

アモルファス磁気センサによるかご形誘導電動機の
二次電流計測とトルク制御系に関する研究

犬塚 勝 美

図・本館

アモルファス磁気センサによる
かご形誘導電動機の
二次電流計測とトルク制御系
に関する研究

犬 塚 勝 美

名古屋大学図書	
和	1203418

目次

第 1 章 序論

- 1. 1 本研究の背景
 - 1. 1. 1 制御用モータの変遷 1
 - 1. 1. 2 かご形誘導電動機の高性能制御法 2
- 1. 2 本研究の目的 9
- 1. 3 本論文の構成 11

第 2 章 アモルファス強磁性体を用いた電流センサ

- 2. 1 緒言 18
- 2. 2 電流センサの構成
 - 2. 2. 1 メカトロニクス用センサの必要条件
..... 19
 - 2. 2. 2 アモルファス強磁性体による磁界センサの
構成
..... 20

2. 3	アモルファス二磁心マルチバイプレータ型 磁界センサの磁界検出	
2. 3. 1	マルチバイプレータの発振動作	23
2. 3. 2	外部磁界印加時の磁界検出動作	27
2. 4	磁界検出特性	30
2. 5	負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイプレータ 型磁界センサ	
2. 5. 1	負帰還方式アモルファス二磁心マルチ バイプレータ型磁界センサの構成	33
2. 5. 2	負帰還方式アモルファス二磁心マルチ バイプレータ型磁界センサ特性	35
2. 6	アモルファス磁気インピーダンス型磁界センサ	
2. 6. 1	磁気インピーダンス効果	41
2. 6. 2	アモルファス磁気インピーダンス型 磁界センサ	41
2. 7	結言	50
第3章 かご形誘導電動機の二次電流、定常トルクおよびロータ 振動の検出		
3. 1	緒言	55
3. 2	二次電流センサの配置	56

3. 3	二次電流の検出	
3. 3. 1	負帰還方式アモルファス二磁心マルチ バイプレータ型磁界センサによる二次電流 の検出 59
3. 3. 2	磁気インピーダンス型磁界センサによる 二次電流の検出 63
3. 3. 3	一次電流センサを用いた二次電流センサ出 力の補正 63
3. 4	二次電流センサ出力電圧の低周波数解析 68
3. 5	定常トルクの検出	
3. 5. 1	二次電流センサによる定常トルクの検出 78
3. 5. 2	振動周波数成分による定常トルクの検出 80
3. 6	結言 82
第4章	かご形誘導電動機の二次電流帰還型定常トルク制御系	
4. 1	緒言 85
4. 2	定常トルク制御系の構成方法	
4. 2. 1	かご形誘導電動機の定常トルク 87

4. 2. 2	かご形誘導電動機の定常トルク制御系と 伝達関数	89
4. 3	シミュレーションおよび実験結果	
4. 3. 1	定常トルクの制御	96
4. 3. 2	定常トルク制御系の応答	96
4. 3. 3	温度上昇による二次抵抗値の温度補償	104
4. 4	結言	112
第5章 かご形誘導電動機の瞬時トルク制御系		
5. 1	緒言	117
5. 2	瞬時トルク制御系の構成方法	
5. 2. 1	かご形誘導電動機の基本式と瞬時トルク	118
5. 2. 2	かご形誘導電動機の二次磁束の検出	125
5. 2. 3	かご形誘導電動機の瞬時トルク制御系	126
5. 3	実験結果	
5. 3. 1	二次磁束の検出	129
5. 3. 2	瞬時トルクの検出	131
5. 3. 3	瞬時トルク制御系の応答	134
5. 3. 4	瞬時トルク制御系の温度安定性	137
5. 4	結言	140

第 6 章 結論

6. 1 本研究のまとめ 142

6. 2 今後の課題と展望 146

謝辞 148

本研究に関する発表 149

第1章 序論

1. 1 本研究の背景

1. 1. 1 制御用モータの変遷

水車や蒸気機関を動力源として産業革命が始まった19世紀中に、モータはすべての機種が発明された。そして19世紀末にはモータによる動力源へと移行し始め、20世紀には、モータが動力源の主流となった。その理由は、モータの駆動源である電気エネルギーの輸送、伝達が極めて容易であること、また電気エネルギーの変換、制御が比較的簡単に効率よく行うことができたためである。モータの電源となる可変電圧電源は、電動発電機が主流であり、それに水銀整流器が追加されるなど、主として直流制御に限られていたため、直流モータ（以下DCMと略記）は制御用モータの代名詞であった。従って、エレベータや製鉄用圧延機などには他励磁のDCMが、鉄道には直巻励磁のDCMがそれぞれ用いられ、一方、交流モータは駆動電源の周波数の変更が困難であったため、定速用モータとした用途に限られていた¹⁾。

1950年代からのパワーエレクトロニクスの発達²⁾に伴うサイリスタやパワートランジスタの出現は、発電機や水銀整流器を半導体で構成されるコンバータへ、ワードレオナード装置をサイリスタやパワートランジスタへと取り替えるなど、従来の可変電圧電源の半導体化、静止化が行われ、DCMの制御性と経済性が向上した。さらに、直流サーボモータと呼ばれる小型制御用モータが出現し、このモータは工作機械の数値制御やロボットのド

ライプなどの高精度制御用モータとして使用されるなど、制御用モータとしてのDCMの立場が強化された。また、このパワーエレクトロニクスの発達によって、インバータなど交流電源の電圧、電流、周波数の制御が容易になり、交流モータの制御性を著しく向上させるきっかけの一つとなった。交流モータの中でも特に、かご型誘導電動機（以下IMと略記）にDCM並の制御性能を付与する制御理論^{3)、4)}の確立、制御理論演算を実現するためのマイクロプロセッサの発達によって、IMはDCM並の制御性能を持つモータとなった。IMが制御用モータとしてDCMに劣っていたのは、交流電源の制御技術およびマイクロプロセッサの未発達、制御理論の未整備が原因であった。従って、DCMとIMとが同等の制御性能を持つモータとなった今、構造、特性などのモータ固有の面によって、優劣が決定されるようになった。DCMは、摩耗によるブラシの定期的な保守の必要性、ブラシから発生する火花による電磁雑音がDCM周辺の電子機器に引き起こす誤動作などの問題点が注目され、一方、IMは、ブラシレスのためメンテナンスフリー、単純構造、堅固、低価格等の長が注目されるようになった。従って、工業用ロボットや工作機械、エレベータ、製鉄用圧延機などの制御の高度化、知能化の要求が高まる中、モータの制御の高精度化、高速応答の要求を満足する制御用モータは、DCMからIMへと置き換えるのが趨勢である。

1. 1. 2 かご形誘導電動機の高性能制御法

従来、定速モータとして使用されてきたIMは、制御理論の確立、パワーエレクトロニクスおよび、マイクロプロセッサの発達により、可変速モータとしての地位を確立した。この可変速IMシステムは、電圧型インバータによる開ループ制御、および電流制御型インバータによる閉ループ制御に大きく分類される。

電圧型インバータによる開ループ制御は、汎用インバータ駆動

に代表される。汎用インバータの開発は、昭和30年代前半に米国GE社で開発されたサイリスタの使用によって開始された。サイリスタで構成されたインバータは、当時では、高価かつ大型であったため、繊維機械や研削盤などの特定の用途で使用されたのみであった。昭和50年代に入って、遮断特性の優れた高耐圧、大電流のパワートランジスタが開発され、小型で安価のインバータが誕生した。さらに、マイコンの発達により、より一層小型化、低価格化が進み、汎用インバータは、産業用だけで年産500～600億円の生産高に達するなど、広く普及している。汎用インバータによる代表的な制御法は、インバータの出力電圧 V と出力周波数 f との比をある一定のパターンにすることによって、二次磁束を一定にする制御法である。この制御法は V/f 制御法といい、汎用インバータで一般的に用いられる制御法である。実際のトルク変化に対しては、一次巻線抵抗降下と一次漏れリアクタンス降下によって磁束を一定にすることは困難であるため、この制御法によるトルク-速度特性は、商用電源駆動のトルク-速度特性と同じ特性となるが、必要とする回転速度に応じてインバータの出力周波数を変化させれば、IMの速度制御が可能である。一方、この V/f 制御法では、回転速度は負荷トルクの大小によって滑り周波数分だけ変化するため、正確な速度制御は望めないこと、トルクは負荷任せで自由に制御できないこと、大きな始動トルクを必要とする負荷には不向きであることなど、問題点も多い。最近では、マイコンの進歩によって多種多様の付加機能⁵⁾が可能となり、滑り周波数補償を行い、より正確な回転速度を把握できるインバータも発表されている。この電圧制御型による V/f 制御は定常トルクを制御の対象としているため、瞬時トルクを制御対象としている電流制御型のベクトル制御と比較して高速応答性は低いものとなっている。

電流制御型のインバータ駆動によるIMの高性能制御システムは、ベクトル制御法に代表される。IMをDCM並の制御を可能

にするベクトル制御理論³⁾が、Hasseによって1968年にIMの一制御方式として発表された。さらに、Blaschkeによって、より一般化された制御概念として体系化され、フィールドオリエンテーション制御⁴⁾という名称で発表された。このベクトル制御法は、IMの二次磁束をベクトルとして検出し、これをIMの状態量として制御回路に取り込み、一次電流を制御することを基本としている。この検出された二次磁束の役割は、二次磁束座標上での値として求められた一次電流ベクトルを静止座標上での一次電流値に変換することである。このベクトル制御法は、表1. 1に示すように、二次磁束ベクトルを演算によって推定する滑り周波数型ベクトル制御と、二次磁束ベクトルを直接検出して制御を行う磁束検出型ベクトル制御との大きく2つのタイプに分類される⁶⁾。

滑り周波数型ベクトル制御は、磁束検出型ベクトル制御法と異なり、特別なIMが不要であるなど特殊な装置を必要としないため、広く普及され、早くから研究されている。この滑り周波数型ベクトル制御は、磁束ベクトルを演算によって推定して制御する一種の予測制御である。この従来型のベクトル制御は、二次磁束

表1. 1 各ベクトル制御法の特徴

種類	すべり周波数型		磁束検出型
	従来型	発展型	
利点	専用モータが不要	速度センサが不要	制御系が簡易 速度センサが不要
欠点	速度センサが必要 専用インバータが必要	制御系が複雑	特別なIMが必要
問題点	現場の状態に よる速度設定 も不可能	制御精度が IMの回路 パラメータ の変動に 影響される	磁束センサが未開発

ベクトルを推定するために、回転速度センサを用いて回転速度を制御回路に取り込んでいるが、二次磁束に関係する量は取り込まれない。二次磁束は、IMの回転速度と滑り周波数との和を積分することによって推定される。磁束の推定に用いられる滑り周波数は等価回路パラメータと一次電流指令値とから計算している。この計算には、温度によって変化する二次抵抗が係数として用いられているが、ベクトル制御系は等価回路パラメータの変動に対する感度が高いため、IMの温度上昇による二次抵抗値の変動が回路パラメータの設定誤差となって、制御誤差の原因となる。この二次抵抗の補償方法としては幾つかの方式が提案されている^{7)~10)}が、二次磁束や一次電圧の変動を検出して二次抵抗補償を行うものが多い。そして、補償演算では、一次抵抗や一次電圧指令値を用いているが、温度上昇による一次抵抗値変動やインバータ短絡防止のデッドタイムによる指令値と実測値との間に誤差が生じる。そのため、これらの補償方式ではトルク制御の高精度化に限界がある。この補償法に、一次抵抗にロバストな一次電圧の検出方法を用いた二次抵抗補償¹¹⁾が発表され、一次抵抗の変動にロバストな補償法が実現された。

従来型の滑り周波数型ベクトル制御では、回転速度の検出は不可欠である。回転速度センサの設置はコスト高となるばかりでなく、工場現場では配線の問題、振動の問題、さらに軸端の関係で設置不可能のケースも考えられるため、現場より回転速度センサの省略の要求が高まっている。また、V/f制御においてトルク特性、速度特性、制御特性の改善の要求も高まっている。それらに答えて、速度センサレスベクトル制御へのアプローチがなされた¹³⁾。この速度センサレスベクトル制御は、技術的にはV/f制御とベクトル制御との中間に位置する。制御過程における制御ループに回転速度の推定値に相当する量の存在が発見され、その量を応用したのがこのベクトル制御の実現の始まりである。IMをセンサレスで制御を行うということは、電圧、電流量のみで制御

を行うことを意味し、この制御法の要点は実測電流から正確に回転座標上の二次電流を演算することであり、このことは励磁電流の正確な演算に帰着する。従って、 V/f 制御法から発展した速度センサレスベクトル制御^{14) - 18)}や従来のベクトル制御から発展した速度センサレスベクトル制御^{19) - 22)}の制御系、手法は様々であり、それらに関する多くの研究が発表されている。前者の速度センサレスベクトル制御法は抵抗値の温度変動の問題の他に、電圧指令値に忠実な電圧の発生に関する問題がある。インバータによる電圧は櫛形出力電圧であり、この電圧の平均値が指令値に一致するように制御されるが、インバータのデッドタイムのために出力電圧に誤差が生じる。それを補償するにはソフトウェア的およびハードウェア的な補償が必要であるなど、問題点も多い。後者の速度センサレスベクトル制御法では、電流型インバータ方式のセンサレスベクトル制御システムに、磁束演算ループ²³⁾を付加することにより、一次抵抗に対してロバストとなり、さらに積分演算におけるドリフトや初期値の問題による誤差問題が解決され、低速域においても良好な運転特性が得られている。しかし、その演算ループには、IMの二次時定数 L_2/R_2 (L_2 : 二次自己インダクタンス、 R_2 : 二次抵抗)が含まれているため、二次抵抗に対するロバスト性に問題がある。またこの方法では電圧センサを必要とするために、制御系が複雑になる。さらに二次抵抗値の変動による回転速度の誤差の補償問題には適当な方法が見いだされていない。

また、ベクトル制御では、IMの回路パラメータの正確な値を必要としているが、モデル規範適応システム(MRAS, Model Reference Adaptive System)の技法を用いたパラメータ同定、二次磁束の推定の研究^{24) - 26)}も行われてきた。この技法は回転速度の推定も可能であるので、速度センサの省略まで発展し、IMの速度センサレスベクトル制御へのもう一つのアプローチ¹³⁾となった。速度センサレスベクトル制御では、二次磁束を推定するため

に状態観測器を用いている。その観測器が正確な磁束の推定を行うためには正確なIMの等価回路パラメータが必要である。温度上昇によって値が変動するパラメータに対しては、適応観測器を用いて同定することで正確な値が得られ、このようなシステムはMRASと呼ばれている。MRASを用いた速度センサレスベクトル制御は理論的には零速度においても各状態量の推定が可能であり、また、1980年代に出現したDSP (Digital Signal Processor) と呼ばれる高速演算処理装置²⁷⁾によってマトリクスの演算を含む大量の演算を必要とするこの制御系の実用化の機運が高まっている。状態観測器に用いられているパラメータには、回路パラメータの一次抵抗、二次抵抗、さらに回転速度も用いられている。一次抵抗、回転速度との正確な値はMRASによってそれらの同時同定が可能であり、さらには一次抵抗に対してロバストな方式²⁸⁾が提案されているが、二次抵抗に対する温度補償問題が残されている。また、二次抵抗値を同定する方式²⁹⁾、³⁰⁾や二次抵抗値と回転速度とを同時に推定する方式³¹⁾も提案されているが、この場合、一次抵抗値に対する温度補償が問題として残されている。従って、速度センサレスによるベクトル制御では、IMの等価回路パラメータ、特に一次抵抗、二次抵抗の温度変動に対する補償と速度推定とを同時に行う方法は見いだされていない。

磁束検出型ベクトル制御は、二次磁束を直接検出することによって二次磁束ベクトルを制御回路に取り込んでいる。磁束の検出方法には、直接的方法と間接的方法とがあり、前者はホール素子などの磁気感應素子を用いて検出する方法であり、後者はIM内に挿入したサーチコイルの誘起電圧とIMの端子電圧とを積分することによって二次磁束を求める方法、そしてIMの一次電流と二次電流とを検出して両電流の和によって二次磁束を求める方法である。しかし、二次磁束は、IMの外部から検出することのできない状態量であるため、IMに内蔵可能で、IM内部の環境に耐えられる磁気感應素子および、サーチコイル、二次電流センサ

などが必要である。直接的方法に用いられるセンサの磁気感应素子には、小形であり、IM内の温度変化（-50（℃）～180（℃））に対しても安定した特性、最高使用温度が高い、機械的振動に対してロバストである、広帯域（DC～数kHz）であるなどの性能が要求される。ホール素子、磁気抵抗素子などは最高使用温度、温度安定性の点から内蔵センサとして必要な性能を持っていないなど、そのような磁気感应素子が存在していない。また、間接的方法では、サーチコイルの誘導電圧は、IMの低速運転における低周波数励磁においては、微小電圧となって、電圧の検出が困難になったり、誘導電圧の積分に用いる積分器が完全積分器でないなど、低速運転での二次磁束の検出が不可能である。そして、二次電流はIMのロータに流れる電流であり、二次電流センサには直接的方法に用いられるセンサと同じ性能が要求される。この二次電流の検出には、1983年には、上之園らがエンドリングに抵抗を接触させて二次電流の検出を試みている³²⁾、³³⁾が、抵抗が接触していることから抵抗の保守が必要であり、一方、1987年には、山村らがIMのロータのシャフトとエンドリングとの空間にホール素子を設置して、二次電流の周りに発生する磁界を検出することによって二次電流の検出を試みた³⁴⁾が、先述の最高使用温度、温度安定性の問題が残され、実用化には至っていない。

磁束検出型ベクトル制御は、滑り周波数型ベクトル制御と比較して、制御系が簡素である、電流指令値演算には温度によって変動するIMの等価回路パラメータを用いていない、など原理的にすぐれた制御方式であるが、二次磁束の検出に用いられる磁気感应素子に関する問題が解決されず、この制御システムに関する研究の発表は少ない。

1. 2 本研究の目的

1. 1節において述べた研究の背景に立脚して、本研究の目的および目的を達成するための基本的立場を以下のように設定した。

- ① IMの回転子に流れる二次電流を非接触で検出するため、IMに内蔵可能、IM内の温度上昇に耐えられる広範囲の温度安定性、最高使用温度の高い磁界センサを開発する。センサの磁界検出コイルの磁心には直径125(μm)の零磁歪アモルファスワイヤを用い、さらにマルチバイプレータを併用することにより上述の条件も満たす磁界センサを開発し、二次電流の検出の見通しを得る。
- ② 磁界センサの磁界検出コイルをIMの回転子のエンドリング近傍に設置し、二次電流の検出を行う。また、 V/f を一定にすることにより、定常トルクの検出も行う。さらに、二次電流センサの出力電圧に含まれる特定の周波数成分とIMの定常トルクとの関係を求める。
- ③ 二次電流センサによって得た二次電流信号を帰還する二次電流帰還型の定常トルク制御系を構成することにより、このトルク制御系が、温度上昇による二次抵抗値の変化の影響を受けないことを確認する。また、この制御系に状態フィードバックを付加することにより、速応性を高める。
- ④ 二次電流センサと同じ回路構成の一次電流センサを用いて、IMの二次磁束のベクトルの検出、および瞬時トルクの検出を行う。さらに一次、二次電流センサを用いて二次磁束の検出を行う速度センサレス磁束検出型ベクトル制御系を構成し、

その検討を行う。

以上より本研究の目的は次のように要約できる。

従来困難とされてきたIMの二次磁束の検出を負帰還方式アモルフラス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサで行い、速度センサレス二次磁束検出型ベクトル制御系を構成し、温度上昇によるIMの一次抵抗値変動、二次抵抗変動に対してロバストで、かつ高速応答性を持つトルク制御系を実現する。

1. 3 本論文の構成

本論文は、磁界センサを用いてIMの二次電流の検出を行い、またこのセンサ出力を帰還してIMの定常トルク、瞬時トルクの制御を行う二次電流帰還型トルク制御系に関する研究をまとめたものである。以下に内容の概要を述べる。

第1章では、従来のIMのベクトル制御法とその技術的發展および問題点を調査、整理し、本研究の背景をまとめた。

第2章では、本研究で磁界センサとして用いた負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイプレータ型磁界センサについて述べる。まず、回路構成を示し、その動作原理を述べ、磁界検出特性を示す。さらに、磁気インピーダンス効果を用いた磁界センサの諸特性についても示す。

第3章では、IMの二次電流の検出を行うにあたり第2章で述べた磁界センサの磁界検出コイルの配置、コイルの数についての検討を行う。そして、IMのロータに流れる二次電流の検出特性について述べる。また、このセンサの出力を用いたIMの定常トルクの検出特性および、センサの出力電圧に含まれる低周波数成分によるロータの振動の解析およびこの周波数成分と定常トルクとの関係についての検討を行う。

第4章では、二次電流センサの出力を帰還した制御系によるIMの定常トルク制御系についての制御特性および二次抵抗の温度補償について述べる。この制御系の帰還信号である二次電流センサ出力によるIMの回転速度の推定、二次抵抗の温度補償に関する検討を行い、また状態フィードバックを施すことにより、

制御系の高速応答の改善についての検討も行う。

第5章では、二次電流センサ出力を帰還して二次磁束を直接検出する磁束検出型ベクトル制御法によるIMの瞬時トルク制御系の制御特性および、IMの等価回路パラメータに対するロバスト性についての検討を行う。この制御系は、回転速度センサを不要とし、制御系の制御アルゴリズムにはIMの一次抵抗や二次抵抗の値を用いないため、現在議論されている抵抗値の温度補償回路、補償アルゴリズムなども不要となり、簡素な制御系として構成される。

