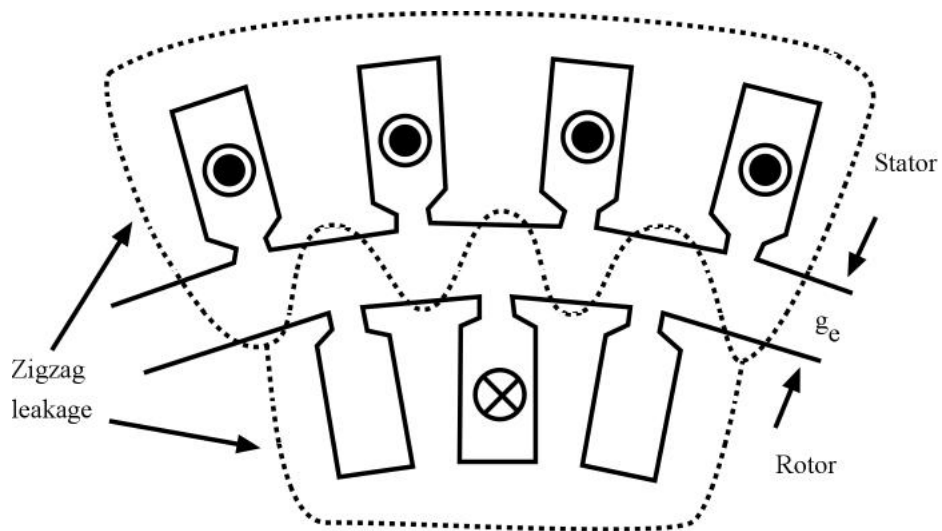


図 3-9 回転子と固定子に生じるジグザグ漏れインダクタンス

(5) スキュー漏れインダクタンス

図 3-10 はスキュー漏れインダクタンスの説明図を示し、スキュー漏れインダクタンスは (3-13) 式で表される。

$$\begin{aligned} L_{lsk} &= L_m (1 - k_{s1}^2) \\ &= L_m \left\{ 1 - \left[ \frac{\sin(\alpha/2)}{\alpha/2} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (3-13)$$

以上の計算式に使用した定数を表 3-2 に示す

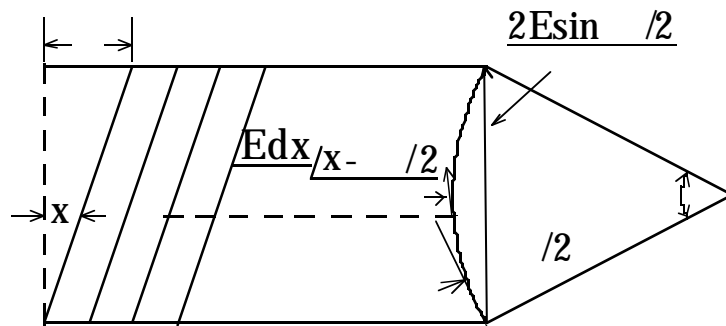


図 3-10 スキュー漏れインダクタンスの説明図

表 3- 2 計算に使用した定数

$d_0$	1 [mm]	$h_1$	1.2 [mm]	$\tau_{s(ave)}$	12.07 [mm]
$d_1$	0.6 [mm]	$h_2$	0.2 [mm]	$b_c$	6.7 [mm]
$d_2$	0.2 [mm]	$h_3$	9.8 [mm]	$t_e$	0
$d_3$	8.05 [mm]	$a_0$	1.2 [mm]	$l_{be}$	0
$d_4$	0.2 [mm]	$L_b$	$0.189 \times 10^{-6}$ [H]	$\tau_{pr(ave)}$	84.5 [mm]
$d_5$	6.05 [mm]	$k_{p1}$	0.94	$t_1$	7.5 [mm]
$b_0$	3 [mm]	$k_{p2}$	0.96	$t_2$	12.0 [mm]
$N_s$	204	$l_{e1}$	10.7 [mm]	$g_e$	0.3 [mm]
$K_w$	0.902	$l_{e2}$	28.18 [mm]	$\tau_s$	10.47 [mm]
$h_0$	0.8 [mm]	$\tau_{p(ave)}$	108.6 [mm]	$L_m$	0.0862 [H]



表 3-3漏れインダクタンスの比較

	有限要素法		従来 of 計算式		実験値
	スキュー 無	スキュー 有	スキュー 無	スキュー 有	
固定子スロット漏れ	0.343	0.343	0.286	0.286	
固定子コイル端漏れ	0.290	0.290	0.281	0.281	
固定子空間高調波漏れ	1.26	1.27	1.26	1.26	
スキュー漏れ			0	0.207	
回転子空間高調波漏れ	1.58	1.58	1.47	1.49	
回転子スロット漏れ	0.41	0.42	0.432	0.439	
回転子エンドリング漏れ	0.168	0.168	0.138	0.138	
全漏れインダクタンス	4.05	4.17	3.87	4.1	4.54

## 第4章三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスと誘導起電力の算出について

### 4-1. 解析モデル

表 3-1 に三相かご誘導電動機の仕様を示す。定格出力は 1.5[KW]、極数は 4 極、7/9 短節重ね巻である。図 3-1 に今回用いた三相かご誘導電動機の寸法図を示す。固定子コイルスロット内に巻線分布を示した。図 3-2 にスロットの寸法図を示し、図 3-3 に端部拡大図を示す。