第6章では、本研究の結論と今後の課題を述べる。

参考文献

- 1) 山村：「交流モータの解析と制御」，オーム社，pp.2-4，
(昭63)
- 2) 八尾・内田：「パワー半導体デバイスの進展」，電気学会論文誌，Vol.112-D，No.1，pp.6-11，(平4)
- 3) K.Hasse：“Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit variabler Ständerfrequenz und Ständerspannung”，ETZ-A，89 (1968)
- 4) F.Blaschke：“Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen”，Siemens-Z.，45，(1971)
- 5) 広瀬、伊藤、岩崎：「汎用インバータの高機能化とその応用例」，電気学会全国大会，S.9-2，pp.9.3-9.6，(平6)
- 6) 上山、他：「ニュードライブエレクトロニクス」，電気書院，pp.202-206，(昭57)
- 7) 杉本、玉井：「モデル規範適応システムを適用したIMの二次抵抗同定法とその特性」，電気学会論文誌，Vol.106-B，No.2，pp.97-104，(昭61)
- 8) 柳、小貫、平山、関根：「可変速誘導機系の最適化および二次抵抗変化による制御性能低下の補償法」，電気学会論文誌，Vol.107-D，No.2，pp.207-214，(昭61)

- 9) 岩崎、松井：「D S Pによる誘導電動機二次時定数同定機能を有するベクトル制御システム」，電気学会論文誌，Vol.108-D, No.9, pp.845-852, (昭63)
- 10) 多田隈、田中、三浦、内藤：「フィードフォワード制御とフィードバック制御を併用した誘導機のベクトル制御方式」，電気学会論文誌，Vol.110-D, No.5, pp.487-496, (平2)
- 11) 山田、山本、市岡、丹羽：「低速域と高速域のトルク制御精度を改善した誘導機のパラメータ変動補償」，電気学会論文誌，Vol.112-D, No.2, pp.107-116, (平4)
- 12) 奥山、藤本：「速度・電圧センサレスベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償」，電気学会論文誌，Vol.110-D, No.5, pp.477-486, (平2)
- 13) 金：「総論」，電気学会全国大会，S.9-1, pp.S.9-1-S.9-2, (平3)
- 14) 千々岩、水谷：「制御電圧源による速度センサレスベクトル制御」，電気学会全国大会，No.1645, (平元)
- 15) 山本、高山、市岡、戸田：「センサレス速度制御方式」，同上，No.1644, (平元)
- 16) 岩崎、杉本、杉浦、松井：「二次磁束制御方式誘導電動機 of 速度センサレス制御特性」，電気学会産業応用全国大会，No.162, (平3)

- 17) 山村、岩崎、桜井、常広：「定数推定機能を付加した誘導機のPGレスベクトル制御法」，電気学会論文誌，Vol.111-D，No.5，pp.373-378，(平3)
- 18) 高見、立畑、松本：「誘導電動機の電圧制御ループ付速度センサレスベクトル制御」，電気学会全国大会，No.585，(平3)
- 19) 木下、橋井：「センサレスベクトル制御インバータ」，電気学会誌，Vol.108，No.2，pp.142-146，(昭63)
- 20) 宮崎：「センサレスベクトル制御の応用」，電気学会全国大会シンポジウム，S.9-5-2，(平3)
- 21) 井上、近藤、原島：「速度センサレスベクトル制御の一方法」，電気学会全国大会，No.586，(平3)
- 22) 篠原、鏑川、入佐、永野：「誘導電動機の速度センサレスベクトル制御時の特性」，電気学会全国大会，No.584，(平3)
- 23) 大谷：「速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化」，電気学会論文誌，Vol.110-D，No.5，pp.497-505，(平2)
- 24) 田島、堀：「誘導機の速度センサレス磁界オリエンテーション制御における速度制御の実現」，電気学会産業応用全国大会，No.586，(平3)
- 25) 久保田、尾崎、松瀬、中野：「適応二次磁束オブザーバによる誘導機の速度センサレス直接形ベクトル制御系」，電気学会論文誌，Vol.111-D，No.11，pp.954-960，(平3)

- 26) 楊、金：「M R A Sによる一次抵抗同定機能付誘導機速度センサレス直接形ベクトル制御」，電気学会論文誌，Vol.111-D，No.11，pp.945-953，(平3)
- 27) 石井：「D S Pとその応用」，電気学会産業応用全国大会，S.6-2，pp.S167-S171，(平4)
- 28) 彭、深尾：「一次抵抗に完全ロバストな速度センサレスベクトル制御」，電気学会全国大会，No.648，(平5)
- 29) H. Kubota, K. Matsuse: "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaption", Conf. Record, IEEE-IAS Annual Meeting, pp.414-418, (1993)
- 30) 道木、ソンプーン、大熊：「適応スライディングオブザーバによるベクトル制御の速度センサレス化と二次抵抗同定」，電気学会産業応用全国大会，No.163，(平2)
- 31) 上町、高橋：「二次抵抗に依存しない誘導電動機のセンサレス速度制御」，電気学会産業応用全国大会，No.41，(平5)
- 32) 上之園、井上、上田、金子：「かご形誘導電動機における磁束分布と棒電流の測定と解析」，電気学会論文誌，Vol.103-B，No.2，pp.69-76，(昭58)
- 33) 井上、上之園、上田：「インバータで駆動されるかご形誘導電動機の磁束分布と回転子棒電流」，電気学会論文誌，Vol.103-B，No.4，pp.227-234，(昭58)

34) 山村、高野、中森：「誘導モータの二次電流帰還トルク制御」，
電気学会全国大会，No. 641，(昭62)

第2章 アモルファス強磁性体を用いた電流センサ

2. 1 緒言

メカトロニクス分野は、産業技術全般の中でも、システムの電子計測技術、制御技術の高度化、知能化の要求が高い分野である。システムの知能化は多品種少量生産、製造の高信頼化、高生産化への重要な技術とされている。電子計測、制御システムの知能化は、生体機能へ接近することでその実現をはかっており、脳、感覚器官や筋肉は、コンピュータ、センサ、アクチュエータに対応しており、これらの3者の高性能化がシステムの知能化の牽引役となる。マイクロプロセッサを中心とするコンピュータの演算処理能力は飛躍的に進展しているが、情報の質を決定する情報検出、センサの技術の発展の要求が最も高まっている。センサは既に工作機械や自動車には20～30種、工業用ロボットには20種以上、溶鉱炉には100種以上が取り付けられ、省エネルギー化、高効率、高信頼性の面で優れた成果をあげている。しかし、メカトロニクスの高度化、知能化にはさらに多種、多数の高機能センサが必要であり、高機能センサにはセンサに使用される素材の高性能化が不可欠である。

アモルファス強磁性体は高性能新素材の一つであり、1973年にリボン材が、そして1981年にはワイヤ材が開発された¹⁾。そのアモルファス強磁性体は機械的、電氣的、化学的諸特性を利用した応用開発が進み、アモルファス強磁性体を用いたセンサは非接触性、高感度、高速応答性、高安定、直線性、小形化などを兼備する高性能センサであり、メカトロニクス用のセンサとしての応用が期待される^{1) - 8)}。近年、かご形誘導電動機（以下IMと

略記)が制御用モータとして用いられているが、IMの高性能制御を行うためには、IMのロータに流れる二次電流の検出が重要な方法であり、この二次電流検出には、非接触で、広範囲の温度安定性、最高使用温度が高いなどの条件を満たすセンサを必要とする。特に非接触での電流検出には流れる電流のまわりに発生する磁界を検出することが挙げられる。

本章では、上記の観点から、アモルファス強磁性体を用いた磁界センサについて述べる。このセンサは二つのアモルファス磁心のコイルと、マルチバイプレータ回路、フィルタ回路とによって構成されている。そしてこのセンサの動作原理および特性について述べ、磁界の負帰還を施すことによりセンサの諸特性が向上したことも述べる。さらに、負磁歪アモルファスワイヤ(CoSiB)の磁気インピーダンス(MI)効果を利用した磁界検出ヘッドを用いた磁気インピーダンス型センサの原理、回路構成、磁界検出特性について述べる。

2. 2 電流センサの構成

2. 2. 1 メカトロニクス用センサの必要条件

工業用ロボットや工作機械などのセンサは以下の条件を満足する必要がある^{1), 3), 7)-11)}。

- ① 非接触での検出
- ② 高感度(例えば、8(A/m)の磁界、0.1(μ A)の電流、0.1(μ m)の変位など)
- ③ 広帯域(例えば、DC~50(kHz))
- ④ ロバストネス(例えば、機械的振動、電磁気的外乱、温度変化、湿度変化などの諸外乱によって目的の信号への影響

がないこと)

- ⑤ 高い温度安定性 (例えば、 $0.05 (\%FS/^{\circ}C)$ 以下の変動率、 $\%FS$ はフルスケールに対する百分率)
- ⑥ 高い最高使用温度
- ⑦ 小形のセンサ部
- ⑧ 耐衝撃性や耐食性
- ⑨ 高い性能/価格比

これらの必要条件をすべて満足するセンサ素材はアモルファス合金であり、ホール素子、磁気抵抗素子などの半導体は温度安定性および最高使用温度 ($80 (^{\circ}C)$) の面で、またパーマロイ (Ni-Fe合金の高透磁率磁性体)、フェライトなどの結晶質磁性体は応答速度 ($700 (Hz)$) の面でそれぞれ使用困難である^{6)、9)}。

2. 2. 2 アモルファス強磁性体による磁界センサの構成

電流の非接触検出としては、電流のまわりに発生する磁界を検出することが考えられる。また、磁界を電圧に変換するには磁気変調型マグネトメータが適している。磁気変調型マグネトメータは交流キャリアで信号磁界を検出する方式の磁界センサであり、磁性体を用いた磁界センサのタイプでは最適な高感度センサである。また、センサ回路は、従来交流電源を用いるものが多かったが、マイクロコンピュータとの整合を持たせるために直流電源で駆動できることが要求される。従って、センサ回路としてはマルチバイブレータ形式の自己発振回路となり、アモルファス磁心を用いる場合は安定な磁気回転領域を使用する必要があるために、センサ回路は二磁心方式とする^{1)、6)、9)、12)、13)}。

図2. 1は直流電源駆動、直流電圧出力の磁界検出用のアモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサ回路である。この回路の磁界検出コイルは直径 $125 (\mu m)$ 、長さ $7 (mm)$ の零磁歪アモルファスワイヤを磁心とし、そこに直径 $0.1 (mm)$ のビニル被覆銅線を

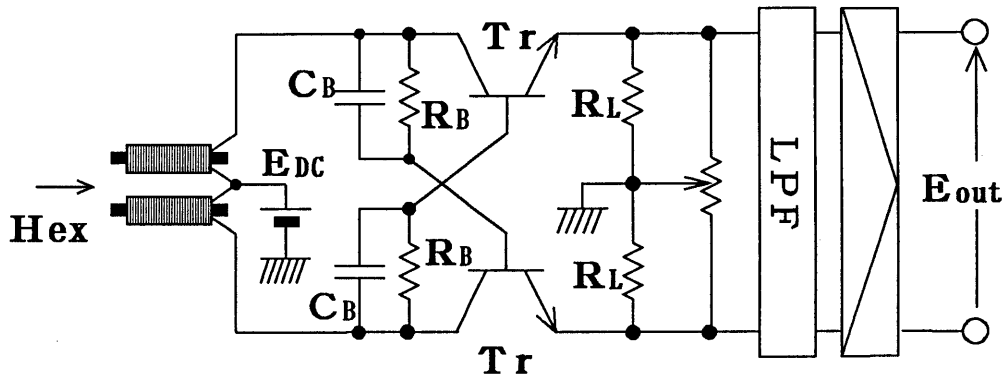


図 2. 1 アモルファス二磁心マルチバイブレータ型
磁界センサ回路

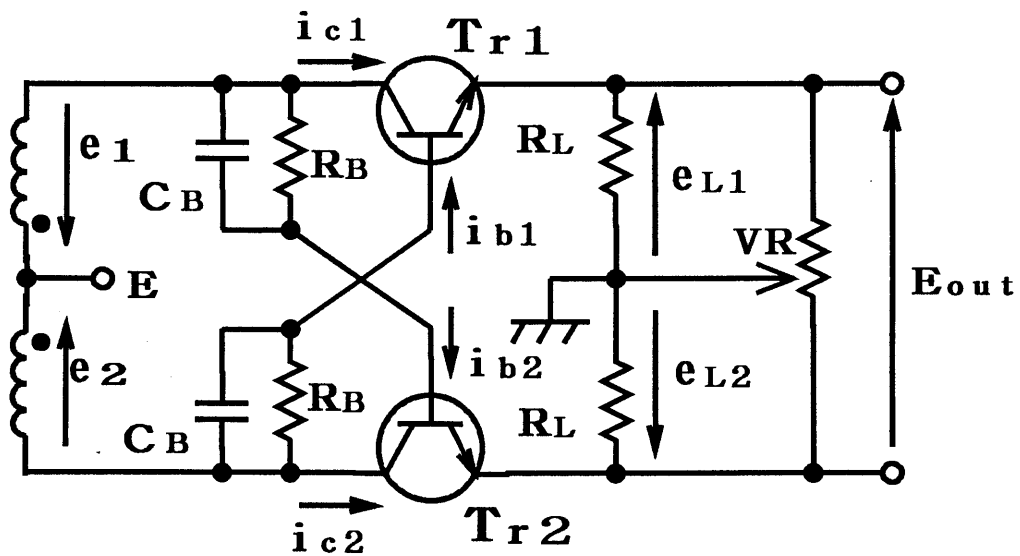


図 2. 2 二磁心形マルチバイブレータ型磁界センサ回路
解析モデル

巻いたものであり、そのコイルの寸法は直径2 (mm)、長さ5 (mm)である。磁心に用いたアモルファスワイヤは

$(\text{Fe}_{40}\text{Co}_{60})_{72.5}\text{Si}_{12.5}\text{B}_{0.5}$ で組成され、ワイヤの結晶化温度は550 (°C)と高いため、コイルの最高使用温度を高くできる。また、零磁歪のため、振動による応力の影響を受けにくい。また、センサ回路の動作では、低温微結晶化の影響を受けやすいBH曲線における磁壁移動領域を避けて回転磁化領域を使用しているため、温度による影響も受けにくく、高い温度安定性が得られる。トランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} はスイッチングのためのトランジスタ、 R_B はベース電流制限抵抗、 C_B はスピードアップコンデンサ、 R_L はダミー抵抗、 V_R は零点調整用可変抵抗である。二つの磁心と T_{r1} 、 T_{r2} を介して発振型ブリッジが構成されている。外部磁界 H_{ex} が印加された場合、二つの R_L の電圧降下の差がセンサの出力電圧となる。本回路の特徴は次の通りである⁶⁾。

- ① 各磁心の動作点は回転磁化領域に配置され、またその領域で磁束変化が行われているので、安定でかつ経年変化がほとんどない。
- ② 低損失であるため、マルチバイブレータの発振周波数を数十 (kHz)～数百 (kHz)に設定することができる。センサ回路としての遮断周波数 f_{-3dB} は、その発振周波数から復調することによって信号を得るので、数 (kHz)となり、高速応答型である。
- ③ センサが使用される温度では、ワイヤの温度特性が安定な領域にあるため、200 (°C)近くまで安定な使用が可能である。

2. 3 アモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサの磁界検出

2. 3. 1 マルチバイブレータの発振動作^{9), 15)}

アモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサの磁界検出解析にあたり、図 2. 2 に示すような二磁心マルチバイブレータ回路を考え、以下のような仮定をする。

- ① スイッチングトランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} は理想的なダイオード特性を持ち、電荷蓄積効果は無視する。
- ② 磁界検出コイル両端の誘導電圧 e_1 、 e_2 に対して R_L による電圧降下 e_{L1} 、 e_{L2} は十分小さいものとする。
- ③ トランジスタが ON の時のコレクター-エミッタ間電圧 V_{CE} およびコイルの巻線抵抗は無視する。
- ④ 磁心のインダクタンスは線形化インダクタンスとし、それぞれ L_1 、 L_2 とする。磁界を印加した場合、 $L_1=L+\Delta L$ 、 $L_2=L-\Delta L$ とする。この ΔL は後述するように、磁心の磁気特性によって生ずる磁心のインダクタンスの変化分である。

R_B 、 C_B が同時に存在する場合は解析が複雑になる。本研究で用いた回路では、 $R_B=20$ (k Ω)、 $C_B=2200$ (pF)、マルチバイブレータの発振周波数 $f_{osc}=1.25$ (MHz) である。 C_B のリアクタンス $1/(\omega C_B) \doteq 58$ (Ω) であり、 R_B と C_B とは並列に接続されているため、 R_B を無限大とし、 C_B のみが存在する場合についての解析を行う。

二磁心マルチバイブレータ回路の発振周期のうち、 T_{r1} が ON、 T_{r2} が OFF の期間を T_{ON1} ($0 \leq t \leq T_1$) とし、 T_{r1} が OFF、 T_{r2} が ON の期間を T_{ON2} ($0 \leq t \leq T_2$) とする。期間 T_{ON1} では次式が成り立つ。

$$E = L_1 \frac{d i_{c1}}{d t} \dots\dots\dots (2.1)$$

$$E = L_2 \frac{d i_{b1}}{d t} + \frac{1}{C_B} \int i_{b1} d t \dots\dots\dots (2.2)$$

更に、 T_{ON1} から T_{ON2} へと反転する瞬間、 $t=T_1$ において、コレクタ電流はベース電流の β （エミッタ接地電流増幅率）倍となり、次式が成立するものとする。

$$i_{c1}(T_1) = \beta i_{b1}(T_1) \dots\dots\dots (2.3)$$

C_B の初期電荷を零とすれば、(2.1)、(2.2)式の解は次式のようになる。

$$i_{c1}(t) = \frac{E}{L_1} t + i_{c1}(0) \quad (0 \leq t \leq T_1) \dots\dots\dots (2.4)$$

$$i_{b1}(t) = \omega_2 C_B E \sin \omega_2 t + i_{b1}(0) \cos \omega_2 t \quad (0 \leq t \leq T_1) \dots\dots\dots (2.5)$$

ただし、 $i_{c1}(0) : t=0$ の時の i_{c1} の値

$i_{b1}(0) : t=0$ の時の i_{b1} の値

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_B}}$$

同様に期間 T_{ON2} においても次式が成り立つ。

$$E = L_2 \frac{d i_{c2}}{d t} \dots\dots\dots (2.6)$$

$$E = L_1 \frac{d i_{b2}}{d t} + \frac{1}{C_B} \int i_{b2} d t \dots\dots\dots (2.7)$$

$$i_{c2}(T_2) = \beta i_{b2}(T_2) \dots\dots\dots (2.8)$$

(2. 6)、(2. 7) 式の解は次式になる。

$$i_{c2}(t) = \frac{E}{L_2}t + i_{c2}(0) \quad (0 \leq t \leq T_2) \quad \dots\dots\dots (2. 9)$$

$$i_{b2}(t) = \omega_1 C_B E \sin \omega_1 t + i_{b2}(0) \cos \omega_1 t \quad (0 \leq t \leq T_2) \quad \dots\dots\dots (2. 10)$$

ただし、 $i_{c2}(0)$: $t=0$ の時の i_{c2} の値

$i_{b2}(0)$: $t=0$ の時の i_{b2} の値

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_B}}$$

ここで、 T_{ON1} と T_{ON2} とのベース電流、コレクタ電流の境界条件は次式のようになる。

$$i_{c1}(T_1) = i_{b2}(0) \quad \dots\dots\dots (2. 11)$$

$$i_{b1}(T_1) = i_{c2}(0) \quad \dots\dots\dots (2. 12)$$

$$i_{c2}(T_2) = i_{b1}(0) \quad \dots\dots\dots (2. 13)$$

$$i_{b2}(T_2) = i_{c1}(0) \quad \dots\dots\dots (2. 14)$$

(2. 11) ~ (2. 14) 式の境界条件から $i_{c1}(0)$ 、 $i_{b1}(0)$ 、 $i_{c2}(0)$ 、 $i_{b2}(0)$ を求めると、 T_{ON1} 、 T_{ON2} でのベース電流、コレクタ電流は次式になる。

$$i_{c1}(t) = \frac{E}{L_1}t + \omega_1 C_B E \quad \dots\dots\dots (2. 15)$$

$$i_{b1}(t) = \omega_2 C_B E \sin \omega_2 t + \left(\frac{E}{L_2} T_2 + \omega_2 C_B E \right) \cos \omega_2 t \quad \dots\dots\dots (2. 16)$$

$$i_{c2}(t) = \frac{E}{L_2}t + \omega_2 C_B E \quad \dots\dots\dots (2. 17)$$

$$i_{b2}(t) = \omega_1 C_B E \sin \omega_1 t + \left(\frac{E}{L_1} T_1 + \omega_1 C_B E \right) \cos \omega_1 t \dots\dots\dots (2.18)$$

また、 T_{ON1} 、 T_{ON2} の長さ、 T_1 、 T_2 は次式となる。

$$T_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_2 C_B} \dots\dots\dots (2.19)$$

$$T_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C_B} \dots\dots\dots (2.20)$$

次に、このセンサの出力電圧 E_{out} は次式で計算される。

$$\begin{aligned} E_{out} &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} e_{L1} dt - \frac{1}{T_2} \int_0^{T_2} e_{L2} dt \\ &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} R_L i_{c1}(t) dt - \frac{1}{T_2} \int_0^{T_2} R_L i_{c2}(t) dt \dots\dots\dots (2.21) \end{aligned}$$

(2.21) 式に (2.15) 式の $i_{c1}(t)$ 、(2.17) 式の $i_{c2}(t)$ を代入すると次式が得られる。

$$E_{out} = \frac{R_L E}{2} \left(\frac{T_1}{L_1} - \frac{T_2}{L_2} \right) + C_B E (\omega_1 - \omega_2) \dots\dots\dots (2.22)$$

ここで、コイルのインダクタンスが磁界の入力によって L_1 、 L_2 が次式のように ΔL 分だけ変化するものとする。

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= L - \Delta L \\ L_2 &= L + \Delta L \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.23)$$

(2.22) 式に (2.23) 式を代入し、 $L \gg \Delta L$ とすると次式が得られる。

$$E_{out} = 3 \left(1 - \frac{\pi}{4} \right) R_L E \sqrt{\frac{C_B}{L}} \frac{\Delta L}{L} \dots\dots\dots (2.24)$$

よって、出力電圧 E_{out} は R_L 、 E およびコイルのインダクタンスの変化分 ΔL に比例し、 L の $3/2$ 乗に反比例することがわかる。また、このマルチバイブレータの発振周波数 f_{osc} (Hz) は次式になる。

$$f_{osc} = \frac{1}{T_1 + T_2} \doteq \frac{1}{\pi \sqrt{LC_B}} \dots\dots\dots (2.25)$$

2. 3. 2 外部磁界印加時の磁界検出動作

いま、外部磁界 H_{ex} の絶対値測定の場合を考える。図 2. 3 は反磁界 H_b を考慮した場合の被検出磁界 H_{ex} による二磁心の磁束 (Φ) - 磁界 (H) 特性の変化モデル図である。 H_{ex} が印加された時、 H_{ex} により両磁心 (core 1, 2) の $\Phi - H$ 特性上の動作点は互いに逆方向に移動し、両磁心のインダクタンスに差が生じ、出力電圧 E_{out} が得られる。ここで、磁束 (Φ) - 電流 (I) 特性を図 2. 4 のような特性とし、 H_{ex} が印加された時のインダクタンス L を求める。

図 2. 3 中の磁界 H_b 、 H_m と図 2. 4 中の電流 I_b 、 I_m との関係は次式で表される。

$$I_b = \frac{Q_c}{N} (H_b - H_{ex}) \dots\dots\dots (2.26)$$

$$I_m = \frac{Q_c}{N} H_m \dots\dots\dots (2.27)$$

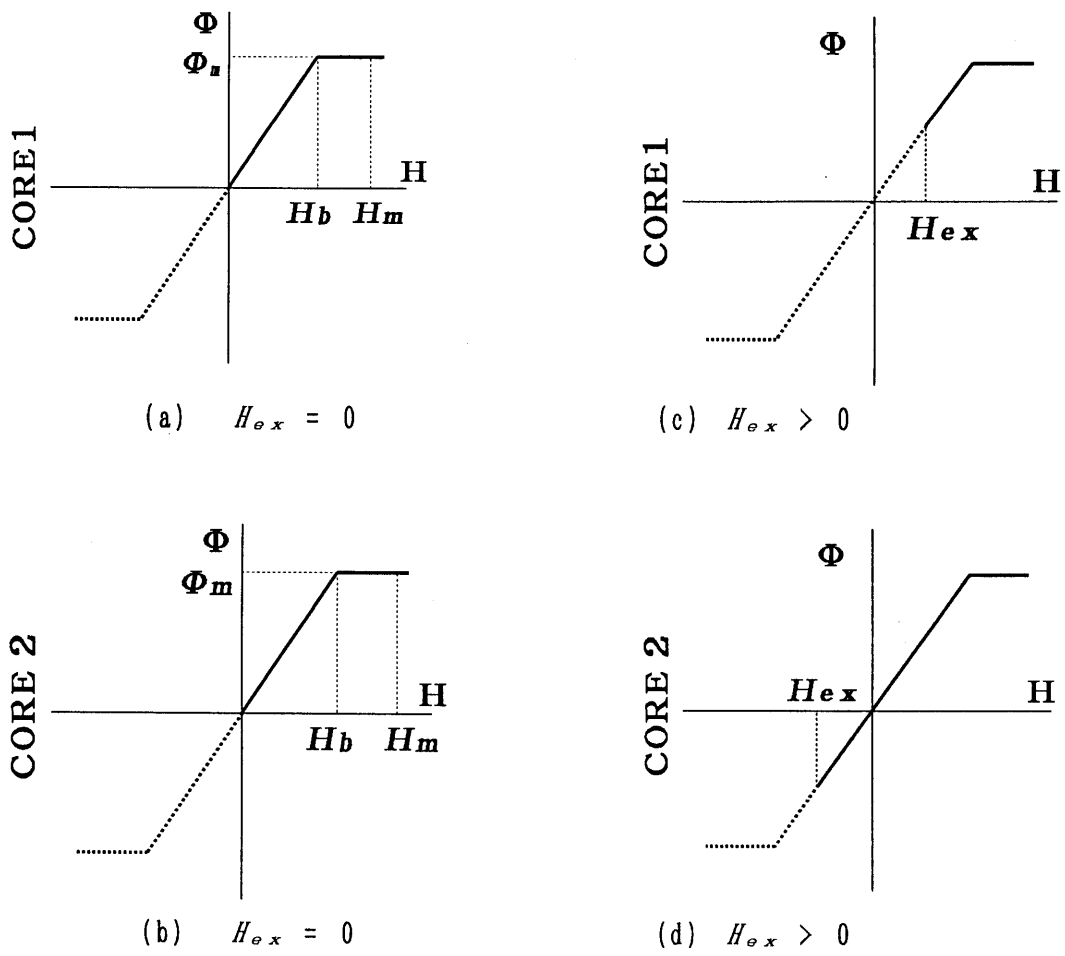


図 2. 3 磁心の磁束 (Φ) - 磁界 (H) 特性モデル

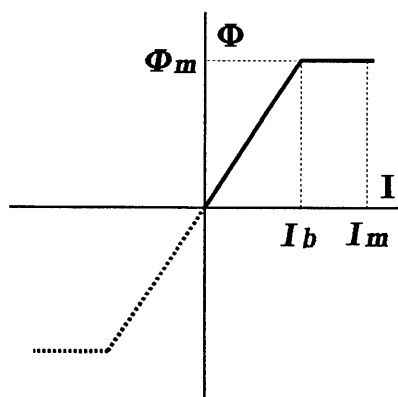


図 2. 4 磁束 (Φ) - 電流 (I) 特性モデル

ただし、 l_c : 磁路長、 N : コイル巻数

図 2. 3 (c) より、磁界が H_{ex} から H_b まで変化したときの磁束の変化分 Φ' は次式になる。

$$\Phi' = \Phi_m \frac{H_b - H_{ex}}{H_b} \dots\dots\dots (2.28)$$

従って、電流が $I_m (> I_b)$ のときのインダクタンスは次式で表される。

$$L = \frac{\Phi'}{I_m} = k \frac{H_b - H_{ex}}{H_m} \dots\dots\dots (2.29)$$

$$\text{ただし、 } k = \frac{\Phi_m}{I_{b0}} \dots\dots\dots (2.30)$$

$$I_{b0} = \frac{l_c}{N} H_b \dots\dots\dots (2.31)$$

従って、 H_{ex} が変化したことによって変化するインダクタンス分 ΔL は次式になる。

$$\Delta L = k \frac{H_{ex}}{H_m} = \frac{\Phi_m H_{ex}}{H_b I_m} \dots\dots\dots (2.32)$$

さらに、回路に流れる電流の最大値 I_m はベース電流の $\omega t - \theta = 0$ のときであり、次式になる。

$$I_m = \frac{E}{L_2} T_2 + \omega_2 C_B E \dots\dots\dots (2.33)$$

よって、センサの出力電圧 E_{out} は (2.24) 式に、(2.32)

式、(2.33)式を代入すると、次式が得られる。

$$E_{out} = \frac{3}{2} \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{R_L \Phi_m H_{ex}}{L H_b} \dots \dots \dots (2.34)$$

2.4 磁界検出特性

図2.5はワイヤ長 l_w を変化させたときの直流磁界検出特性を示す¹⁰⁾。 l_w の減少とともにワイヤ軸方向の反磁界 H_b が強まることにより、(2.34)式に示すように特性曲線の勾配が減少し、感度が低下している。しかし、同時に磁界と出力電圧とが比例関係にある磁界測定範囲は拡大される。従って、測定磁界範囲に応じてセンサのアモルファスワイヤ長 l_w を可変することにより、最適な検出感度、磁界測定範囲を得ることができる。

図2.6はワイヤ長 $l_w = 4$ (mm)、巻数120回としたとき、磁心の温度を変化させた場合の直流磁界検出特性である¹⁴⁾。図2.6より室温(26(°C))から約200(°C)の温度範囲でほぼ安定に動作していることがわかる。

次に、図2.7にこの磁界センサの周波数特性を示す^{10), 14)}。入力磁界は振幅80(A/m)の交流磁界である。これにより、約20(kHz)までの周波数応答を持っていることがわかる。この時のセンサのマルチバイブレータの発振周波数は約200(kHz)である。この特性は、マルチバイブレータ回路の出力段に接続されているローパスフィルタの遮断周波数にも影響されるので、マルチバイブレータの発振周波数およびローパスフィルタの遮断周波数を高くすることにより、さらに伸びるものと考えられる。

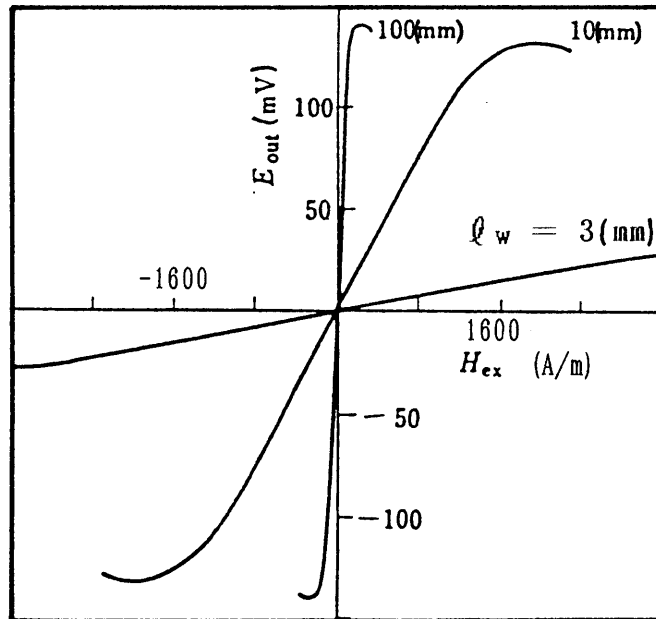


図 2. 5 アモルファスワイヤ長 l_w をパラメータとした
直流磁界検出特性

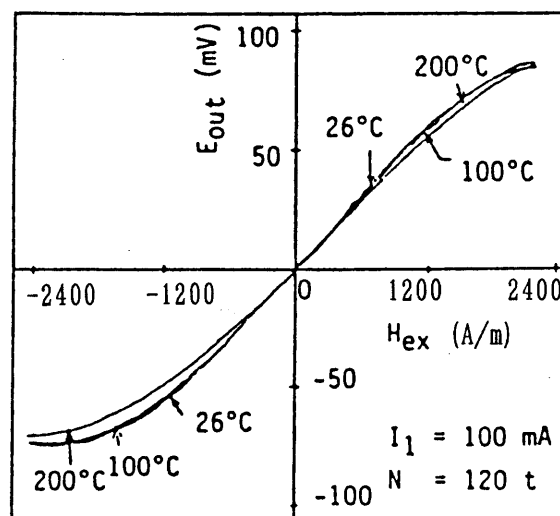


図 2. 6 磁界検出コイル部の温度をパラメータとした
直流磁界検出特性

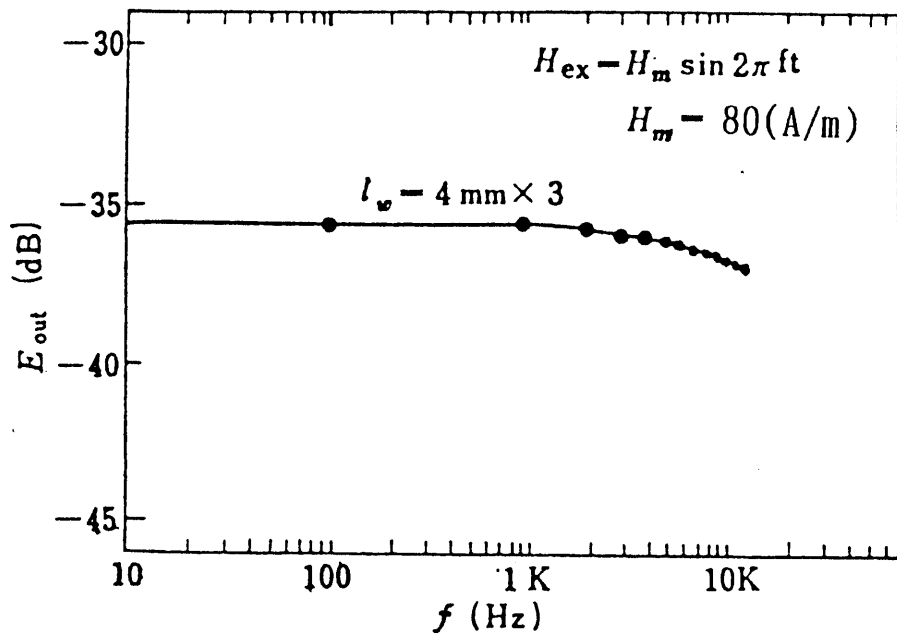


图 2. 7 周波数特性

2. 5 負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサ

アモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサの磁界検出特性は2. 4節で述べた。このアモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサ（以下a-MVB磁界センサと略記）の特性改善のため負帰還をa-MVB磁界センサに施した。

2. 5. 1 負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサの構成

a-MVB磁界センサの出力の非直線性やヒステリシス、温度依存性の除去のために、磁界検出コイルに負帰還用巻線を巻き、フィードバック磁界 H_n をコイルに施すことにより、負帰還をかける¹²⁾。

図2. 8に負帰還方式a-MVB磁界センサのプロックダイアグラムを示す。センサ出力電圧 E_{out} と外部磁界 H_{ex} との関係はドリフト電圧 δE_{out} を考慮しない場合は次式で表される。

$$E_{out} = \frac{F A}{1 + F A G} H_{ex}$$
$$\doteq \frac{H_{ex}}{G} \dots\dots\dots (2.35)$$

(2.35)式での近似では、図2. 8の閉ループゲイン $F A G \gg 1$ としている。さらに、(2.35)式は次式のように変形できる。

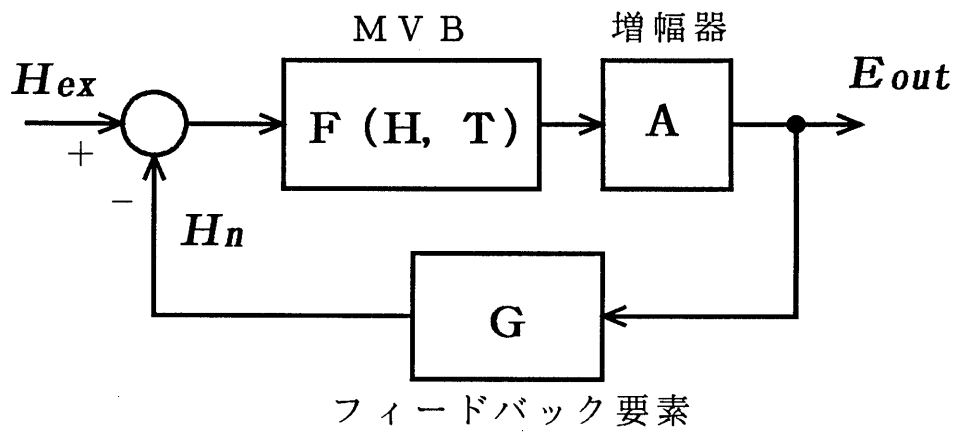


図 2. 8 負帰還方式 a-MVB磁界センサの
ブロックダイアグラム

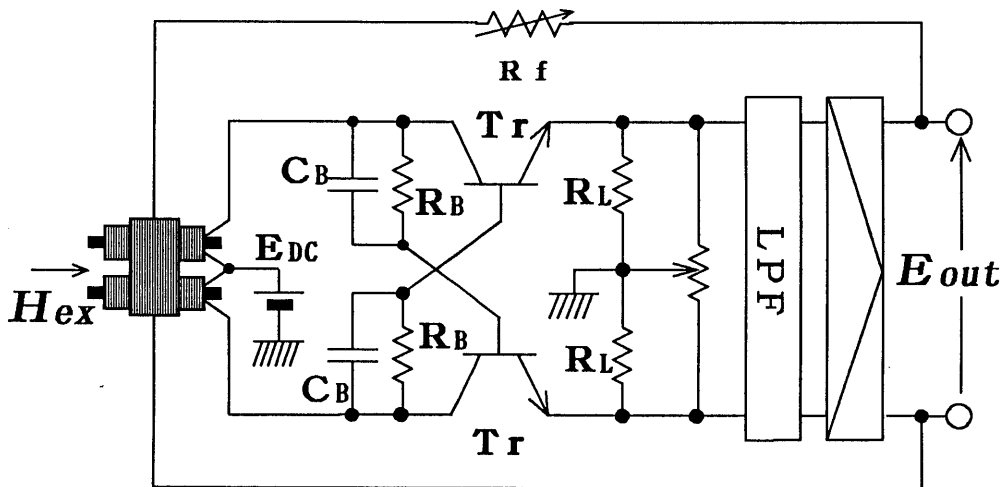


図 2. 9 負帰還方式 a-MVB型磁界センサ回路

$$E_{out} = \frac{q_c R_f}{N_f} H_{ex} \dots \dots \dots (2.36)$$

ただし、 q_c : コイル長、 R_f : 負帰還抵抗

N_f : 負帰還巻線の巻数

従って、閉ループゲイン $FAG \gg 1$ とすると、 E_{out} は、磁界 H や温度 T に依存する MVB の磁界検出感度 F と独立となり、検出感度は R_f により可変となる。

図 2. 9 は負帰還方式 a-MVB 磁界センサの回路である。負帰還コイルは図 2. 1 の負帰還を施す前の二つの磁界検出コイルを磁心として直径 0.1 (mm) のビニル被覆導線を巻くことによって構成されている。初段は磁心 2 個とダミー抵抗 R_L とで a-MVB を構成している。2 段目はノーマルモード、コモンモードノイズ対策を含めた、カットオフ周波数 5 (kHz) のローパスフィルタである。これは MVB の発振周波数成分を除去し、信号のみを伝達する。最終段は、磁界検出コイルの負帰還巻線に出力電圧に比例した電流を流すための電流増幅回路である。

2. 5. 2 負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイプレータ型磁界センサ特性

図 2. 10 は、負帰還方式 a-MVB 磁界センサの直流磁界検出特性である。比較として負帰還を施さない a-MVB 磁界センサの特性も併せて示す。この負帰還方式 a-MVB 磁界センサで用いた磁界検出コイルは 5 (mm) 長零磁歪アモルファスワイヤ 3 本を磁心とし、巻数 N は 160 回、またフィードバックコイル巻数 N_f は 120 回である。負帰還をかけない場合の特性に比べて、直線性、入力磁界 H_{ex} と出力電圧 E_{out} とが比例関係にある範囲の拡大など著しい改善がみられる。±3200 (A/m) の範囲において、非直線性は 0.4 (%FS) 以下、ヒステリシスは 0.2 (%FS) 以下である。また、負帰還をかけた場合の特性の

3200 (A/m)以上での出力電圧の飽和はセンサ回路の電源電圧によるものである。

図2. 1 1は負帰還抵抗 R_f をパラメータとしたときの直流磁界検出特性（センサの磁界検出コイルは7 (mm)長の零磁歪アモルファスワイヤ3本を磁心とした巻数200回、フィードバックコイル巻数200回）である。（2. 36）式からわかるように、磁界検出感度が R_f によって変化し、負帰還を多くかけること（負帰還抵抗 R_f を小さくする）によって磁界検出感度が減少し、磁界測定範囲が拡大されていることがわかる。

図2. 1 2は負帰還コイル巻数 N_f をパラメータとしたときの直流磁界検出特性（センサの磁界検出コイルは7 (mm)長の零磁歪アモルファスワイヤ3本を磁心とした巻数200回、負帰還抵抗 R_f は50 (Ω))である。この特性も（2. 36）式に示されるように、 N_f の増加によって磁界検出感度が減少し、磁界測定範囲が拡大されているのがわかる。図2. 1 1、図2. 1 2の $N_f=200$ 、 $R_f=50$ (Ω)の時の特性が異なるのは、センサの出力段のアンプのゲインを変化させたためである。従って、この負帰還方式a-MVB磁界センサはアモルファスワイヤ長 l_0 、負帰還抵抗 R_f 、負帰還コイル巻数 N_f を適当に選択することにより検出対象に適した検出感度、測定範囲を得ることが可能である。

図2. 1 3は、センサの磁界検出コイル部の温度変化に対する負帰還方式a-MVB磁界センサの直流磁界検出特性である。-196 ($^{\circ}\text{C}$)（液体窒素温度）～180 ($^{\circ}\text{C}$)までの温度範囲において、磁界検出感度の温度変化は、0.009 (%FS/ $^{\circ}\text{C}$)以下となっており、優れた温度安定性を持っている。これは、負帰還をかけたことにより、磁界検出感度がコイル部の温度に依存しなくなったためである。

図2. 1 4は、ホール素子、a-MVB磁界センサのそれぞれ磁界検出部分に800 (A/m)の直流磁界を印加し、磁界検出部分の周囲温度を室温から120 ($^{\circ}\text{C}$)まで変化させた場合の出力電圧の変化を示している。縦軸は、室温での出力電圧 $E_{out}(R.T.)$ に対する横軸の温度