本論文では漏れインダクタンスをスロット漏れインダクタンス、コイル端漏れインダクタンス、エンドリング漏れインダクタンス、空間高調波漏れインダクタンス、スキュー漏れインダクタンスのように分類した。スロット漏れと空間高調波漏れインダクタンスは二次元有限要素法により、コイル端漏れインダクタンスは三次元有限要素法より求めた。簡単化のため鉄心の積厚は、固定子、回転子ともに同一として回転子の値を使用した。また、従来の計算式および実験より漏れインダクタンスを算出した。いずれもスキューを施した場合とそうでない場合の値を求めた。

### 4-2. 誘導起電力の算出

図 3-1 のモータ寸法図をもとに、二次元有限要素法を用いて磁界解析を行った。解析は効率と対称性を考慮して 1/4 モデルとした。図 4-1 に二次元要素分割図を示す。要素数は 2640、節点数は 1496 である。図 4-2 は図 4-1 において四角で囲んでいるギャップ部を拡大表示したものである。ギャップ部は径方向に 4 分割、周方向に 126 分割されており、径方向の 4 分割のうち、上 2 層を固定子側ギャップ、下 2 層を回転子側ギャップとした。

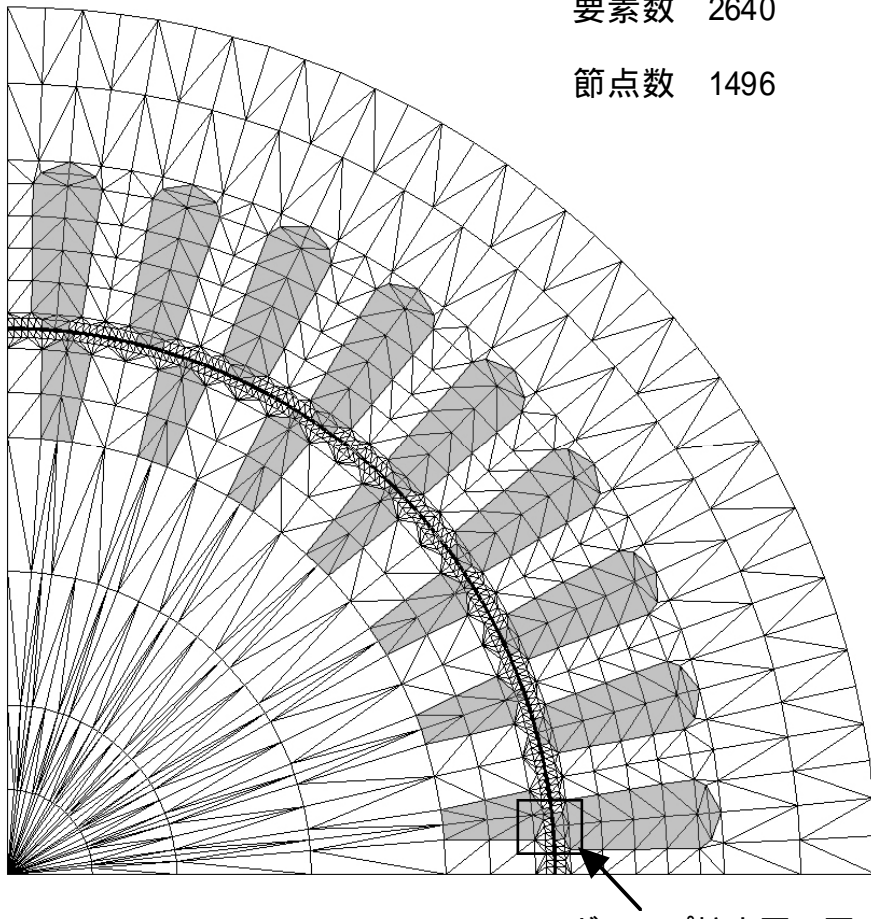
解析は、固定子コイルに実効値 1.29A の三相正弦波電流を強制電流として与え、定格速度 1750rpm(すべり 0.0278)、1 ステップ当たりの刻み時間を 0.068ms で行った。また、要素の歪みを避けるため、回転子をギャップ要素毎に回転させ解析を行っている。このため、スキューを考慮する際には、固定子に対して回転子位置をそれぞれギャップ 2 要

素分 (1.43 度) ずつずらすことで、8 個の断面を考え、実機のスキュー角 9.69 度に最も近いスキュー角 10 度のモデルを作成した。図 4-3 に二次元でのスキューの考慮を示す。各モデルより回転子電流を求め、それらの積分平均をスキューを考慮したときの回転子電流とし、これを強制電流として再び各モデルに与え、解析を行った。得られた結果を積分平均することでスキューを模擬した。

図 4-4 に図 4-3 における断面 (a)、(h) より得られた回転子電流波形およびスキューを考慮した場合の回転子電流波形を示す。回転子電流は固定子に対して回転子位置を 10 度ずらすことにより、位相が 20 度遅れていることがわかる。誘導起電力は電流の往路スロットおよび復路スロットのベクトルポテンシャルより鎖交磁束を求め、これを解析ステップの時間変化分で割り、スロットの巻数を掛けることにより求めた。算出した誘導起電力波形を図 4-5 に示す。図 4-5 より誘導起電力の実効値は 37.3V であった。また、L形等価回路から求めた誘導起電力は 35.29V であった。