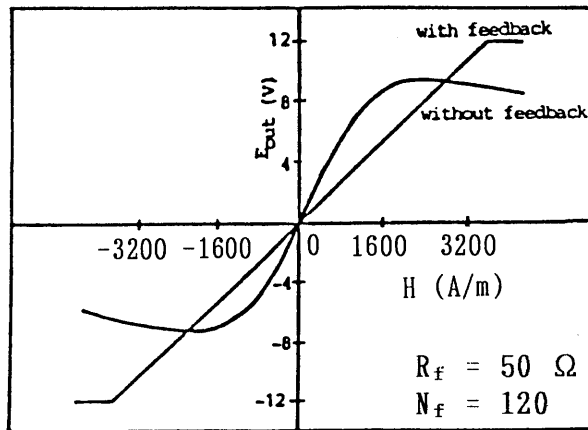


図 2. 1 0 直流磁界検出特性

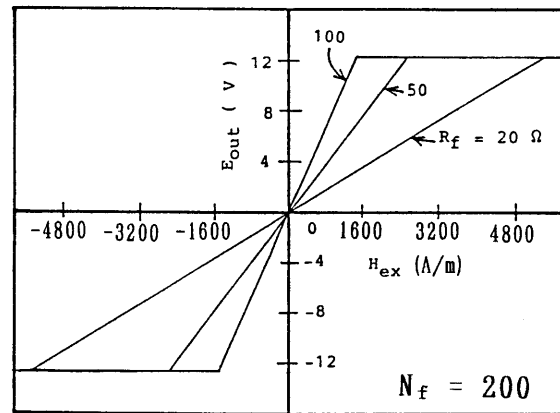


図 2. 1 1 R_f をパラメータとした直流磁界検出特性

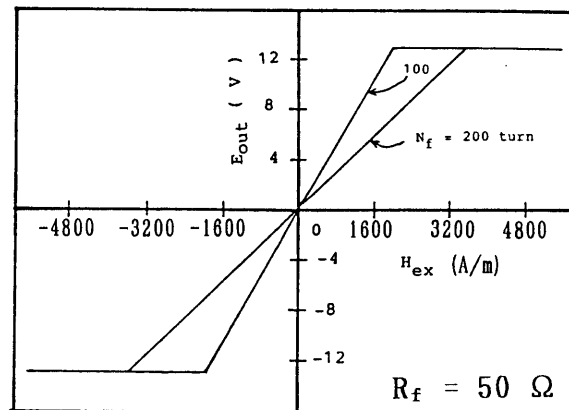


図 2. 1 2 N_f をパラメータとした直流磁界検出特性

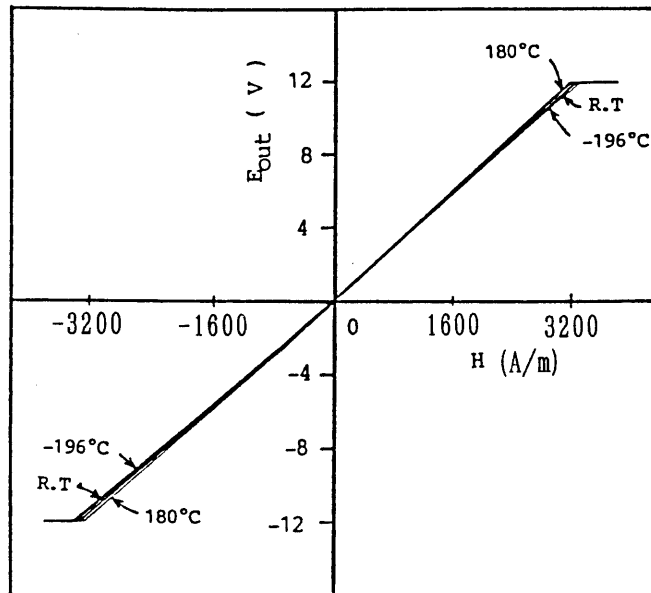


図 2. 1 3 磁界検出感度の温度安定性

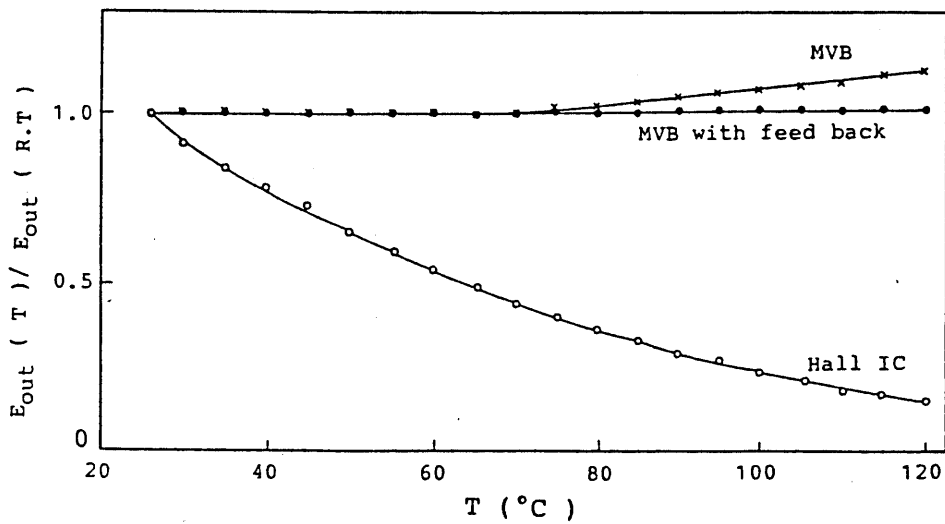


図 2. 1 4 ホール素子、 α -MVB磁界センサの温度安定性

での出力電圧 $E_{out}(T)$ の比である。a-MVB磁界センサは負帰還をかけた場合とかけない場合との2通りで実験を行った。ホール素子の出力電圧は温度上昇とともに減少し、120(°C)での出力電圧は室温時のその約20(%)まで変動している。それに対して、a-MVB磁界センサの出力電圧は70(°C)まで負帰還の有無にかかわらず一定である。それ以上の温度では、負帰還なしのa-MVBセンサの出力電圧は約15(%)上昇しているが、負帰還ありのa-MVBセンサの出力電圧は室温時の出力電圧を保っている。従って、負帰還方式a-MVB磁界センサの温度安定性が著しく優れていることがわかる。

図2. 15に負帰還方式a-MVB磁界センサの周波数特性である。遮断周波数は5(kHz)となっている。4(kHz)近傍でのピークは負帰還ループに並列に接続されたコンデンサと磁心のインダクタンスとの共振によるものと考えられる。

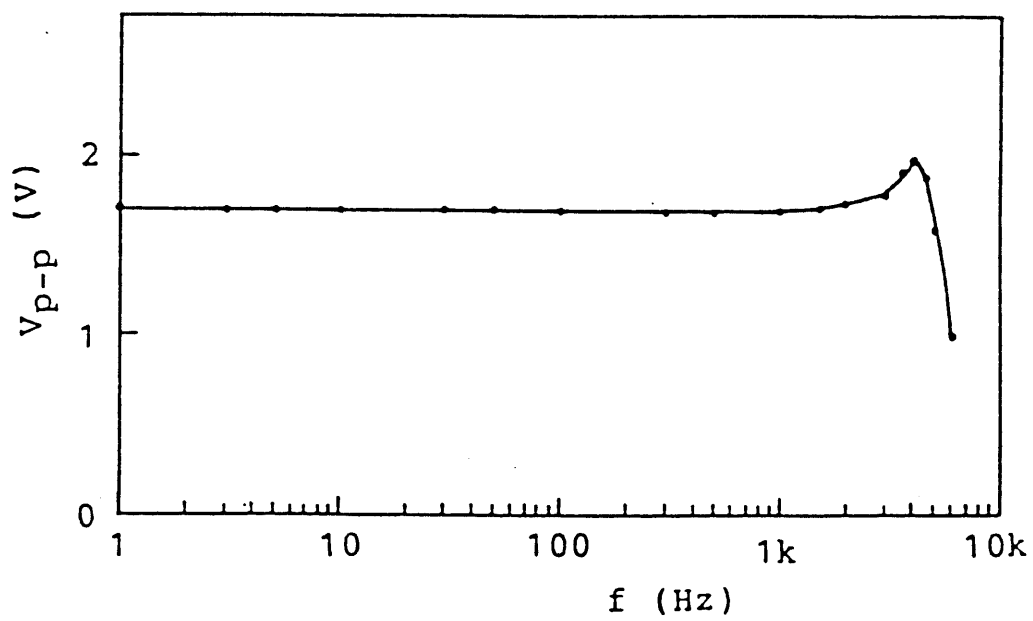


图 2. 1 5 周波数特性

2. 6 アモルファス磁気インピーダンス型磁界センサ

2. 6. 1 磁気インピーダンス効果

磁気インピーダンス（以下MIと略記）効果とは、強磁性体のインピーダンスが外部磁界 H_{ex} により変化することをいう。

図2. 16に示すように^{16), 17)}、高周波電流 i_a がアモルファスワイヤに流れている。FeCoSiBのアモルファスワイヤをMI素子に用いると、 i_a がある周波数において、ワイヤ両端の電圧振幅が400(A/m)の H_{ex} で入力磁界ゼロでの出力電圧に対して40~60(%)の割合で変化する。一方、磁歪が -5×10^{-6} のCoSiBアモルファスワイヤでは、FeCoSiBのワイヤと比較して広い磁界印加範囲に対して低感度のMI効果が得られる。これは円周方向の異方性がFeCoSiBのワイヤよりも大きいためであるが、強磁界（つまり大電流）センサを構成するのには適している。本論文では、モータ用のセンサとして、CoSiBアモルファスワイヤとし、130(μ m)径、5(mm)長のas-cast $Co_{72.5}Si_{12.5}B_{15}$ のワイヤ（ユニチカ(株)製）を強磁界センサに用いた。

2. 6. 2 アモルファス磁気インピーダンス型磁界センサ

図2. 17はMI素子としてCoSiBワイヤを用いたアモルファスMI型磁気センサ回路である。二つのMI素子とコンデンサCとが共振回路を構成しており、二つのスイッチングトランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} の増幅作用により発振が持続する。そのため、正弦波的な電流がMI素子に流れ、CoSiBワイヤ内に円周方向磁界 H_c を作る。 R_b はベース電流制限抵抗、 C_b の蓄積電荷放電用として、 C_b はスピードアップコンデンサとして作用する。トランジスタ T_{r1} が飽和した時、MI素子の両端間の交流電圧 e_{w1} はダミー抵抗 R_L 間電圧 e_{L1}

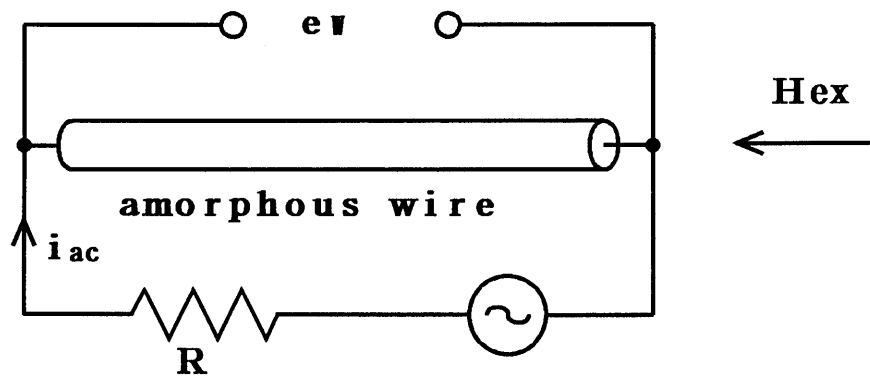


図 2. 16 MI 効果の実験回路

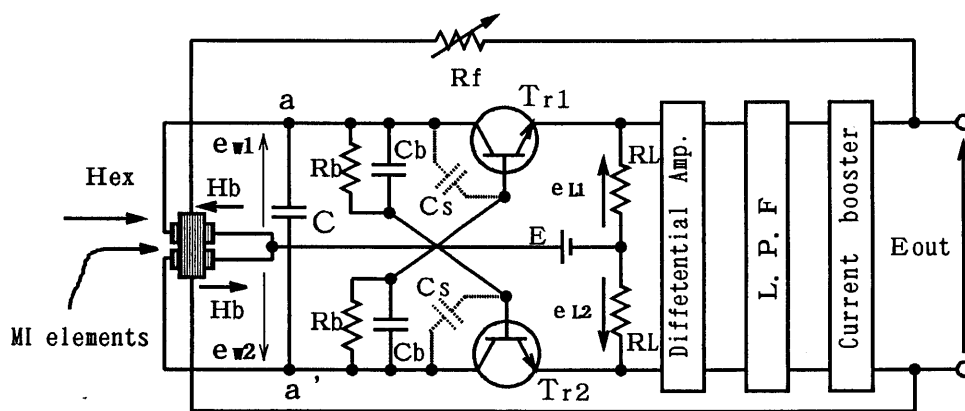


図 2. 17 アモルファスMI型磁界センサ回路構成

にほぼ等しい。二つの直流バイアス磁界は二つのMI素子に逆向きに印加されて動作点がシフトする。いま、 H_{ex} が印加されると $|e_{L1}|$ と $|e_{L2}|$ とに差が生じる。従って、ローパスフィルタを通して発振周波数の電圧（搬送波）を除去しても、 H_{ex} に比例したセンサ出力電圧 E_{out} が得られる。

二つのMI素子（ L_1 、 L_2 ）、コンデンサ C 、トランジスタ T_{r1} （ T_{r2} はOFF）で構成された回路はハートレー発振器と等価なので、発振周波数 f_{osc} はハートレー発振器の理論を用いて次式のように決定される。

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)C_{TOTAL}}} \dots\dots\dots (2.37)$$

$$\text{ただし、 } C_{TOTAL} = C + \frac{C_b C_s}{C_b + C_s}$$

L_1+L_2 が H_{ex} に対してほとんど変化しないため、 f_{osc} も H_{ex} に対してはほぼ一定である。回路の各回路定数を表2.1に示す。MI素子として130(μm)径、5(mm)長のCoSiBを用いた場合、室温中では f_{osc} は約10(MHz)であった。電流ブースタは E_{out} に比例したフィードバック電流 i_f を流している。共振型マルチバイブレータ型回路での発振動作は、 H_0 とフィードバック磁界 H_f 、直流バイアス磁界 H_b とが直交するために H_f や H_b の影響を受けない。

表2.1 MI素子大電流センサ回路定数

回路素子	定数值	回路素子	定数值
C	220 (pF)	C_b	1000 (pF)
R_b	50 (k Ω)	R_L	15 (Ω)

図2. 18 (a) は a-a' 間の電圧 $|e_{a-a'}|$ 対 $H_{o,x}$ 特性、同図 (b) はローパスフィルタ通過後の $|E_{out}|$ 対 $H_{o,x}$ 特性の写真である。 $H_{o,x}$ は振幅 8000 (A/m)、60 (Hz) の交流磁界であり、回路の $f_{o,s.c}$ は約 10 (MHz) である。実験結果から、 $H_{o,x}$ がゼロの時の出力電圧に対して $|e_{a-a'}|$ は約 8 (%) 減少した。

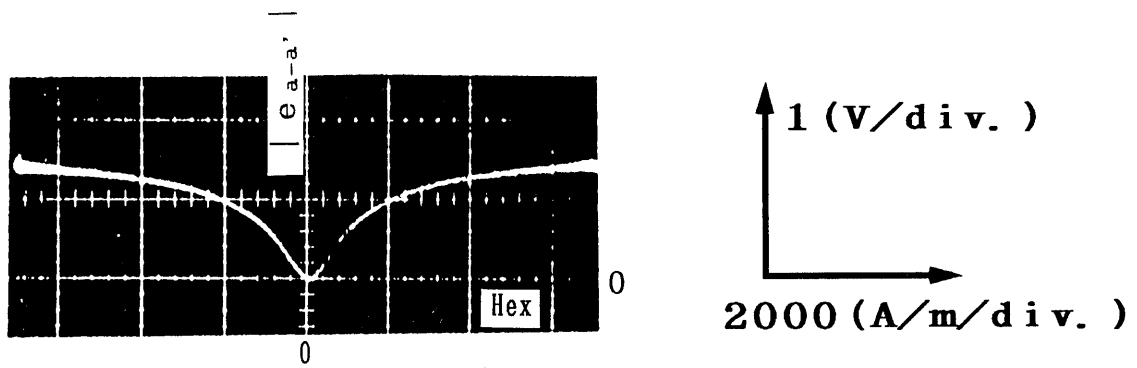
図2. 19 は M I 素子のペアを用いて線形な磁界検出特性を得るモデル図である。適切なバイアス磁界を加えることにより、2本の非線形カーブから、高直線性、高感度の特性が得られる。このモデルは図2. 17 に示されるように、3200 (A/m) の H_b を印加することによりセンサ回路に取り入れられている。実験では、 H_b は約 12 (AT) のフィードバックコイルを通じる直流電流で印加されているが、小形の永久磁石による印加も考えられる。

図2. 20 は振幅 3200 (A/m)、周波数 60 (Hz) の印加磁界 $H_{o,x}$ とした M I 型磁界センサの磁界検出特性である。非線形性 0.5 (%FS) 以下という高い線形性が得られた。ゼロ点ドリフトは、実験室での静止状態で、30分間に 50 (mV) でこの値は 1 (%FS) 以下であった。

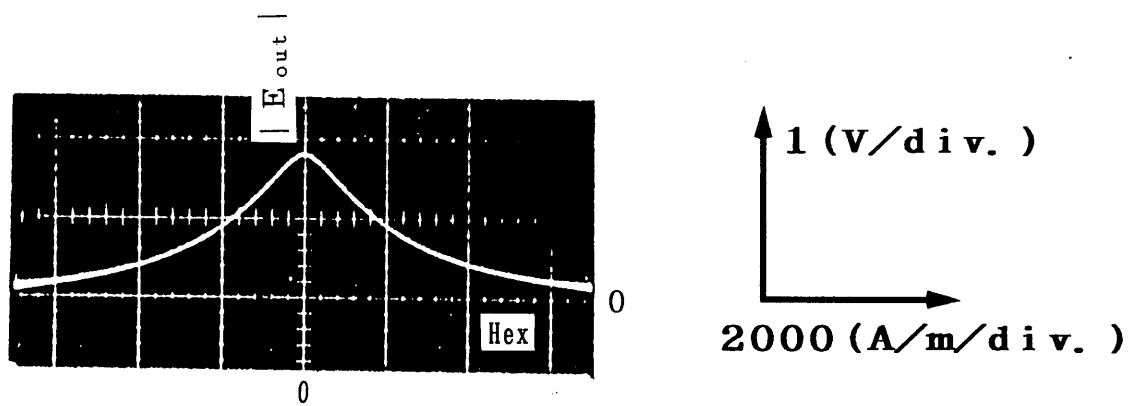
図2. 21 は $f_{o,s.c}$ が 10 (MHz)、 $H_{o,x}$ = 400 (A/m) において、負帰還ありのセンサと負帰還なしのセンサとの周波数特性である。負帰還をかけることにより、高域遮断周波数 f_c (E_{out} の -3 (dB)) として約 300 (kHz) が得られた。図2. 22 は 800 (A/m)、1 (kHz) の方形波磁界の検出波形である。検出波形には、位相遅れや立ち上がり、立ち下がりのなまりもなく、高い高速応答性を示しているのがわかる。

図2. 23 は、 $H_{o,x}$ = 800 (A/m) を印加し、温度制御器によってセンサの M I ヘッド周辺の温度を変化させたときの温度特性である。負帰還をかけることにより、出力電圧は 130 (°C) まで 0.01 (%FS) (また 150 (°C) まででは 0.07 (%FS)) の変動に抑えられ、温度変動に対して高い安定性が得られた。