要素数 2640

節点数 1496



ギギャツ抜取図(図4412)

図 4-12 次元要素分割図

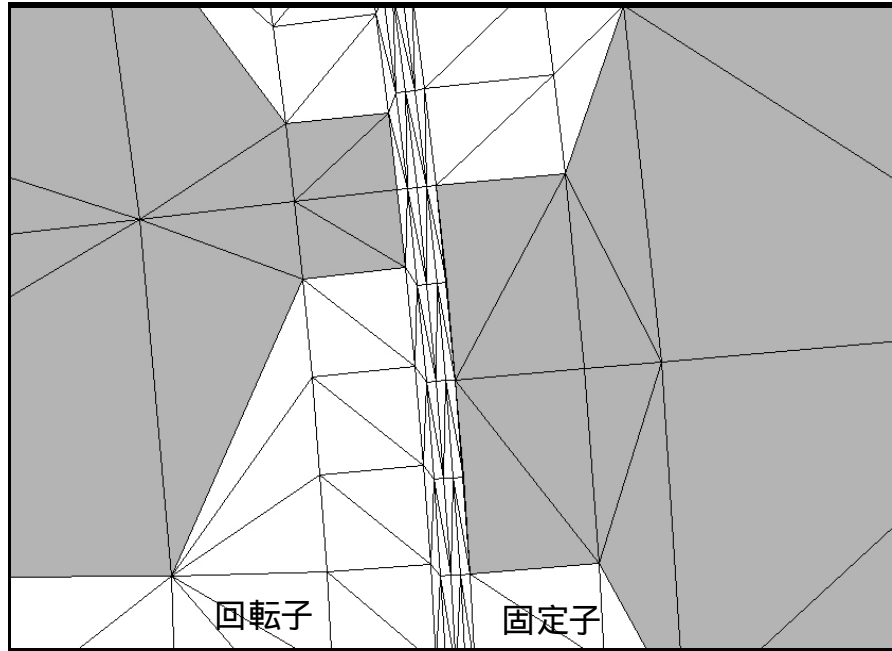


図 4-2ギャップ拡大図

表 4-1誘導起電力の計算に使用したパラメータ  
(L形等価回路定数)

一次抵抗 $r_1$ [ ]	0.664
二次抵抗 $r_2$ [ ]	0.572
リアクタンス $x_1 + x_2$ [ ]	1.71
励磁コンダクタンス $g_0$ [S]	0.00412
励磁サセプタンス $b_0$ [S]	0.0302

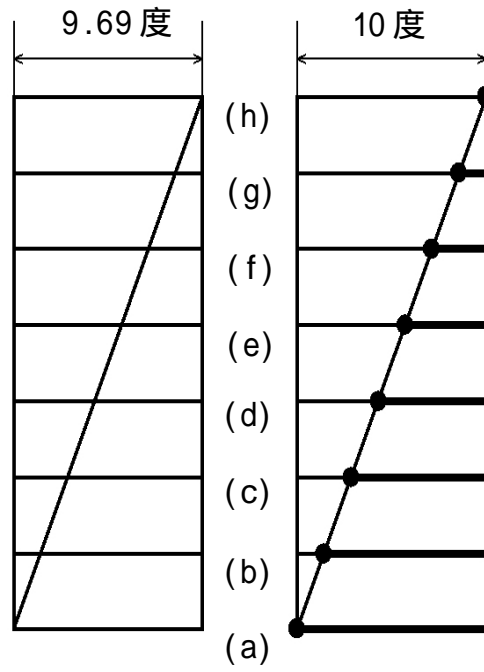
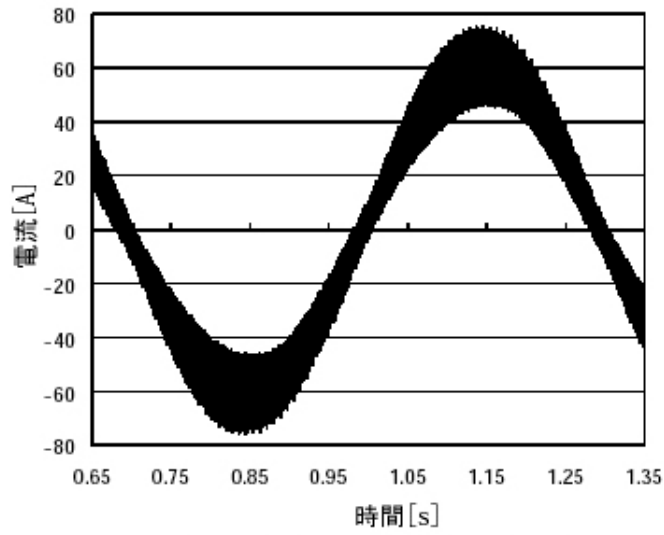
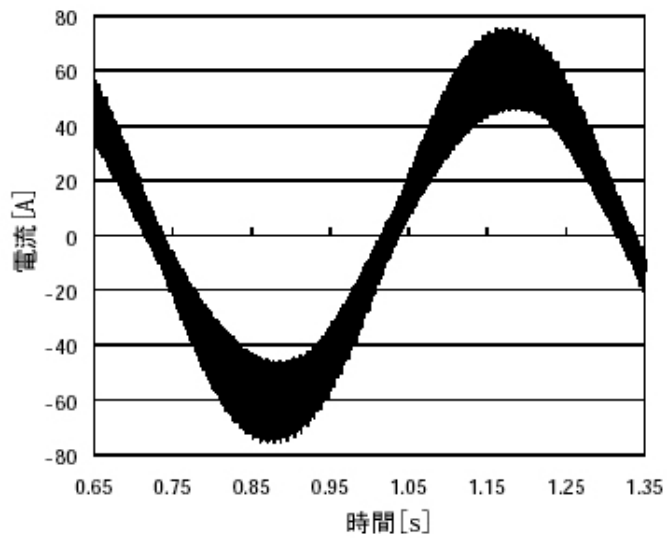