図2. 24 は $H_{o,x}$ の方向と M I 素子ヘッド軸とがなす角度 (傾き角) による磁界検出感度の変化を示す。傾き角 80 度の感度は、0



(a) ワイヤ電圧 $|e_{a-a'}|$



(b) ダミー抵抗電圧 $|E_{out}|$

図 2. 18 ワイヤとダミー抵抗とのMI効果

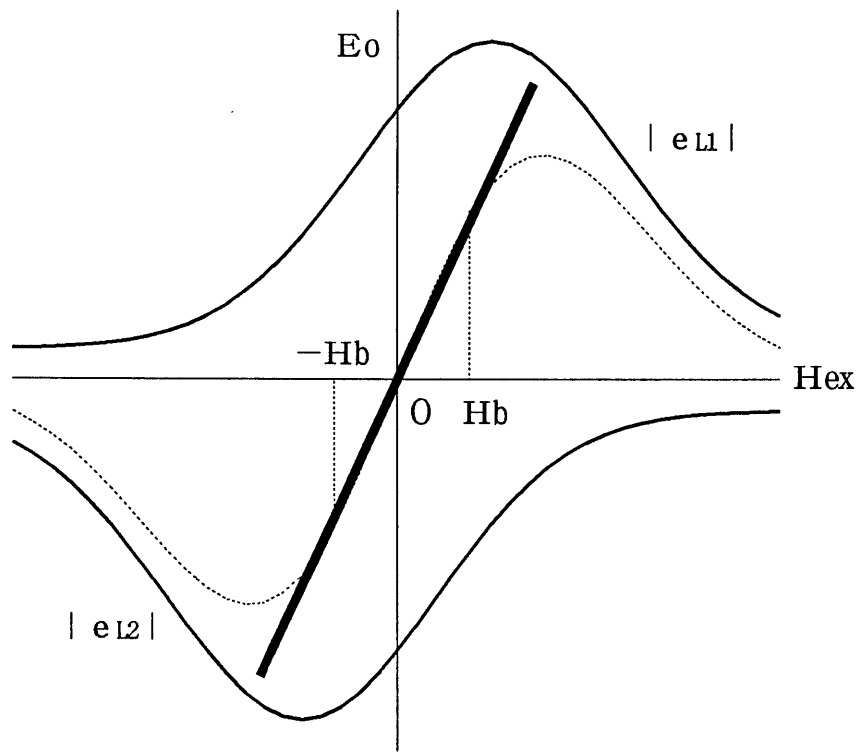


図 2. 1 9 磁界検出特性の線形化モデル図

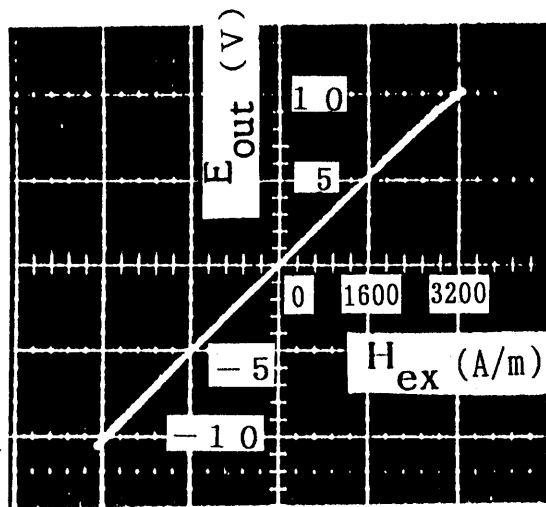


图 2. 20 磁界檢出特性

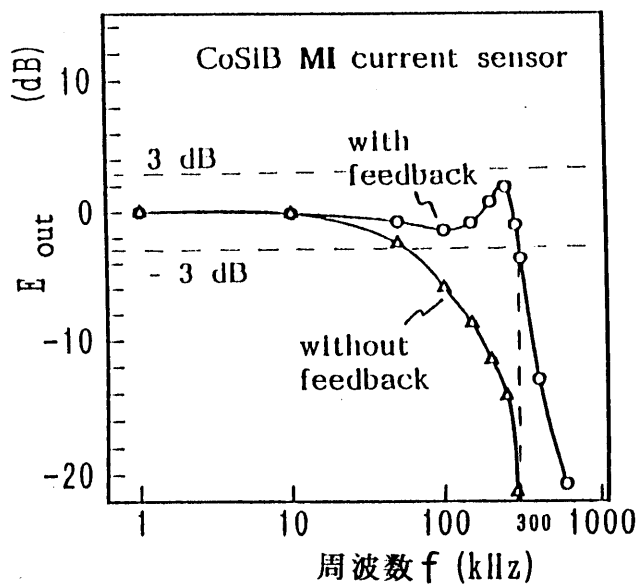


图 2. 21 周波数特性

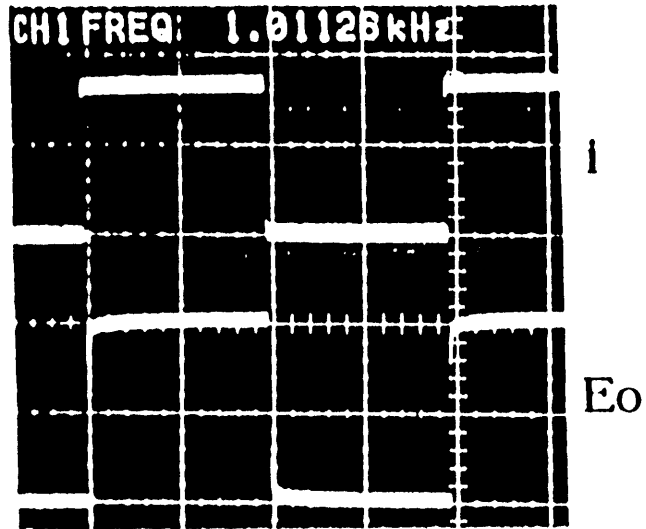


图 2. 2 2 方形波磁界檢出波形

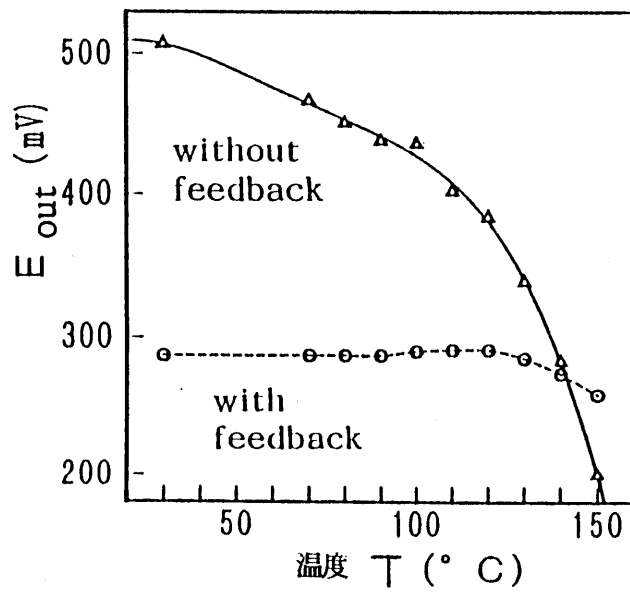


图 2. 2 3 温度特性

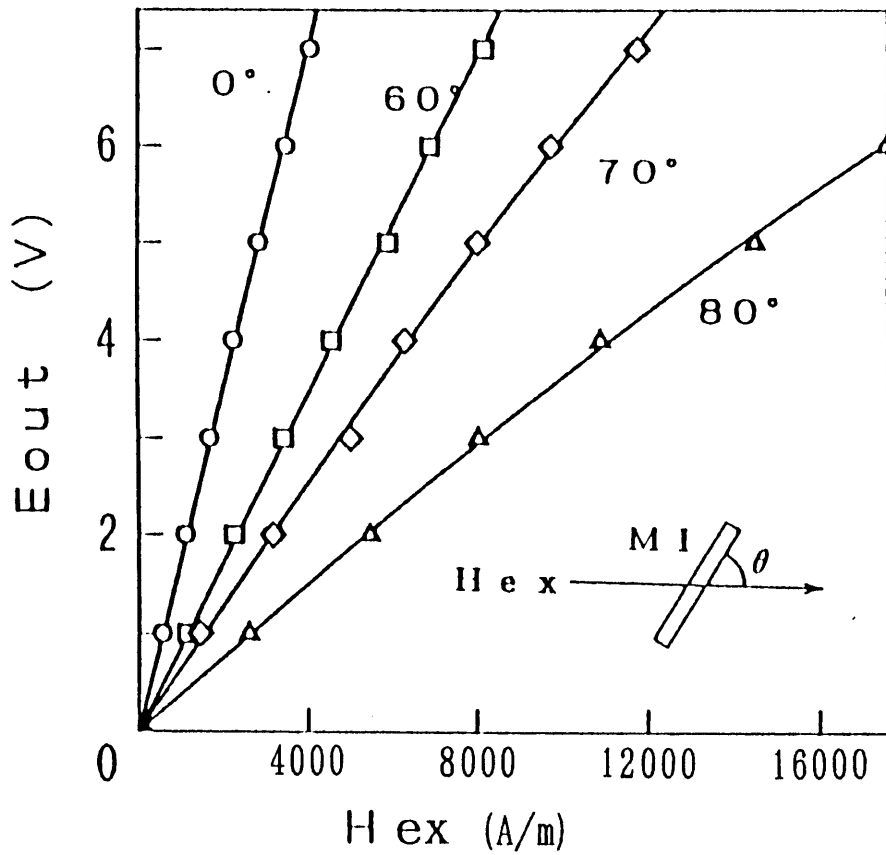


図2. 24 MI素子ヘッドの傾き角による磁界検出感度の変化

度での感度の1/4以下となり、80度での磁界検出範囲は、出力電圧が約6(V)以下では、0度の4倍以上となっている。しかし、80度での線形性は1(%FS)(0度では0.5(%FS))に低下している。0度、80度の電流検出範囲は、MIヘッドを導線から2.5(cm)離れた点での磁界を検出した場合、それぞれ500(A)、2000(A)の電流に対応している。

2. 7 結言

かご形誘導電動機の二次電流センサには、非接触による検出が必要であることから電流のまわりに発生する磁界を検出するアモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサを構成した。この磁界センサの磁界検出コイルには、零磁歪アモルファスを磁心に用い、さらに、磁界検出コイルを含む無安定マルチバイブレータ回路を構成し、さらに負帰還を施すことにより、次の結果が得られた。

- ① 零磁歪アモルファスワイヤを磁心とする磁界検出コイルは直径5(mm)、長さ7(mm)と小さく、零磁歪アモルファスワイヤを用いているため機械的振動にもロバストとなっている。
- ② 無安定マルチバイブレータ回路による磁気変調回路が印加磁界を磁界検出コイルのインダクタンスの変化に変換して印加磁界に比例した出力電圧を得ている。また、磁界検出感度はアモルファスワイヤの長さによって変化する。これはワイヤ長が長くなると、反磁界が減少するためである。
- ③ 負帰還をかけたアモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサはマルチバイブレータ回路のゲインと増幅器のゲインとの積を1よりも大きくすることにより、磁界検出コイル部の温度(-196(°C)~180(°C))に対してロバストであり、磁

界検出の直線性、ヒステリシスの除去および検出範囲の拡大など著しい改善がみられた。また、負帰還のゲインを適当に調整することにより、検出対象に最適な磁界検出感度、検出範囲を設定することができる。

④ CoSiBアモルファスワイヤをセンサヘッドとし、負帰還をかけた磁気インピーダンス型磁界センサは発振周波数が約10(MHz)の共振型マルチバイブレータ回路を用いて以下の特性が得られた。

- ・ 3200(A/m)までの磁界検出において非線形性0.5(%FS)という線形性
- ・ 高域遮断周波数約300(kHz)
- ・ 室温から130(°C)までの範囲において0.01(%/FS)というセンサヘッドの温度安定性

参考文献

- 1) 毛利：「アモルファス磁性体の開発とセンサ応用動向」，
センサ技術，Vol. 7, No. 1, pp.103-110, (1987)
- 2) K. Mohri, K. Yoshino, H. Okuda, and R. K. Malmhall:
"Highly Accurate Rotation-Angle Sensors Using Amorphous
Star-Shaped Cores", T. IEEE, Vol. MAG-22, No. 5,
pp. 409-411, (1986)
- 3) K. Mohri: "Recent Advances in the Field of Amorphous
Metal Sensors and Transducers", T. IEEE, Vol. MAG-20,
No. 5, pp. 942-947, (1984)
- 4) K. Mohri, Y. Mukai, K. Yasuda and K. Takayama: "New
Torque Sensors Using Amorphous Star-Shaped Cores",
T. IEEE, Vol. MAG-23, No. 5, pp. 2191-2193, (1987)
- 5) K. Mohri: "Application of Amorphous Alloys to Sensors
and Transducers", Proceedings of the 5th International
Conference on Rapidly Quenched Metals (RQ-5), Wurtzburg,
Germany (1984), Elsevier Science Publisher B. V.,
pp. 1687-1690, (1985)
- 6) 毛利：「アモルファス磁性体センサ - 磁性材料のセンサへ
の応用 -」，機械の研究，第38巻，第1号，pp. 150-160,
(1986)

- 7) 毛利：「磁気センサ」，日本応用磁気学会夏期講習会，
(1987)
- 8) 毛利：「センサとアクチュエータ」，第3回中部ハイテクプラ
ザシンポジウム，(1988)
- 9) 毛利、笠井、近藤、行徳、吉田：「アモルファスマイクロ磁
心マグネットメータによる誘導機二次電流の検出に関する検討」，
日本応用磁気学会誌，Vol. 8, No. 2, pp. 229-232, (1984)
- 10) K. Mohri, M. Nakano, Y. Mukai and Y. Yoshida:
"Detection of Secondary Current and Torque of Induction
Motors Using Amorphous Microcore Field Sensors",
T. IEEE, Vol. MAG-22, No. 5, pp. 397-399, (1986)
- 11) K. Mohri: "Amorphous Metal Sensor", Proceedings of
the Symposium on Magnetic Properties of Amorphous
Metals, Spain, May, 1987, Elsevier Science Publishers
B. V., pp. 360-366, (1987)
- 12) 向井、若山、毛利、奥田、小笠原：「負帰還アモルファス多
磁心マルチ形電流センサの耐外乱特性」，日本応用磁気学会誌，
Vol. 12, No. 2, pp. 399-402, (1988)
- 13) K. Mohri, K. Kasai, T. Kondo, H. Fujiwara and
M. Matsumoto: "Magnetometers Using Two Amorphous Core
Multivibrator Bridge", T. IEEE, Vol. MAG-19, No. 5,
pp. 2142-2144, (1983)

- 14) 毛利、中野、向井、吉田：「アモルファス磁界センサによる
かご形誘導電動機の二次電流およびトルクの検出」，電気学会
論文誌，Vol.107-D, No.1, pp.57-63, (1987)
- 15) 毛利、笠井、松本、近藤、藤原：「非晶質二磁心マルチバイ
ブレータブリッジによるマグネットメータ」，日本応用磁気学会
誌，Vol.7, No.2, pp.143-146, (1983)
- 16) K.Mohri, K.Bushida, M.Noda, H.Yoshida, L.V.Panina and
T.Uchiyama: "Magneto-Impeadance Element", T.IEEE on
Magnetics, Vol.MAG-30, to be published.
- 17) L.V.Panina, K.Mohri, M.Noda and K.Bushida: "Giant
Magneto-Inductive Effects in Amorphous Alloys", (invited),
J.Appl. Physics, (November issue 1994) to be published.

第3章 かご形誘導電動機の二次電流、定常トルクおよび ロータ振動の検出

3. 1 緒言

現在、工業用ロボットや工作機械、エレベータ、製鉄用圧延機などの制御の高度化、知能化を進めるために、モータ制御の高性能化の必要性がますます高まってきた。従来、モータ制御分野では、励磁磁束と電機子電流とを独立に制御できる直流電動機（以下、DCMと略記）が主流であった。しかし、DCMにはブラシの摩耗による低信頼性や保守の必要性、ブラシからの火花雑音の発生による他の電子機器の誤動作などの問題がある。かご形誘導電動機（以下IMと略記）は、ブラシレスでメンテナンスフリーであり、構造が簡単で堅固、更に低価格で取り扱いが容易である。従って、DCMをIMに置き換える動きが趨勢となっている。

IMの制御は、IMに滑りが存在するため、古典的手法では、DCMに比べて容易ではなく、また制御精度は低く、制御範囲は狭かった。これに対して、最近電力変換器やマイクロプロセッサなどの発達や、ベクトル制御¹⁾などの手法によってIMのDCM並の制御が可能になった。しかし、IMのトルクは温度によって変化する二次抵抗（ロータ抵抗）に依存しているため、IMの運転中にトルクはIM内の温度上昇と共に大きく変動（例えば、100(°C)の温度上昇で20~30(%)変動)し、制御誤差となる。従って、IMのトルクの高精度制御には二次抵抗の温度補償を行う必要があるが、これは未解決の問題として残されている。二次抵抗の温度補償の問題を解決する直接的な方法は二次電流またはトルクを

検出する方法である。この二次電流センサの出力およびトルクセンサの出力を帰還する制御系は二次抵抗の温度変動の影響を受けないことになる。

以上の観点から、本章では前章で述べた磁界センサ²⁾を用いたIMの二次電流および定常トルクの検出を行うことを目的として、次の方法を用いた。

- ① IMのロータのエンドリング近傍にセンサの磁界検出コイルを配置し、二次電流に比例する磁界を検出する（二次電流の非接触検出）。
 - ② センサの磁界検出コイルはロータの両側4ヶ所ずつ計8ヶ所に配置し、ロータの半径方向やシャフト軸方向の機械的振動の影響を相殺して二次電流を検出する^{3)~7)}。
 - ③ V/f 一定方式のインバータドライブでは、定常トルクは二次電流に比例するので、定常トルクが検出できる。
 - ④ ロータのエンドリング近傍に磁界検出コイルを1ヶ所ないし2ヶ所配置し、ロータ回転振動に伴うセンサ出力の周波数スペクトルとより定常トルクとの関係を検討する。
- ①~④を実施した結果、②では励磁周波数の二次電流を検出することができ、更に、④により定常トルクに正比例するスペクトル成分が存在することを述べる。

3. 2 二次電流センサの配置

この磁界センサを用いてIMの二次電流を検出するには、センサの磁界検出コイルを二次電流の流れる場所の近くに配置する必要がある。二次電流はロータバーに誘起される電圧によってエンドリング、ロータバーに流れる。従って、ロータあるいはエンドリングの近傍に磁界検出コイルを配置すれば二次電流を検出する

ことができる。ロータバーに流れる電流を検出する場合には、ステータとロータとのギャップに磁界検出コイルを挿入しなければならない。しかし、そのギャップは1(mm)程度であるため、コイルの挿入は非常に困難である。さらに、ロータバーの数だけ磁界検出コイルが必要になる。従って、配置の容易さ、コイルの必要数から、磁界検出コイルをエンドリング近傍に配置した。

図3. 1は二次電流センサの磁界検出コイルの配置場所を示している。IMの内部には、磁界検出コイルのみが配置され、センサの電子回路はIMの外にある。磁界検出コイルはIMのシャフトとロータのエンドリングとの間の空間にコイル取付フレームによって固定されている。この位置に固定することにより、エンドリングに流れる二次電流が発生する磁界を非接触で検出している。二次電流の検出に機械的な振動等の影響を受けないようにするため、図3. 2に示すように一つのセンサ回路に対して複数組の磁界検出コイルをIM内に配置している。図3. 2のエンドリング片側の1-1'~4-4'および5-5'~8-8'のコイルの配置は、IMの極数が4極の場合である。複数の磁界検出コイルでエンドリングに流れる二次電流を検出する場合には、その二次電流の電氣的位相が同相または逆相の位置にコイルを配置する必要がある。極数がp極のIMのエンドリングに流れる二次電流の位相が同相、逆相となる位置は、エンドリング上の $360/p^\circ$ 毎に存在し、図3. 2のように4極のIMでは、 90° 毎に同相、逆相の位置が存在する。従って、エンドリングの片側に4ヶ所、両側のエンドリングで8ヶ所に磁界検出コイルを配置し、これらのコイルを直列接続すれば、二次電流の平均値が求められ、ロータのシャフト軸方向の振動および、半径方向の振動の影響が抑えられ、安定した二次電流検出が可能になる。

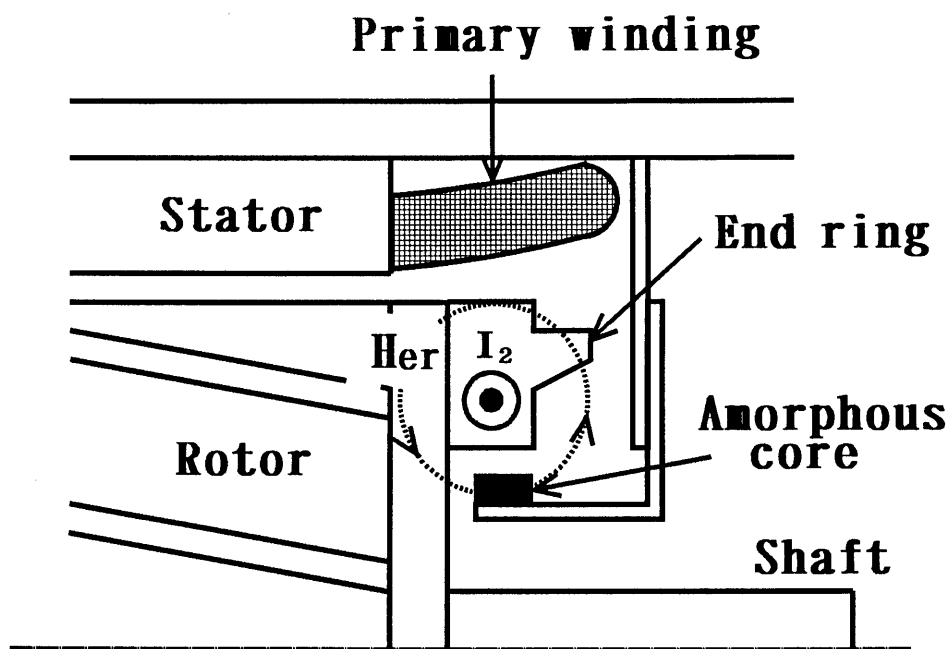


図 3. 1 磁界検出コイルの配置場所

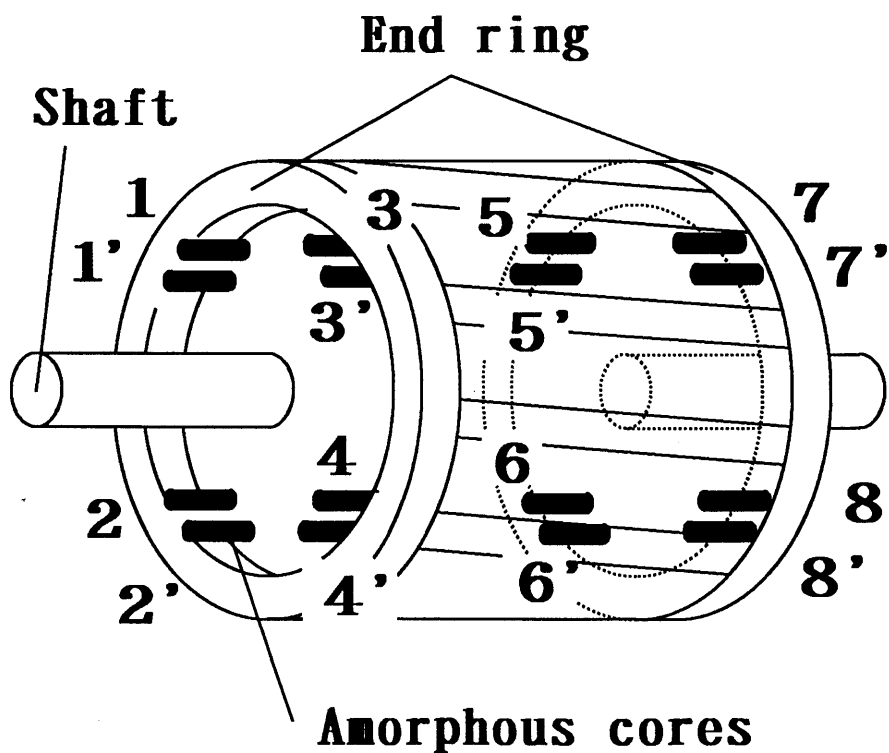


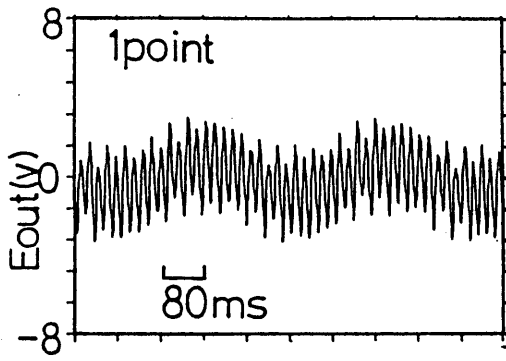
図 3. 2 磁界検出コイルの配置

3. 3 二次電流の検出

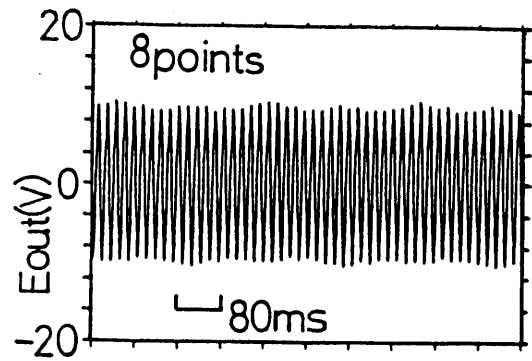
3. 3. 1 負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイプレータ型磁界センサによる二次電流の検出