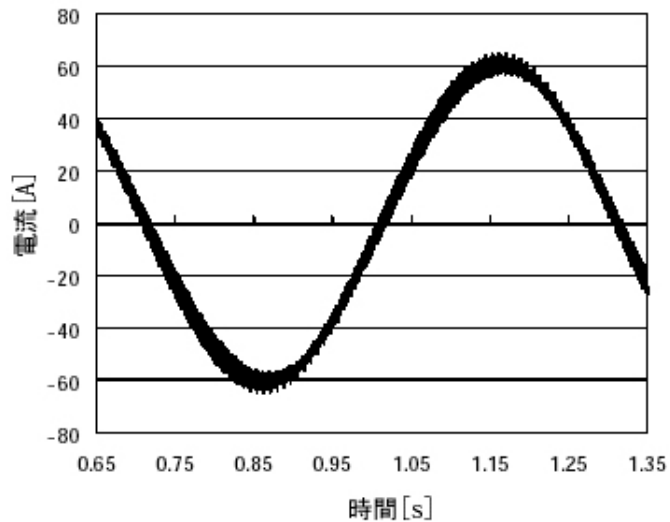
図 4-3 スキューの考慮



(a) スキュー無視時 (断面 (a) )



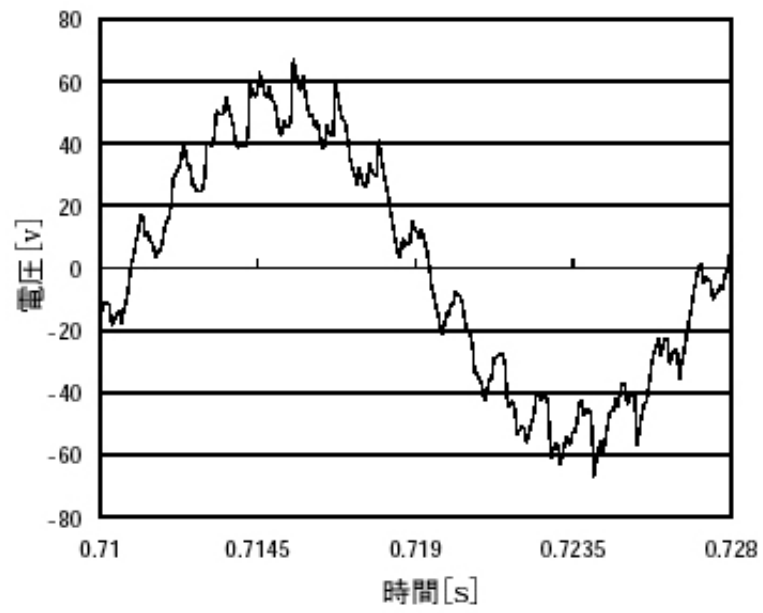
(b) スキュー無視時 (断面 (h) )



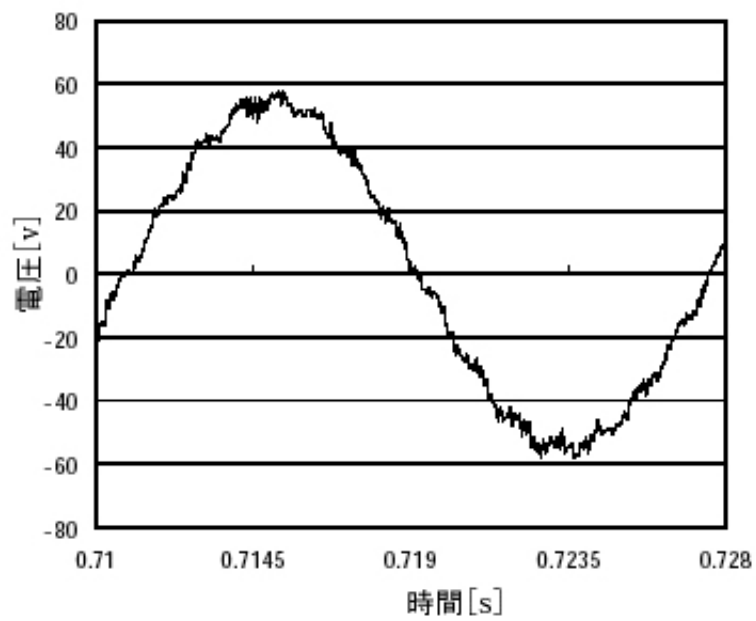
(c) スキュー考慮時

図 4-4 回転子電流波形





(a) スキュー無視時 (断面 (a))



(b) スキュー考慮時

図 4-5誘導起電力波形の比較

表 4-2漏れインダクタンス及び励磁インダクタンスの比較

単位 [mH]

	有限要素法		従来 of 計算式		実験値
	スキュー 無	スキュー 有	スキュー 無	スキュー 有	
固定子スロット漏れ	0.343	0.343	0.286	0.286	
固定子コイル端漏れ	0.290	0.290	0.281	0.281	
固定子空間高調波漏れ	1.26	1.27	1.26	1.26	
スキュー漏れ			0	0.207	
回転子空間高調波漏れ	1.58	1.58	1.47	1.49	
回転子スロット漏れ	0.41	0.42	0.432	0.439	
回転子エンドリング漏れ	0.168	0.168	0.138	0.138	
全漏れインダクタンス	4.05	4.17	3.87	4.1	4.54
励磁インダクタンス				107.1	87.8

## 第5章 結論

第1章では、電気機器を設計する際の高効率に関する最適化について、常伝導吸引形磁気浮上車の分割鉄心形複合電磁石及びかご形三相誘導電動機の漏れインダクタンスの背景及び概要について述べた。

第2章では、永久磁石を使うと消費電力を少なくできるが、ゼロパワー制御を適用すると正負両極性の電流を巻線に流す制御電源が必要であるため、制御回路が複雑となる。そこで、我々は分割鉄心形の突極形吸引磁石に永久磁石を併用して、励磁電流を低減する方法を考案し検討した。吸引磁石鉄心を進行方向から見て左右に分割した鉄心ごとに巻線を設け、永久磁石の磁束に対して、片方は同じ向きの磁束を、他方は逆向きの磁束を作るように、別々の単極性浮上電源で制御した。その結果、以下のことが明らかになった。

分割鉄心形では2個の単極性電流制御で浮上が可能であり、定常浮上では振動がほとんど生じなかった。巻線の消費電力は外力が加わらなければ56.8Nの吸引力発生に対し約0.3Wと極めて小さくできた。また、スイッチング素子2個で吸着と落下のどちらの状態からでも浮上状態に移行できた。今後、浮上実験台車を試作し、完全浮上と左右振動の減衰の確認を行う計画である。

第3章では三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスを有限要素法及び従来の計算式から算出し、実験値と比較検討を行った。表3-3に漏れインダクタンスの比較表を示す。その結果、固定子側の計算結果はスキューの有無にかかわらず同じ値となるが、回転子側はスキューを施すことにより、回転子バーの長さが長くなるので漏れインダクタンスの値が増加している。いずれの漏れインダクタンスもほぼ等しい値となった。

第4章では定格速度における三相かご形誘導電動機のスキュー無視時及びスキュー考慮時の誘導起電力値を算出した。回転子電流は8個の断面の個々の計算結果の積分平均をとることで、脈動が抑えられた波形となった。よって、スキューによって脈動が抑えられていることが確認できた。図4-5の誘起電圧波形は各相とも回転子スロットの通過毎に高調波成分が基本波に重畳していることがわかる。誘起電圧値は等価回路より求め

た計算値とほぼ等しい値となった。表4-2に漏れインダクタンスの比較表を示す。回転子側はスキューを施すことにより、回転子バーの長さが長くなるので漏れインダクタンスの値が増加している。励磁インダクタンスの実験値は計算値より小さくなっている。これらは鉄心の局所的な磁気飽和が原因だと考えられる。

## 謝 辞

本研究は鹿児島大学工学部電気電子工学科 篠原勝次教授の御指導のもとで、博士後期課程における研究結果をまとめたものである。本研究の遂行にあたって終始御親切な指導、御鞭撻を頂き、改めて鹿児島大学工学部電気電子工学科 篠原勝次教授に深甚な感謝を申し上げます。

本論文の作成にあたり、有益な御助言、御討論を頂いた鹿児島大学工学部電気電子工学科 柚木謙一准教授、鹿児島大学工学部電気電子工学科 田中哲郎准教授に厚くお礼申し上げます。

また、分割鉄心形支持案内兼用複合磁石の省電力浮上制御用コイル駆動方式の研究に関しまして終始丁寧な、御指導、御鞭撻を頂きました前崇城大学情報学部 山口 仁教授に深く感謝の意を表すと共に厚く御礼申し上げます。

さらに、鹿児島大学大学院電気電子工学専攻 福丸伸吾氏（現 安川電機勤務）をはじめ、鹿児島大学工学部電気電子工学科 山本吉朗助教、大学院、卒業研究生の諸氏にいたる多数の方々に御協力を得たことを記し感謝いたします。