図3. 3は、3相200(V)の商用電源、定格負荷で運転した4極、1.5(kW)のIMの二次電流センサの出力波形とFFTシグナルアナライザによる周波数スペクトラムとである。この波形とスペクトラムとは、IMの内部に1ヶ所の磁界検出コイルを配置したセンサと8種類のコイルを配置したセンサとの2種類のセンサで検出を行った。ロータに流れる二次電流の周波数は滑り周波数 sf (Hz)であるが、ロータは、 f を励磁周波数とすると $(f-sf)$ (Hz)で回転し、センサの磁界検出コイルが固定子側に配置されているため、センサの検出波形は励磁周波数の交流となる。同図(c)に示されるように、検出コイル1ヶ所でのセンサ出力波形には、励磁周波数成分の他に数(Hz)の低周波数成分(sf :滑り周波数)と30(Hz)付近の成分(f_n+sf 、 f_n-sf 、 f_n :回転周波数)とを含んでいる。これらはロータの振動の影響により生じたものと考えられ、この $(f_n\pm sf)$ 成分を振動周波数成分とする。このことについては3. 4節で詳しく検討する。他方、検出コイル8ヶ所の場合にはこれらの低周波数成分はなく、8ヶ所の検出コイルによってロータのシャフト軸方向や半径方向の振動の影響が抑えられていることがわかる。また、キャリア周波数1.5(kHz)のインバータでIMを励磁周波数60(Hz)で運転したときの二次電流センサの検出波形を図3. 4に示す。トランジスタのスイッチングによる高調波成分がひずみもなく検出されていることがわかる。

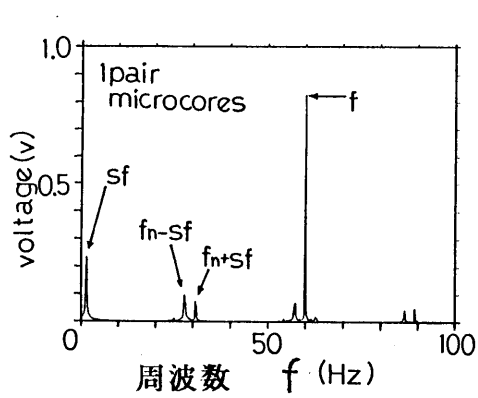
図3. 5は一次電流 I_1 をパラメータとした二次電流センサの二



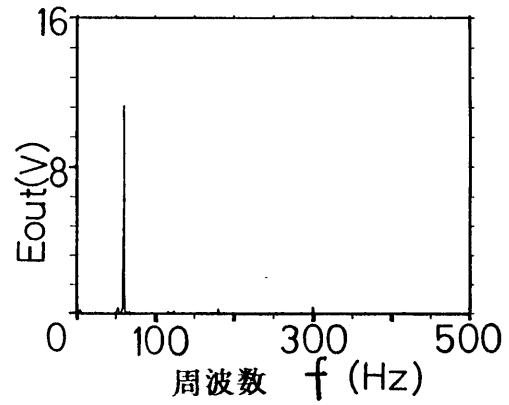
(a) 検出波形 (1ヶ所)



(b) 検出波形 (8ヶ所)



(c) スペクトラム (1ヶ所)



(d) スペクトラム (8ヶ所)

図 3. 3 二次電流センサによる二次電流の検出

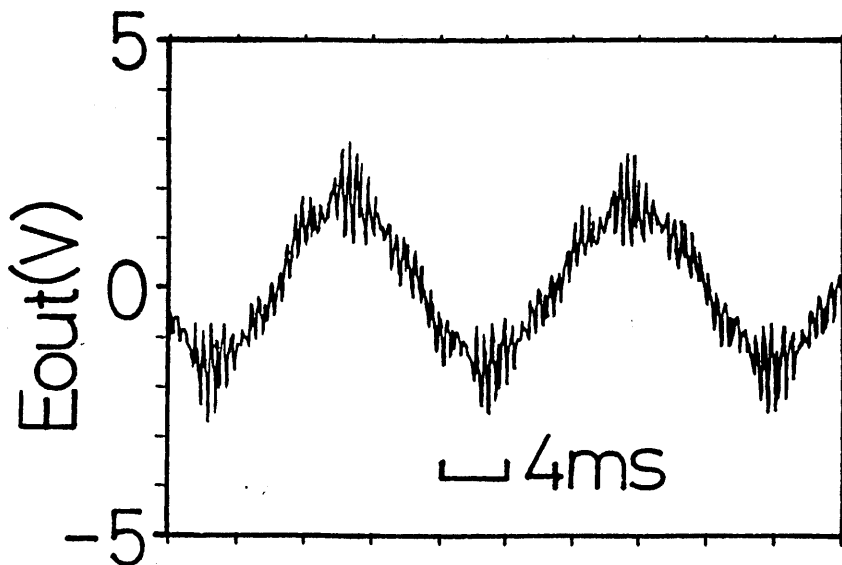


図 3. 4 二次電流センサ検出波形 (インバータ運転)

次電流検出特性である。横軸の二次電流の値はIMの負荷として使用している直流発電機(DCG)の出力と回転計の値とによる次式のトルク T_m から算出した。

$$T_m = \frac{E_{DC} \cdot I_{DC} + r_a \cdot I_{DC}^2}{\pi N} 30 \dots \dots \dots (3.1)$$

ただし E_{DC} : DCGの端子電圧(V)、 I_{DC} : DCGの線電流(A)、 r_a : DCGの巻線抵抗(Ω)、 N : IMの回転数(rpm)

さらに、二次電流は(3.1)式の T_m を用いると次式で表される。

$$I_2 = k \sqrt{\frac{4 \pi s f T_m}{3 p r_2}} \dots \dots \dots (3.2)$$

ただし、 s : 滑り、 p : 極数、 r_2 : 二次抵抗(Ω)
 f : 励磁周波数(Hz)、 k : 固定子側と回転子側との結合係数

(3.2)式に含まれている k の値は不明なので、図3.5の横軸は k で除した値を用いた。(3.2)式には二次抵抗が含まれているが、二次抵抗が温度によって変化しない短時間のうちに実験を行った。図3.5のように二次電流に比例したセンサ出力が得られ、二次電流が検出されていることがわかる。

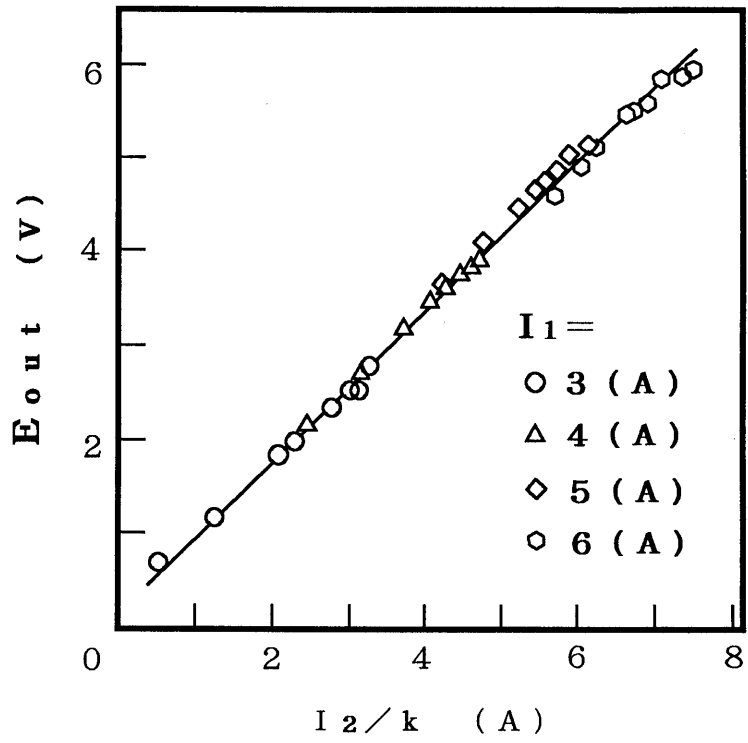


図3. 5 二次電流検出特性 (商用電源)

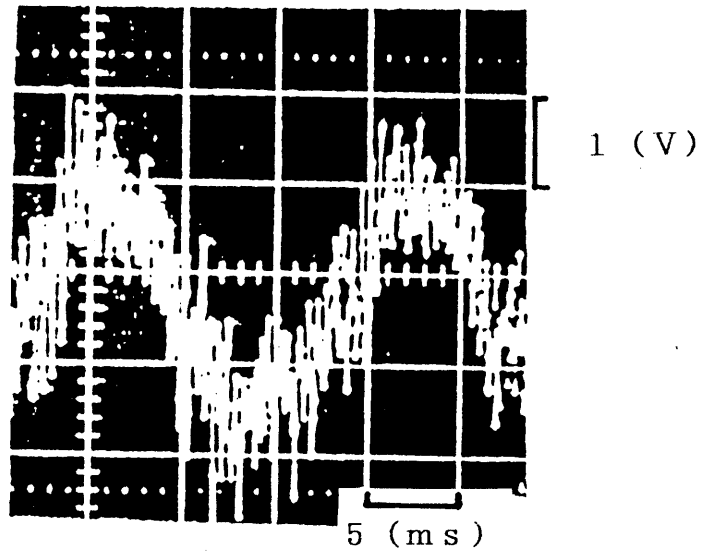


図3. 6 二次電流検出波形
(磁気インピーダンス型磁界センサによる検出)

3. 3. 2 磁気インピーダンス型磁界センサによる 二次電流の検出

図3. 6はスイッチング周波数1.5(kHz)の V/f ほぼ一定の汎用インバータで駆動された1.5(kW)、4極のIMの二次電流検出波形である。インバータのトランジスタのスイッチングによる高調波成分が検出されているのがわかる。

3. 3. 3 一次電流センサを用いた二次電流センサ出力の補正⁸⁾

図3. 7は、図3. 5とは別のIMに二次電流センサの磁界検出コイルを配置して二次電流の検出を行ったときの検出特性である。同図の二次電流の小さい範囲(滑りsの小さい範囲)において、二次電流センサの出力が I_2/k に比例しないのは、図3. 1に示される磁界検出コイルの配置から、一次巻線に流れる一次電流 I_1 による磁界(励磁磁界の漏れ磁界)を検出しているからだと考えられる。図3. 7の特性を持つ二次電流センサの出力電圧 E_2 は、二次電流 I_2 と励磁電流 I_0 とを用いて次式で表される。

$$E_2 = K_2 I_2 + K_2' I_0 \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

ただし、 K_2 : I_2 に対する検出感度、

K_2' : I_0 に対する検出感度

磁界検出コイルの配置から、 $K_2 > K_2'$ であると考えられる。また、 I_1 は I_2 と I_0 との和であるから、一次電流センサの出力電圧 E_1 は次式で表される。

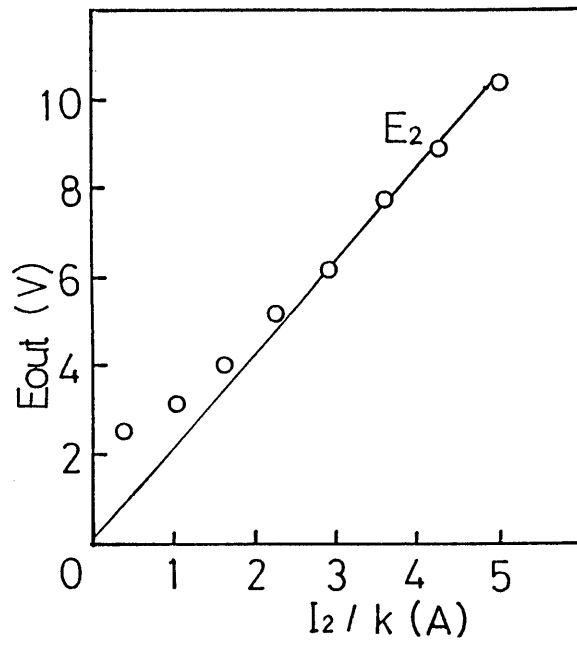


図 3. 7 二次電流検出特性

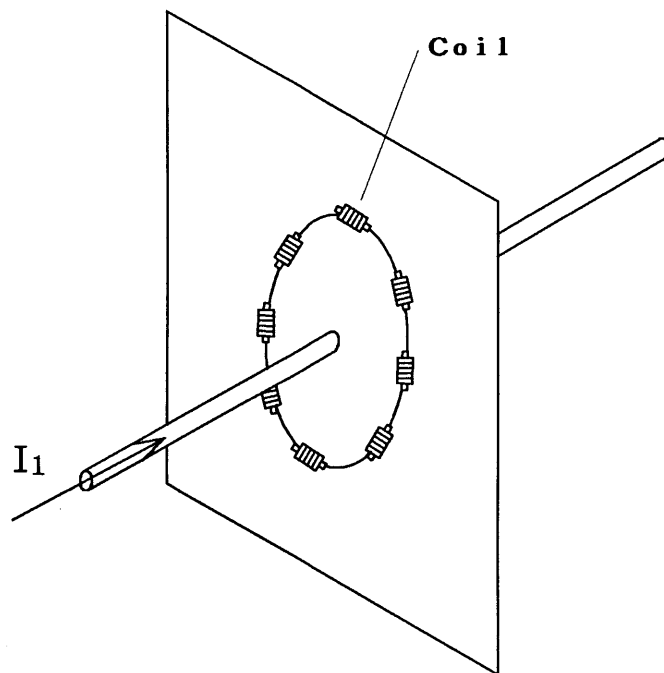


図 3. 8 一次電流センサの磁界検出コイルの配置

$$E_1 = K_1 I_1 = K_1 (I_2 + I_o) \dots\dots\dots (3.4)$$

ただし、 K_1 : I_1 に対する検出感度

さらに、 E_2 と n 倍した E_1 との差電圧 E_2' は次式になる。

$$\begin{aligned} E_2' &= E_2 - nE_1 \\ &= (K_2 - nK_1) I_2 + (K_2' - nK_1) I_o \dots\dots\dots (3.5) \end{aligned}$$

従って、(3.5)式の I_o の係数がゼロになるように n を決定すれば、 E_2' は I_2 成分のみが得られる。 E_1 の倍率 n は、IMの無負荷運転($I_2=0$)時に、 $E_2'=0$ となるように調整すればよい。従って、一次電流センサを構成し、二次電流センサの出力電圧と一次電流センサとの出力電圧との差をとることによって、 I_2 成分のみを検出することができる。本実験で用いた一次電流センサは磁界検出コイルの配置以外は二次電流センサと同一の磁界検出コイル、回路構成である。一次電流センサの磁界検出コイルは、図3.8に示すようにIMと三相電源とを接続している電力供給線の一相分の線を中心とした同心円状に8ヶ所直列接続して配置している。これは、他相に流れる電流、および地磁気等の外乱磁界の影響を相殺するためである。この一次電流センサのインバータ駆動時の一次電流検出波形を図3.9に示す。上の一次電流検出波形は、電力供給線に直列に接続された $1.7(\text{m}\Omega)$ の抵抗で測定したものである。二次電流センサと同様、一次電流センサの検出波形(下の波形)は高調波成分も忠実に検出している。図3.10は一次電流検出特性である。検出特性も高い直線性を示している。

図3.11は(3.3)式、(3.5)式の E_2 、 E_2' と I_2/k との関係である。この E_2 は図3.7と同じ特性である。図3.12は E_2 、 E_2' 、 E_1 のU相の一次相電圧 V_u に対する位相特性であり、図中の曲線は I_2 (実線)、 I_1 (点線)の V_u に対する位相差の理論値である。この理論値はIMのT型等価回路から計算した。

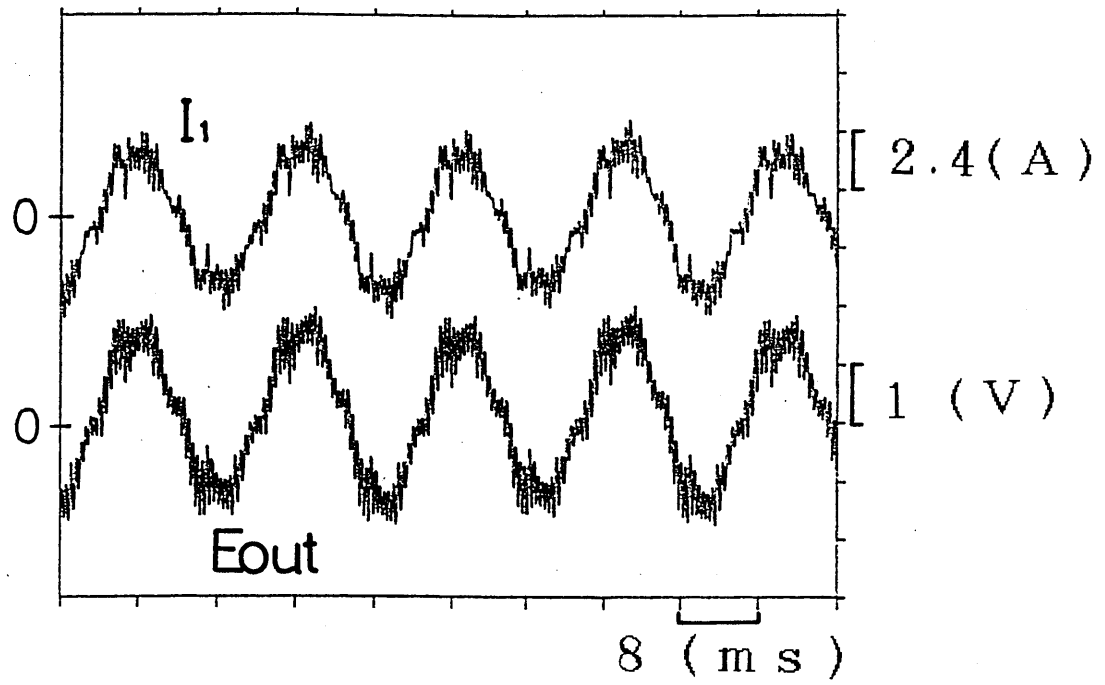


図 3. 9 一次電流検出波形 (インバータ駆動時)

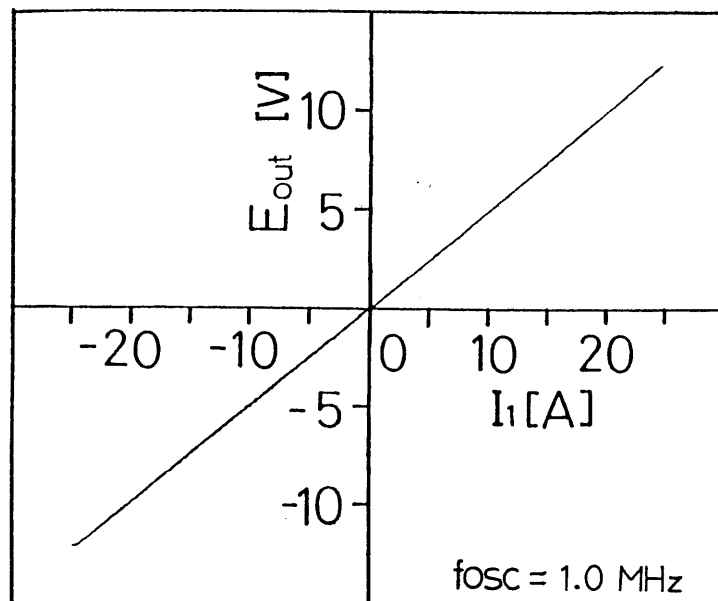


図 3. 10 一次電流検出特性

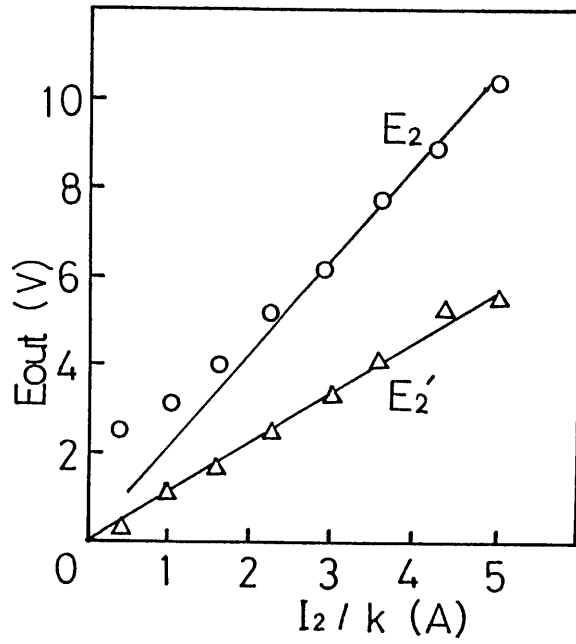


図 3. 1 1 E_2 、 E_2' 検出特性

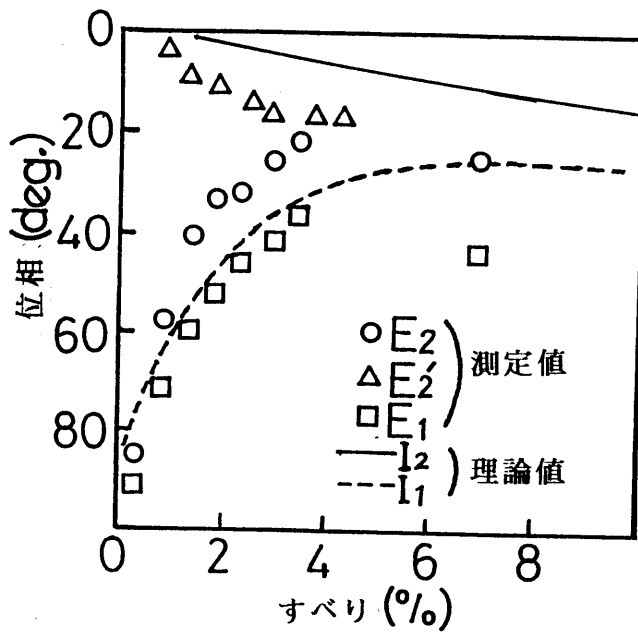


図 3. 1 2 位相特性

図 3. 1 1 より E_2' と I_2/k とは、 I_2/k の小さい範囲でも正比例している。また、図 3. 1 2 より E_2' の位相特性は I_2 の理論値の位相特性に近い特性を示している。一方、 E_2 の位相特性は滑りの小さいときは、 I_1 の理論値に近い特性を示している。