## 文 献

- ( 1 ) 赤城, 坂本, 地福, 山口, 柿木 : 「常電導吸引形磁気浮上リニアモーターカーの案内力に関する検討」, 崇城大学研究報告 第 23 卷 第 1 号, P.91-99, ( 1998 )
- ( 2 ) 赤城, 坂本, 地福, 山口, 柿木 : 「吸引式磁気浮上鉄道の鉄心分割と復元力の関係の実験検証」, 崇城大学研究報告 第 24 卷第 1 号, P.101-105, ( 1999 )
- ( 3 ) 地福, 山口, 柿木, 外岡, 野見山, 渡邊 : 「浮上案内兼用吸引電磁石の左右運動減衰法の検討」, 崇城大学研究報告 第 25 卷第 1 号, P.39-44, (2000)
- ( 4 ) 地福, 山口, 柿木, 外岡, 野見山, 渡邊 : 「浮上案内兼用吸引電磁石の左右運動減衰特性の検討」, 崇城大学研究報告, 第 26 卷 1 号, P.75-81, ( 2001 )
- ( 5 ) 地福, 山口, 柿木, 野見山, 森川 : 「磁気浮上車の鉄心分割形吸引電磁石の電磁力特性解析」, 崇城大学研究報告, 第 28 卷第 1 号, P.89-93 ( 2003 )
- ( 6 ) Y. Jifuku, H. Yamaguchi, T. Kakinoki, R. Tono-Oka, T. Nomiya, F. Watanabe : “A study on Lateral Motion Damping of Electromagnetic Levitation System without Guide Magnets for Streetcars and subways.”, Proc. of Linear Drives for Industry Applications (LDIA2001), pp.200-204, (2001)
- ( 7 ) T. Mochizuki, Y. Jifuku, H. Yamaguchi, T. Kakinoki, T. Nomiya, T. Morikawa : “Magnetic Characteristics of Electromagnetic Levitation System Using Electromagnet and Rail with Divided Rail”, Proc. of Linear Drives for Industry Applications (LDIA2003), pp.199-202, (2003)
- ( 8 ) 望月, 地福, 山口, 柿木, 野見山 : 「仮定磁路法による複合吸引磁石の特性計算」, 崇城大学研究報告第 30 卷第 1 号, P.53-58, (2005)
- ( 9 ) 野見山, 柿木, 山口, 地福, 望月 : 「小半径軌道用磁気浮上車の支持案内兼用電磁石の電磁力特性」, 電気学会論文誌 D, Vo1125, No.7, P.691-697 ( 2005 )
- ( 10 ) T. Kakinoki, H. Yamaguchi, Y. Jifuku, T. Nomiya, K. Shinohara, “A Study on Lightweight Hybrid Magnet Using Divided Iron Cores and Permanent Magnets for Magnetically Levitated Vehicle”, Proc. of Linear Drives for Industry Applications (LDIA2005), pp.445-448, (2005)

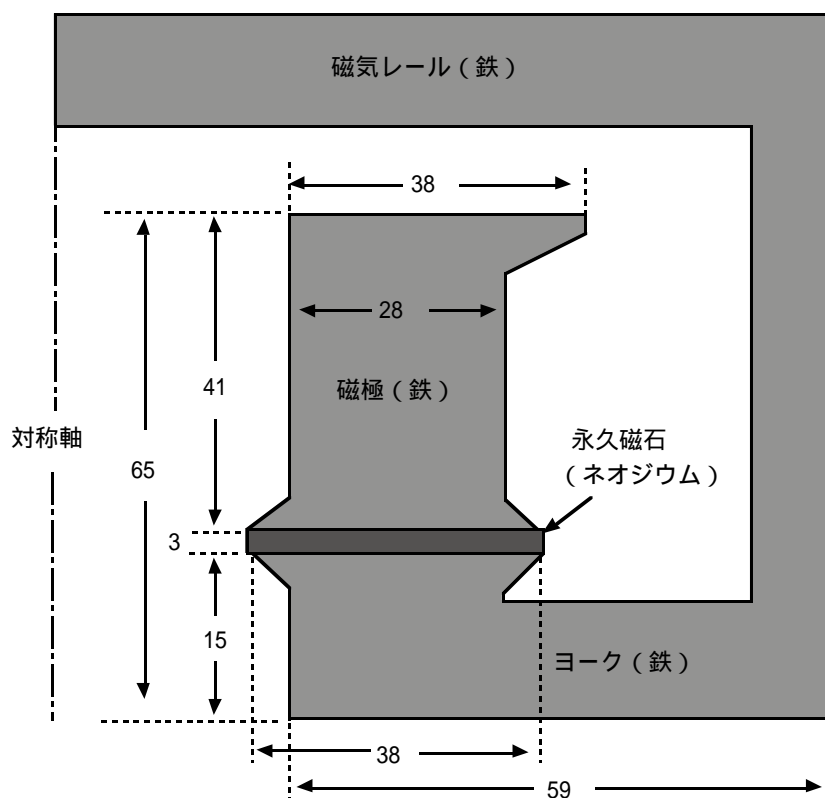
- ( 11 ) 柿木, 山口, 篠原 : 「分割鉄心形支持案内兼用複合磁石の省電力浮上制御用コイル駆動方式」, 電気学会論文誌 D, Vol.127, No.9, P.935-941, (2007)
- ( 12 ) 森下, 明石 : 「常電導吸引式磁気浮上系の浮上案内干渉制御」, 電学論 D, 119 巻 10 号, pp.1259-1268(1999)
- ( 13 ) 篠原, 小松, 柿木 : 「三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの算出について」, 平成 17 年電気学会全国大会, 5-131, p.181-182, ( 2005 )
- ( 14 ) 篠原, 福丸, 柿木 : 「三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの計算法」, 平成 17 年度電気関係九州支部連合大会論文集 01-1A-17, ( 2005 )
- ( 15 ) 柿木, 篠原, 福丸 : 「三相誘導電動機の回路定数の算出と二次元有限要素法への適用」, 平成 17 年度電気関係九州支部連合大会論文集 01-1A-16, ( 2005 )
- ( 16 ) 篠原, 柿木, 福丸 : 「三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの計算」平成 18 年電気学会全国大会, 5-100, p.139-140, ( 2006 )
- ( 17 ) 柿木, 篠原, 福丸 : 「誘導電動機のジグザグ漏れインダクタンスの有限要素法と計算式の比較」, 平成 19 年電気学会全国大会, 5-080, ( 2007 )
- ( 18 ) 柿木, 篠原, 福丸 : 「三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスと誘起電圧波形について」, 平成 18 年電気学会産業応用部門大会, 3-54, pp.339-340, ( 2006 )
- ( 19 ) 篠原, 福丸, 柿木 : 「スキュー考慮時における三相かご形誘導電動機の誘導起電力波形」, 平成 18 年度電気関係九州支部連合大会論文集, 02-2P-12, p397, ( 2006 )
- ( 20 ) T.A.Lipo : “Introduction to AC Machine Design” , Wisconsin Power Electronics Research Center University of Wisconsin, pp.175,180,185,192,201,224, pp.258-260 (2004)
- ( 21 ) 広瀬 : 「電気機器設計 第二次改訂版」, 電気学会, pp.170-177, 347-350, (1982)
- ( 22 ) P.L.Alger : “Induction Machines” , Gordon and Breach Science Pub., pp.227 (1970)
- ( 23 ) S.Williamson, M.C.Begg : “ Calculation of the bar resistance and leakage reactance of cage rotors with closed slots ” , IEE PROCEEDINGS, Vol.132, Pt.B,No.3, pp.125-132, (1985)