3. 4 二次電流センサ出力電圧の低周波数解析

図 3. 3 (c) の磁界検出コイル 1 ケ所のスペクトラムには、10 (Hz) 未満の周波数成分が励磁周波数である 60 (Hz) 成分について大きく、他にも 30 (Hz) 付近の 2 成分も大きいことがわかる。一方、図 3. 3 (d) の磁界検出コイル 8 ケ所のスペクトラムには、10 (Hz) 未満の成分および、30 (Hz) 付近の 2 成分も現れていない。この励磁周波数未満の 3 成分について注目し、負荷によるこの 3 成分の変化を図 3. 1 3 に示す。このときの負荷は無負荷から定格負荷までの範囲である。これらの成分のピーク周波数は負荷の大きさによって移動していることがわかる。これらの成分の周波数を IM の回転速度に関する値である滑り周波数 sf (Hz)、回転周波数 f_n (Hz) を用いて表すと図 3. 1 4 に示すように、それぞれ sf 、 $f_n \pm sf$ を示していることがわかった。これらの 10 (Hz) 未満 (滑り周波数成分)、30 (Hz) 付近の周波数 (振動周波数) 成分は、磁界検出コイルの配置から、ロータのシャフト軸方向およびロータの半径方向の振動成分が原因であると仮定し、以下に述べるような磁界検出コイルの配置についても同様な測定を行った。IM の駆動電源は商用電源とした。図 3. 2 に示す磁界検出コイルの配置において

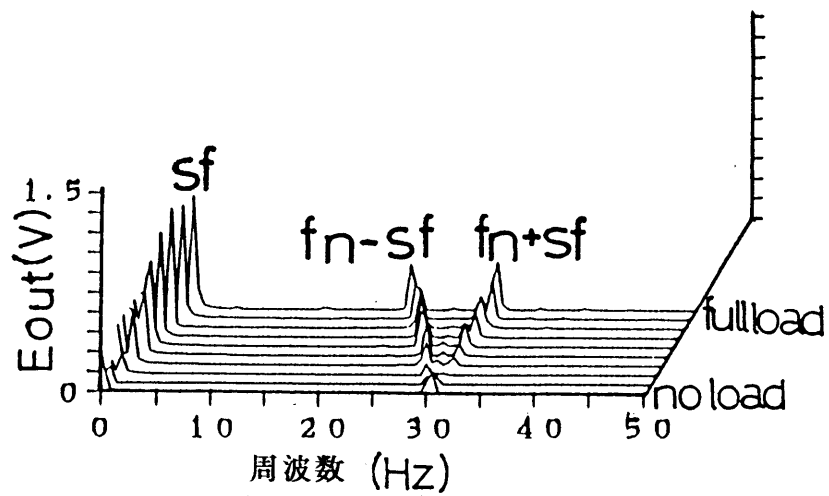


図 3. 13 負荷によるスペクトラムの変化

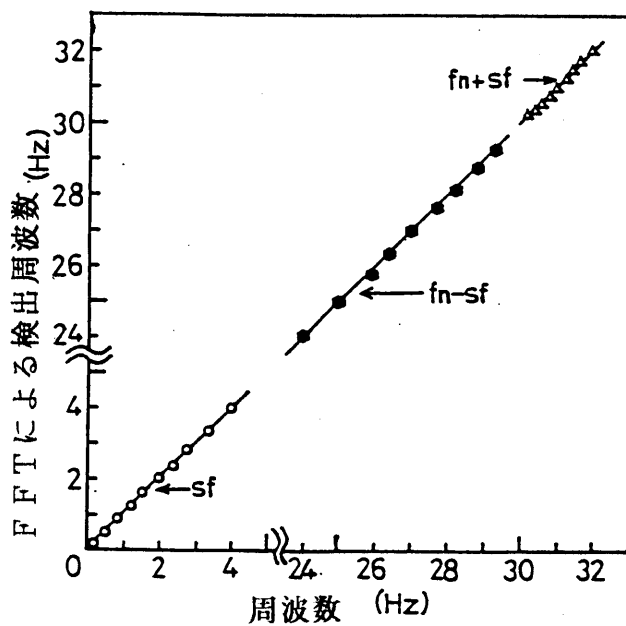


図 3. 14 周波数検出特性

- ① IMの右側のどれか1ヶ所（配置1）
- ② IMの左側のどれか1ヶ所（配置1）
- ③ IMのシャフトに対して平行になるように1-1'と5-5'、
2-2'と6-6'のような組み合わせで2ヶ所（配置2）
- ④ IMの右側の4ヶ所（配置4）
- ⑤ IMの左側の4ヶ所（配置4）
- ⑥ 全検出コイル8ヶ所（配置8）

の計6通りの配置で測定を行った。本実験のシステムを図3. 15に示す。この図のIMの右側（DCGのシャフトが接続されている側）を負荷側（L）、その反対の左側を自由側（F）とする。従って、①、②、④、⑤はそれぞれ

- ① 配置1 L
- ② 配置1 F
- ④ 配置4 L
- ⑤ 配置4 F

と書き表す。磁界検出コイルの配置によって検出されるロータの振動成分は表3. 1に示すような成分である。表中の平行、垂直は、シャフトに対して平行な振動成分、垂直な成分のことであり、○は検出容易、×は検出困難を表す。実験は1.5(kW)、4極のIMを3相、200(V)の商用電源で運転した。6種類の配置の負荷の大きさによるスペクトラムの変化を図3. 16に示す。

表3. 1 検出されるロータの振動成分

配置	1 L, 1 F	2	4 L, 4 F	8
平行	○	×	○	×
垂直	○	○	×	×

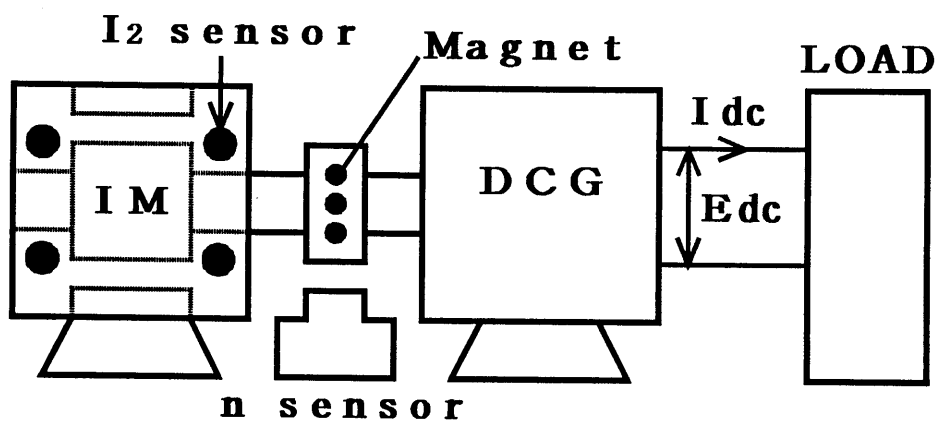
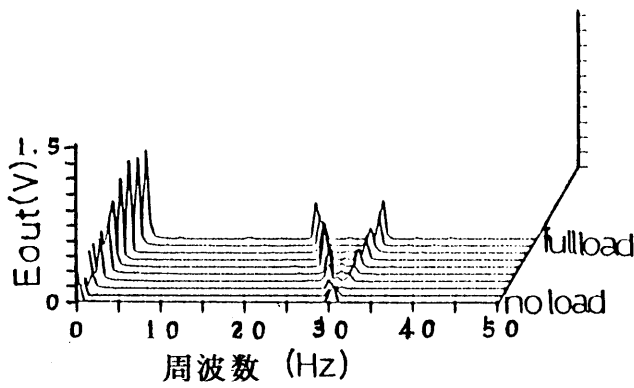
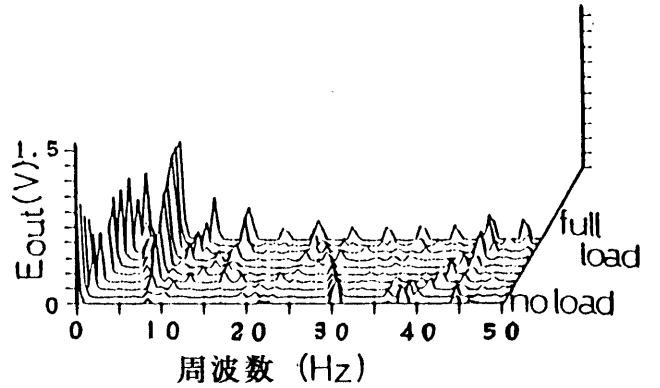


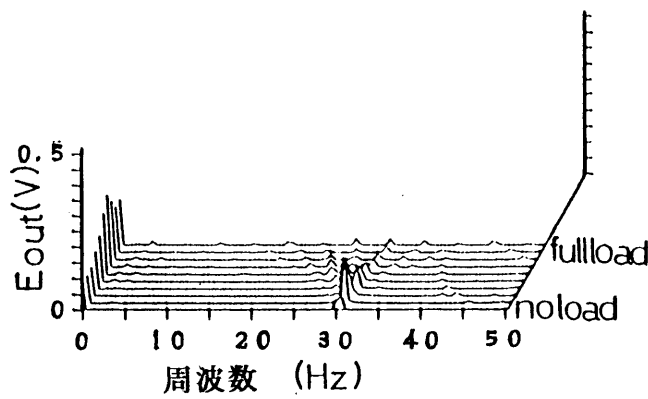
図 3. 15 実験システム



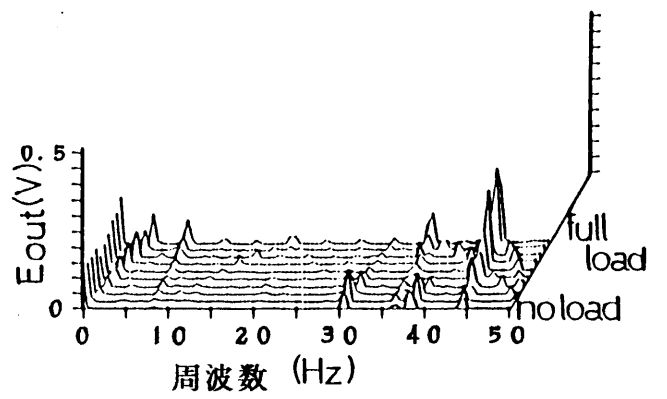
(a) 配置 1 L



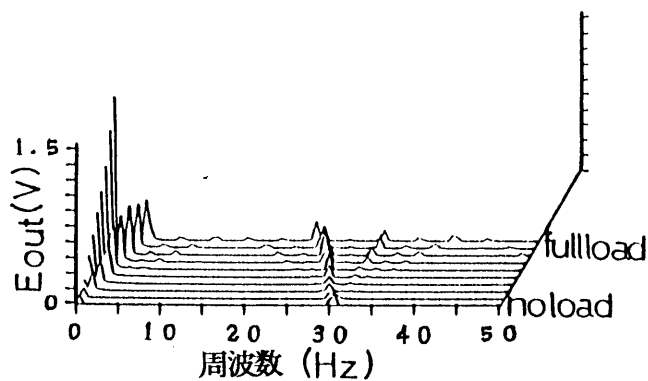
(b) 配置 1 F



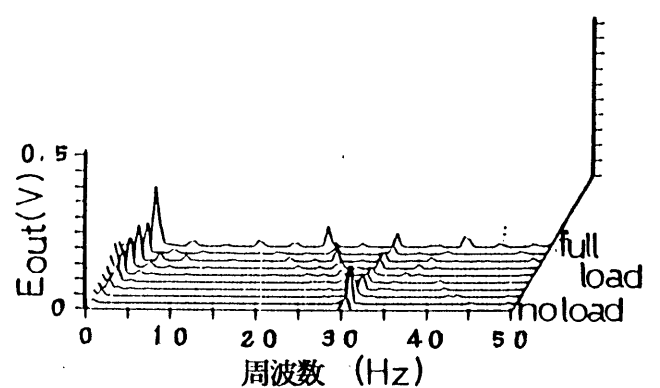
(c) 配置 4 L



(d) 配置 4 F



(e) 配置 2



(f) 配置 8

図 3. 16 負荷によるスペクトラムの変化

図 3. 16 より、各配置に現れている周波数成分の特徴は以下の通りである。

配置 1 L : sf , $(fn \pm sf)$ 成分がはっきりと現れている。

配置 1 F : sf 成分が検出されており、その他の周波数成分も多く含まれており、特に負荷の大きさによらず一定の周波数成分も検出されている。

配置 2 : sf 成分、 $(fn - sf)$ 成分が検出され、 $(fn + sf)$ 成分は前者の 2 成分よりも小さい。

配置 4 L : sf , $(fn \pm sf)$ 成分ともあまり検出されていない。

配置 4 F : sf 成分が検出されているが、8 (Hz) 一定成分の方が大きく検出されており、さらに 44 (Hz) 一定成分も検出されている。

配置 8 : 配置 4 L 同様あまり検出されていない。

上述以外に検出された周波数成分には、直流成分がある。

次にこれらの周波数成分の基本周波数成分である励磁周波数成分に対する割合を表 3. 2 に示す。図中の記号は割合が大きい順に

◎ → ○ → △ → ×

と分類した。この割合が大きいほど、その成分の検出度は高いことになる。

表 3. 2 各配置の周波数成分の検出度
(基本周波数に対する割合で評価)

配置	1 L	1 F	2	4 L	4 F	8
sf	◎	○	◎	×	×	×
$fn - sf$	○	△	○	×	×	×
$fn + sf$	◎	×	△	×	×	×

表 3. 1、3. 2 から sf および (fn ± sf) 成分はロータの半径方向の振動成分であり、特に負荷 (L) 側での検出度が高いことがわかる。また、配置 4、配置 8 による検出は励磁周波数成分に比べ、励磁周波数以外の周波数成分はほとんど検出されず、二次電流は配置 4、配置 8 の方法によってロータの振動の影響を受けずに検出できる。

特に、この (fn ± sf) 成分は、表 3. 2 より、ロータの半径方向の振動であり、配置 1 L で大きく検出されていることから、ロータがモータの回転軸のまわりを歳差運動をするのが原因と考えられる。図 3. 17 のように、ロータの中心 O' とロータバーの中心との距離を r、ロータの首振り半径を d、センサの磁界検出コイルとエンドリングとの距離を x、モータの中心軸 O と磁界検出コイルの位置 A との距離を a とする。そして O' O と O A とのなす角が $\theta = \omega_L t$ であるとし、距離 x は次式で与えられる。

$$x = r - a + d \cos \omega_L t \quad \dots \dots \dots (3.6)$$

ロータが歳差運動をするとき、ステータから見た I_2 を $I_2 = I_{2m} \sin \omega_1 t$ とし、 $d \ll (r - a)$ と仮定すると、センサ検出電圧 E_{out} は次式になる。

$$E_{out} = k \frac{I_2}{2\pi x} = k \frac{I_2}{2\pi (r - a)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{d}{r - a} \cos \omega_L t}$$

$$\doteq E_1 \sin \omega_1 t - \frac{d E_1}{2\pi (r - a)}$$

$$\times \{ \sin(2\pi f_+ t) + \sin(2\pi f_- t) \} \quad \dots \dots \dots (3.7)$$

ただし、 k : センサ感度、 $2\pi f_+ = 2\pi (f_1 + f_L) = \omega_1 + \omega_L$ 、
 $2\pi f_- = 2\pi (f_1 - f_L)$ 、 f_1 : 二次電流の周波数 (Hz)、 f_L : 回転子の回転周波数 (Hz)

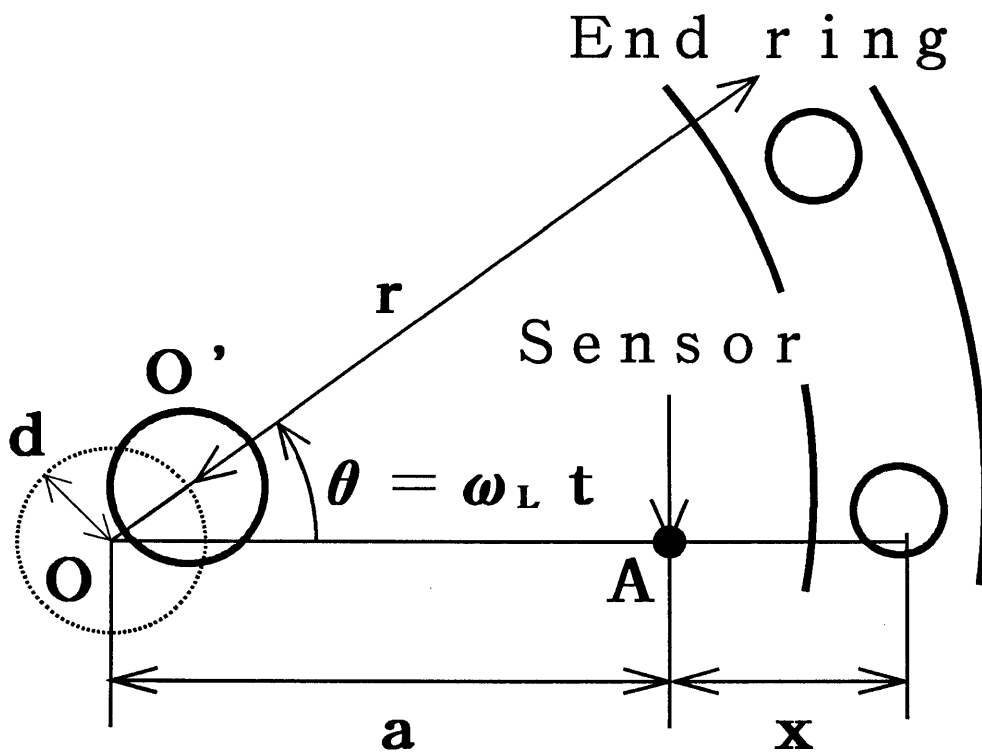


図 3. 17 歳差運動をするロータ

(3.7) 式の導出には $1/(1+x) \doteq 1-x$ を用いている。そして、 E_1 は次式で表される。

$$E_1 = \frac{k I_{2m}}{2\pi(r-a)} \dots\dots\dots (3.8)$$

(3.7) 式の右辺第2項が歳差運動による出力電圧成分である。ロータのエンドリングに二次電流が流れたとき、ステータ側からみた二次電流の正相分の周波数成分 f_1 は励磁周波数 f で表される。更に、ロータバーのインピーダンスが不平衡であるとき、二次電流の逆相分も存在する。その逆相分をステータ側から見たとき、その周波数成分 f_L は $(1-2s)f$ で表される。ロータが、

$$f_L = f_n = \frac{2}{p}(1-s) \quad (s : \text{滑り})$$

で表されるロータの回転速度で歳差運動をすると仮定すれば、正相、逆相分それぞれから得られる f -成分に f_1 、 f_L および本研究で用いたIMの極数 ($p=4$) を代入すると正相分では (3.9) 式が、逆相分では (3.10) 式が得られる。

$$f_{-f} = \frac{f}{2}(1-s) + sf = f_n + sf \dots\dots\dots (3.9)$$

$$f_{-r} = \frac{f}{2}(1-s) - sf = f_n - sf \dots\dots\dots (3.10)$$

つまり、回転速度 f_n とすべり周波数 sf との和、差の成分が検出される。

このロータの歳差運動は、ロータのシャフト軸に対して平行な力が不平衡に働いているのが原因である。ロータバーに働く力は、ロータバーに対して垂直方向に向く。ロータバーはシャフト軸方

向に対してある角度（スキュー角）だけ傾いている。このスキュー角は、ロータバーに発生した力をシャフトに対して垂直な成分と平行な成分（シャフト軸成分）とに分割する。垂直成分は、モータのトルクとなってロータを回転させる。シャフト軸成分は、ロータがシャフト軸に対して平行方向に押される力になる。この力のシャフト軸成分がエンドリング上で不平衡に発生していれば、この力のベクトルの総和がエンドリングの一部だけに現れ、シャフト軸方向に働き、ロータを傾かせるようなトルクになる。このトルクが、ロータに歳差運動をさせる原因になる。