- ( 24 ) Toshio Kakinoki, Katsuji Shinohara, Shingo Fukumaru ,” Comparison between Finite Element Method and Formula in Calculation of Leakage Inductance of Three-Phase Squirrel Cage Induction Motor ” , The 2006 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2006) DS2E1-05, (2006)
- ( 25 ) 柿木, 篠原, 福丸 : 「三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスの算出について」, 鹿児島大学工学部研究報告, 第 47 号, pp.35-39, ( 2005 )
- ( 26 ) 柿木, 篠原, 福丸 : 「三相かご形誘導電動機の漏れインダクタンスと誘起電圧の算出について」, 鹿児島大学工学部研究報告, 第 48 号, pp.17-21, ( 2006 )



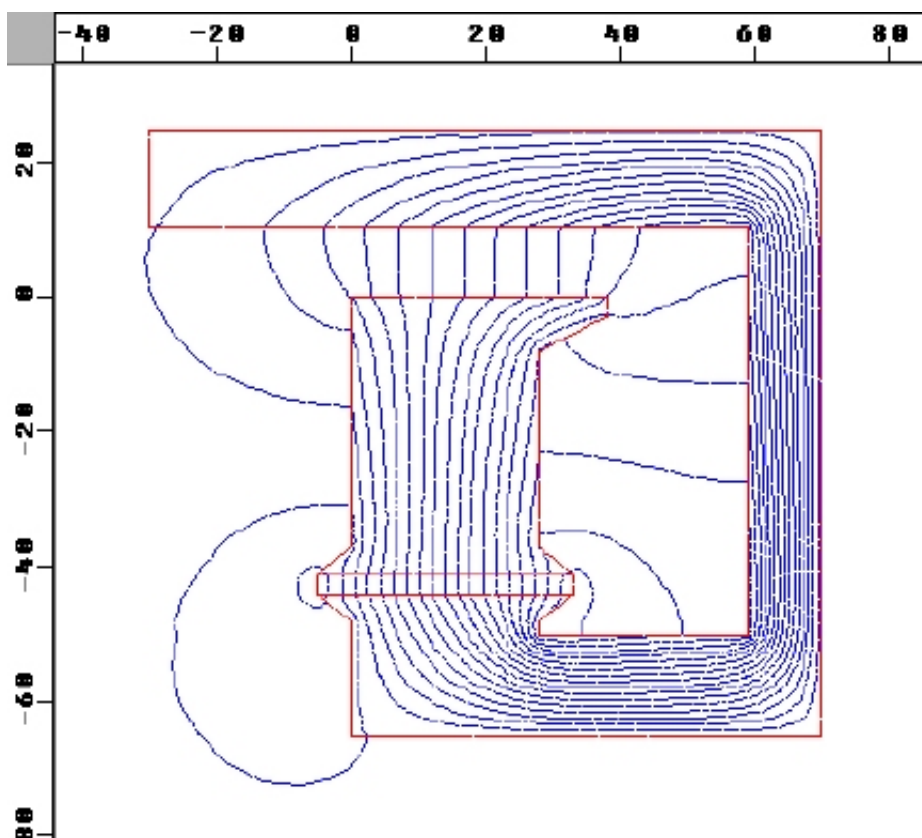
# 1. 複合電磁石の磁界解析

## 1-1. 側面方向での磁界解析



付図1 複合電磁石の磁界解析モデル (側面方向)

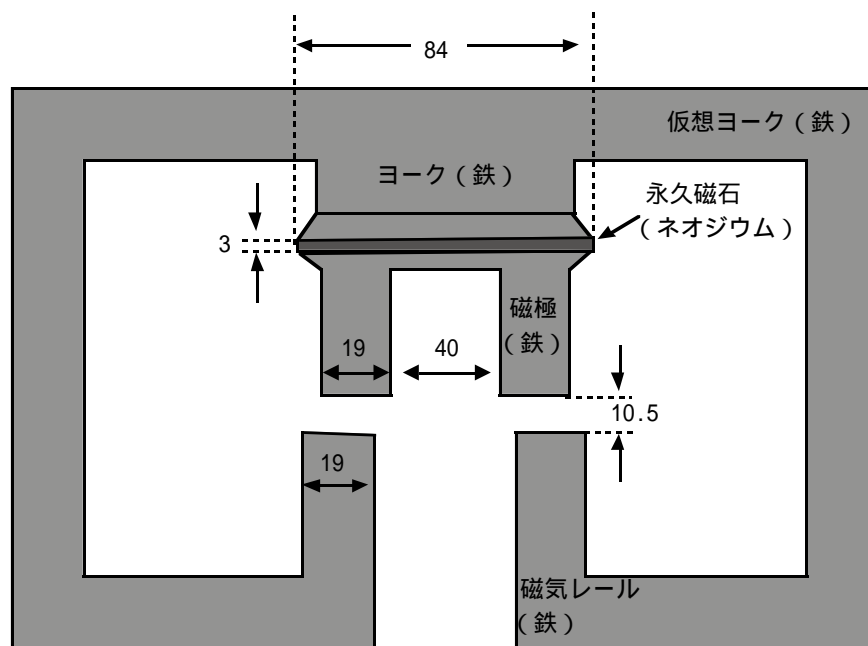
付図1は複合電磁石を側面方向から見た解析モデルで対称性を考慮し1/2モデルとした。磁気レールとヨークは鉄でできており、永久磁石はネオジウム磁石を使用している。



付図2 複合電磁石の磁束線図（側面方向）

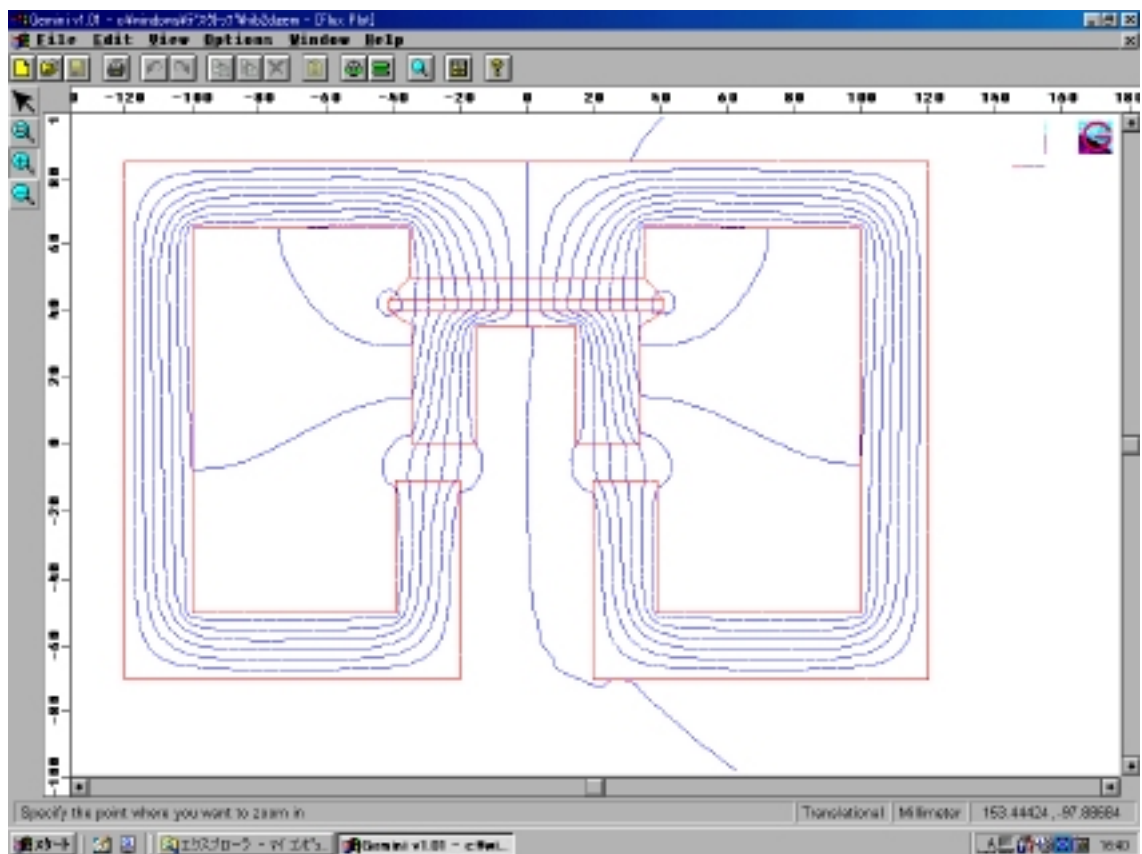
付図2は付図1のモデルを元に静的に二次元磁界解析した結果である。ギャップは10.5mmに設定した。磁界解析は2次元磁界解析ソフト「Gemini」（Infolytica Corporation）を使用した。付図2より、漏れ磁束が多数存在していることがわかった。

## 1-2. 進行方向での磁界解析



付図3 複合電磁石の磁界解析モデル (進行方向)

付図3は進行方向から見た複合電磁石の磁界解析モデルを示す。磁気レールと複合電磁石の対向面は案内力を増すためにオフセット配置になっている。材質設定は付図1と同じである。



付図4 複合電磁石の磁束線図（進行方向）

付図4は付図3のモデルを二次元磁界解析した結果の磁束線図である。付図2と同様漏れ磁束が発生していることがわかる。