そしてシャフト軸成分の力の不平衡の原因は、ロータバーのインピーダンスが各々異なっていることである。そのインピーダンスがすべて等しいとすれば、バーに発生する力はモータ回転軸に関して軸対称に分布するので、ロータを傾かせるようなトルクは発生しない。しかし、インピーダンスが異なるとき、各バーに発生する力の総和はゼロにならない。つまり、ロータを傾かせるようなトルクが働き、ロータに歳差運動をさせる原因になる。そこで、ロータバーのインピーダンスが同じではないときに、ロータに歳差運動をさせるトルクを計算するシミュレーションを行った。そのときの各バーのインピーダンスの値の分布は正規分布に従う値にした。その結果、このトルクについて次のようなことがわかった。

- ① エンドリング上の一点に集中して働いていると等価である。
- ② 常に一定値になっている。

つまり、①の結果よりこのトルクの軸方向成分はロータの回転速度と一緒に回転していることである。従って、ロータはこのトルクによってシャフト軸方向に引っ張られ、ロータの回転速度と同じ速度で歳差運動をする。よって、二次電流センサの出力電圧には、（3. 9）式、（3. 10）式に示される周波数が含まれ、

更に (3. 7) 式より周波数 f_+ 、 f_- 成分の振幅が、ロータの首振り半径 d に比例することになる。この d が単純にモータのトルクに比例すれば、 f_+ 、 f_- の両成分がトルクに比例する。しかし、 f_+ 成分の振幅との関係は、実験結果と異なるために、IM と負荷とのジョイントなどの原因も関係していると考えられる。

3. 5 定常トルクの検出

3. 5. 1 二次電流センサによる定常トルクの検出

IM の電氣的トルク T_e はモータ磁束 Φ_2 と二次電流 I_2 との外積で表される。IM の安定領域 (滑りとモータのトルクとがほぼ正比例する領域で、供試モータでは $s < 0.05$) では、L 形等価回路により近似的には次式で表される。

$$T_e = p\Phi_2 \times I_2 \doteq \frac{\sqrt{3} p V I_2}{4 \pi f} \dots \dots \dots (3. 11)$$

ただし、 V : 一次線間電圧

(3. 11) 式には二次抵抗 r_2 の項が含まれていないので、 Φ_2 の大きさを一定に保てば二次電流を検出することによって T_e が r_2 の温度変動の影響を受けずに検出できる。 Φ_2 の大きさを一定に保つには、 V/f を一定にすればよく、 V/f 一定のインバータを用いたり、商用電源で端子電圧を一定に保てば、 V/f 一定は容易に実現できる。

図 3. 18 は (3. 11) 式による T_e の測定値と (3. 1) 式による T_m の測定値との関係である。両者は正比例しており、 T_e によって IM のトルクを正確に検出できることを示している。

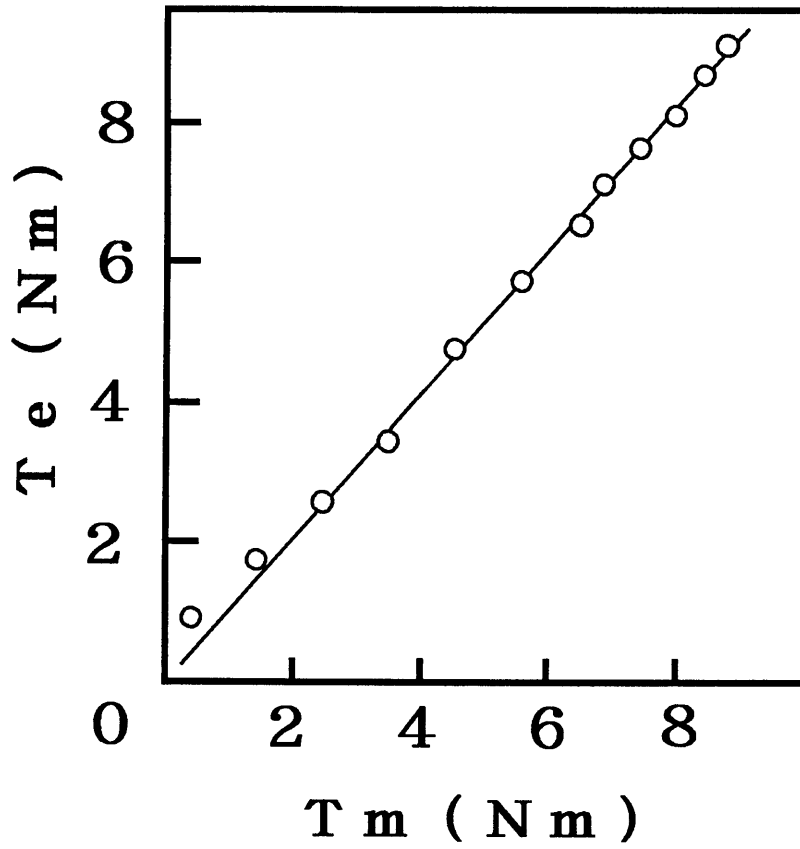


図 3. 18 定常トルク検出特性

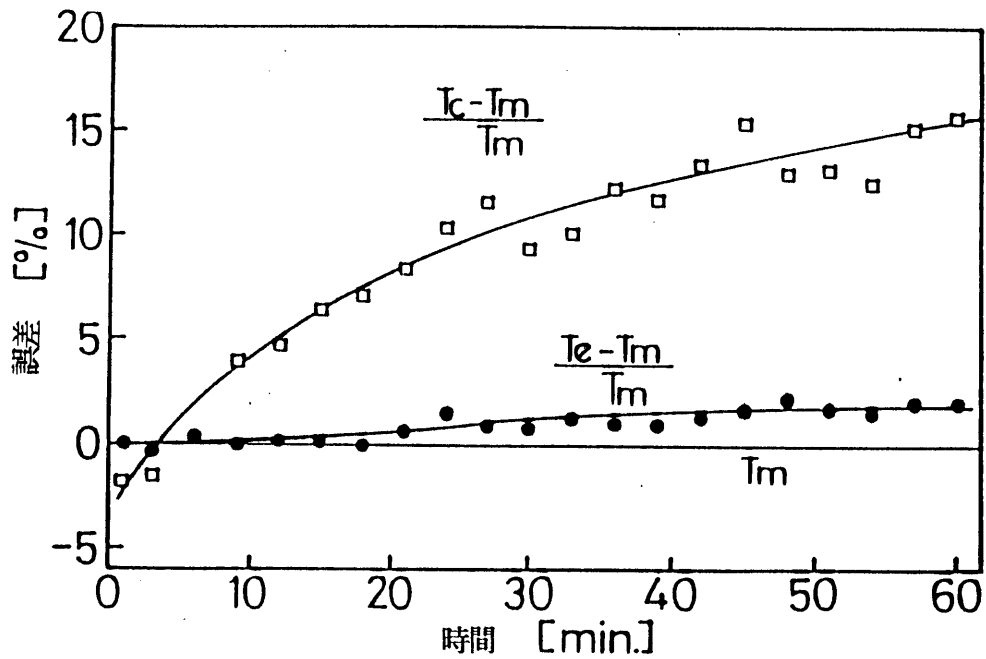


図 3. 19 各計算法による誤差の時間変化

次に二次電流センサを用いた定常トルク検出の温度依存性について述べる。IMを商用電源3相、200(V)、定格負荷で60分間連続運転し、その運転中の各トルク検出方法のトルク検出誤差を測定した。ここでのトルク検出法は二次電流センサを用いたトルク検出法とIMの等価回路を用いたトルク検出法との二方法であり、前者は(3.11)式を用い、後者にはL型等価回路から求められる次式のトルク T_c を用いた。

$$T_c \cong \frac{pV^2s}{4\pi fr_2} \dots\dots\dots (3.12)$$

トルクの真値を(3.1)式で計算されるトルク T_m とし、 T_o と T_m との相対誤差、 T_o と T_m との相対誤差の時間変化を図3.19に示す。同図の横軸はIMの運転時間である。 T_o の相対誤差は60分後においても、2(%)以内にとどまり、 T_c の相対誤差は60分後には15(%)に達している。従って、二次電流センサによってIM内の温度上昇の影響を受けずに、 T_o が検出されていることがわかる。 T_o と T_m との相対誤差の上昇傾向はIMを60分間連続運転したため、DCG内の温度が上昇し、(3.1)式に含まれている r_a の値が変化したためと考えられる。

3.5.2 振動周波数成分による定常トルクの検出

3.4節で述べたように磁界検出コイルを1ヶ所に配置した場合のセンサの出力電圧 E_{out} のうち、振動周波数成分の一つである $(fn-sf)$ 成分を $E_{out}(fn-sf)$ とすると、60(Hz)正弦波励磁(一次電流パラメータ)における $E_{out}(fn-sf)$ と定常トルク T_m との関係が図3.20のように得られた。この特性は $E_{out}(fn-sf)$ と T_m とは正比例していることを示している。従って、 $E_{out}(fn-sf)$ によって T_m が検出できることになる。他の成分、 sf 、 $(fn+sf)$ 成分はいずれ

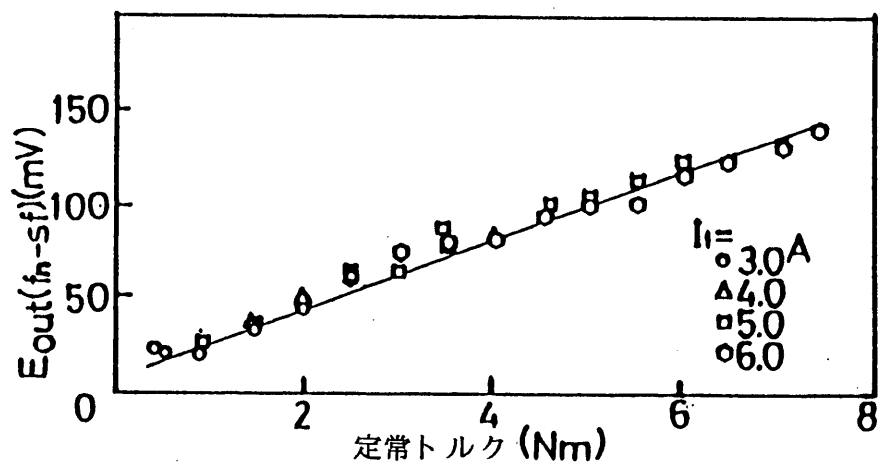


図 3. 20 定常トルク - $E_{out}(fn-sf)$ 特性

も T_m との比例関係は得られなかった。

3. 6 結言

負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイプレータ型磁界センサの磁界検出コイルを IM のエンドリングの近傍に配置し、エンドリングに流れる二次電流を検出し、そのセンサの出力電圧の周波数スペクトルの解析および定常トルクの検出を行い、次の結論を得た。

- ① エンドリング近傍に磁界検出コイルを配置した磁界センサは二次電流を検出し、磁界検出コイルを 8ヶ所に配置することにより、ロータの振動による雑音が相殺され、正確な二次電流検出ができた。
- ② 磁界検出コイル 1ヶ所で検出を行った場合、励磁周波数成分の他に滑り周波数 (sf) 成分、振動周波数成分 ($fn \pm sf$) 成分が検出され、特に、($fn - sf$) 成分はトルクに比例している。そして ($fn \pm sf$) 成分はロータの歳差運動によって発生する。このセンサに 20~30 (Hz) の帯域フィルタを用いれば、温度変化の影響を受けないトルクの検出も可能になる。
- ③ 二次電流センサの出力電圧と一次線間電圧との積を用いれば、温度の影響を受けない定常トルクの正確な検出ができる。

参考文献

- 1) F. Blaschke: "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvectorregelung von Drehfeld Maschinen", Siemens Z., 45, 757 (1971)
- 2) K. Mohri: "Review on Recent Advances in Field of Amorphous-Metal Sensors and Transducers", IEEE Trans. on Magnetics, MAG-22, No. 5, pp. 942-944, (1984)
- 3) K. Mohri, M. Nakano, Y. Mukai and Y. Yoshida: "Detection of Secondary Current and Torque of Induction Motors Using Amorphous Micro Core Field Sensors", *ibid.*, MAG-22, No. 5, pp. 397-399, (1986)
- 4) 吉田・毛利・近藤: 「アモルファス磁界センサによるかご型誘導電動機発生トルクの検出」, 電気学会論文誌, Vol. 105-B, No. 1, p. 973, (昭60)
- 5) 毛利・中野・向井・吉田: 「アモルファス磁界センサによるかご型誘導電動機の二次電流およびトルクの検出」, 電気学会論文誌, Vol. 107-D, No. 1, pp. 57-63, (昭62)
- 6) 毛利、笠井、近藤、行徳、吉田: 「アモルファスマイクロ磁心マグネットメータによる誘導機二次電流の検出に関する検討」, 日本応用磁気学会誌, Vol. 8, No. 2, pp. 229-232, (1984)

7) K. Inada, K. Mohri and K. Inuzuka: "Quick Responce Large current Sensor Using Amorphous MI Element Resonant Multivibrator", IEEE on Magnetics, Vol.30, No.6, pp.4623-4625, (1994)

8) 犬塚、松井、稲田、毛利：「かご型誘導電動機の二次電流帰還形速度センサレス定常トルク制御系」，電気学会マグネティックス研究会，MAG-93-97，pp.23-32，(1993)

第4章 かご形誘導電動機の二次電流帰還型定常トルク制御系

4.1 緒言

ブラシレスによるメンテナンスフリー性や、構造が簡単で低価格などの特長をもつかご形誘導電動機（以下IMと略記）に直流モータ並の高精度の制御性能を付与する開発研究が広く行われている。半導体の大容量化、マイクロプロセッサの高速化などにより、IMは直流モータ並の速度、トルク制御性能を有する交流サーボモータとして広く実用化され、工業用ロボットや各種アクチュエータの駆動用モータとして適用されている。このIM制御システムには、電圧制御型インバータ、いわゆる V/f を一定とする汎用インバータによる制御（ V/f 制御）と、電流制御型インバータによるベクトル制御¹⁾との、大きく二つのタイプに分類される。ベクトル制御は定常および過渡状態の速度の制御や、トルクの制御を目的とし、高速応答性に優れているが、その制御系は回転検出が不可欠であり、また演算のために数値設定した専用のインバータの使用が必要である。これに対し、 V/f 制御は定常状態の速度やトルクの制御を目的とし、その目的の違いのために高速応答性はベクトル制御と比較して劣っており、低速域での制御特性が一次巻線抵抗の温度による誤差の影響を受けやすいなどの問題点もあるが、その制御系は簡素な構成であり、モータ磁束の振幅を一定に保持することにより固定子および回転子鉄心の利用率が高いので、この制御系の汎用性は高い。一方、両制御系の共通の問題点は、温度による回転子抵抗（二次抵抗）の抵抗値変動の影響が速度、トルクの推定誤差の原因となっていることであ

る。これに対し、温度センサあるいはモデルを用いた演算による二次抵抗の推定など多くの補償方法が試みられている²⁾が、回転子電流（二次電流）路の温度分布が複雑であるため、有効な手段は確立されていない。そこで、山村ら³⁾によって、1987年に二次電流が検出できれば、原理的には温度による二次抵抗の抵抗値変動に独立なトルク制御が可能であることが提案された。その二次電流の検出には、ホール素子をIMのエンドリング近傍に設置した非接触検出で行う方法が試みられた。しかし、ホール素子は温度安定性が悪く、最高使用温度（約70(°C)）が低いなどの問題があり、信頼性は高くない。また、提案されたトルク制御系をV/f制御で構成した場合は後述するようにトルク指令に対する応答速度が遅い。筆者らは、1984年にこの二次電流検出の重要性に着目し⁴⁾、-50(°C)~180(°C)の範囲での高い温度安定性、0~66(kHz)の広帯域特性を持つアモルファス二磁心マルチパイプレータ型磁界センサを構成し、このセンサによって三相1.5(kW)のIMの二次電流の検出および定常トルクの検出を行った結果を報告した⁵⁾⁻⁸⁾。

本章では、この二次電流検出法を基礎にV/f一定の汎用インバータの定常トルク制御系に二次電流センサによる二次電流信号フィードバック機能を付加した二次電流帰還型定常トルク制御系を構成したのでその制御特性、および二次抵抗の温度補償方法および効果を報告する。この制御系は、普及度の高い汎用のインバータを用いた簡素な制御系であるにもかかわらず、二次電流信号を帰還することにより、速度センサ、一次電流センサおよび電圧センサが不要であり、二次電流の推定に必要な積分器も不要であるため、低速域における二次電流の検出精度およびその制御誤差の問題も生じない。さらに、二次電流信号には二次抵抗の温度変動の情報が含まれているため、二次抵抗の温度補償を行うことができる。定常トルクを対象にした理由は、製鉄の圧延や製紙、紡糸の定張力巻取り、有毒ガスのファン排気などで、IMが一定ト

トルク設定での長時間運転で使用される場合に、IM内の温度上昇による二次抵抗の抵抗値変動の影響が著しく現れるため、その高安定トルク制御の要求は高いと思われるためである。

4. 2 定常トルク制御系の構成方法

4. 2. 1 かご形誘導電動機の定常トルク

図4. 1に示す回路は、等価鉄損抵抗 r_m を無視し、鉄心の磁化特性を線形化した場合のIMのT型等価回路である。実際のIMの等価回路には、その鉄損抵抗が相互インダクタンス M に並列に接続されている。付表4. 1に供試IMの回路定数を示すように、その抵抗値は励磁周波数60(Hz)において、相互リアクタンス値($=2\pi fM$)の40(Ω)に比べて約10倍である。励磁周波数が低くなるにつれて、その抵抗値はヒステリシス損が減少するために増加し、また、そのリアクタンス値は周波数に比例するために減少する⁹⁾。従って、鉄損抵抗値は励磁周波数0~60(Hz)において、常に相互リアクタンス値の10倍以上になるので、以後の考察には鉄損抵抗を無視する。

図4. 2の回路は図4. 1の回路を二次側に等価変換した回路である²⁾。図中の a は M/L_2 、 σ は $(L_2L_1-M^2)/M^2$ である。図4. 2での I_o は次式で示すように I_1 と I_2/a との和であり、二次巻線の全鎖交磁束(二次磁束 Φ_2)を与える一次側換算電流(Φ_2 を生じる起磁力 $/M$)である。

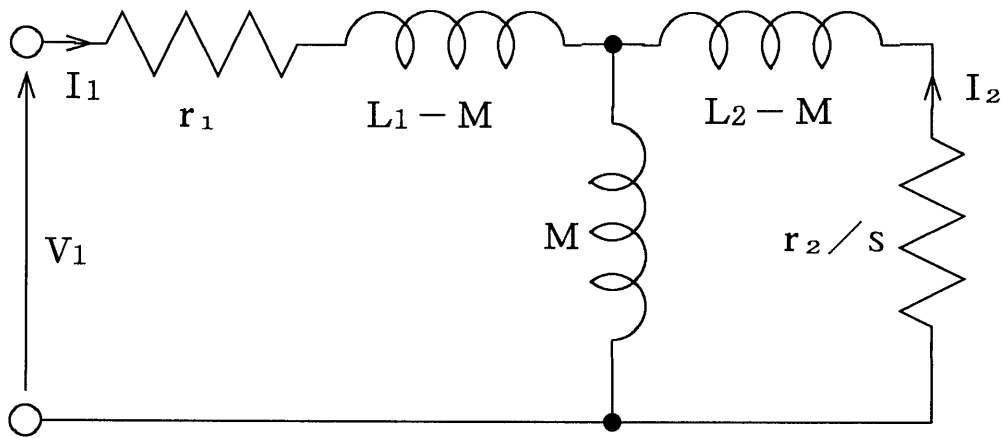


図 4. 1 IM の T 型定常等価回路

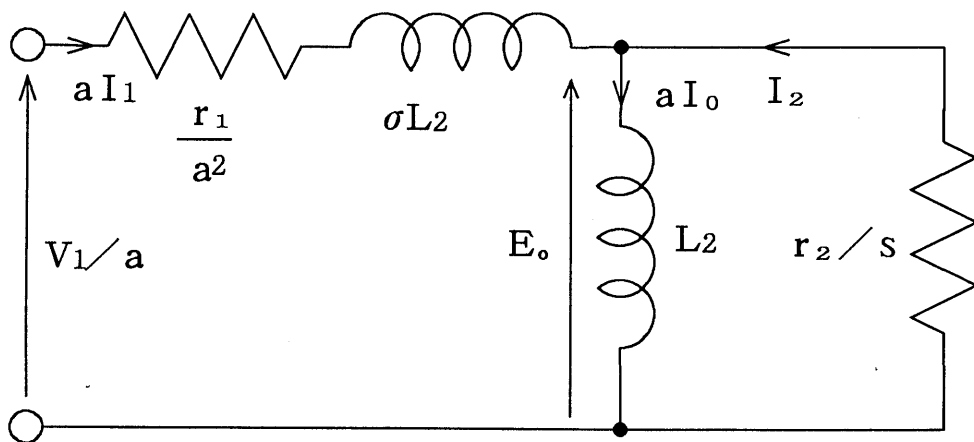


図 4. 2 IM の二次側換算等価回路

$$I_o = I_1 + \frac{L_2}{M} I_2 \quad \dots \dots \dots (4.1)$$

ただし、 L_2 ：二次側自己インダクタンス

M ：一次、二次側の相互インダクタンス

定常状態では、 Φ_2 と I_o とは同相、 I_o と I_2 とは直交するので、 Φ_2 と I_2 とは常に直交していることになる。従って、IMの定常トルク T は図4.2の記号を用いると次式で表される。

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} p |\Phi_2| |I_2| = \frac{3}{2} p M |I_o| |I_2| \\ &= \frac{3}{2} p \frac{|E_o|}{\omega} |I_2| = \frac{1}{K_T} |I_2| \quad \dots \dots \dots (4.2) \end{aligned}$$

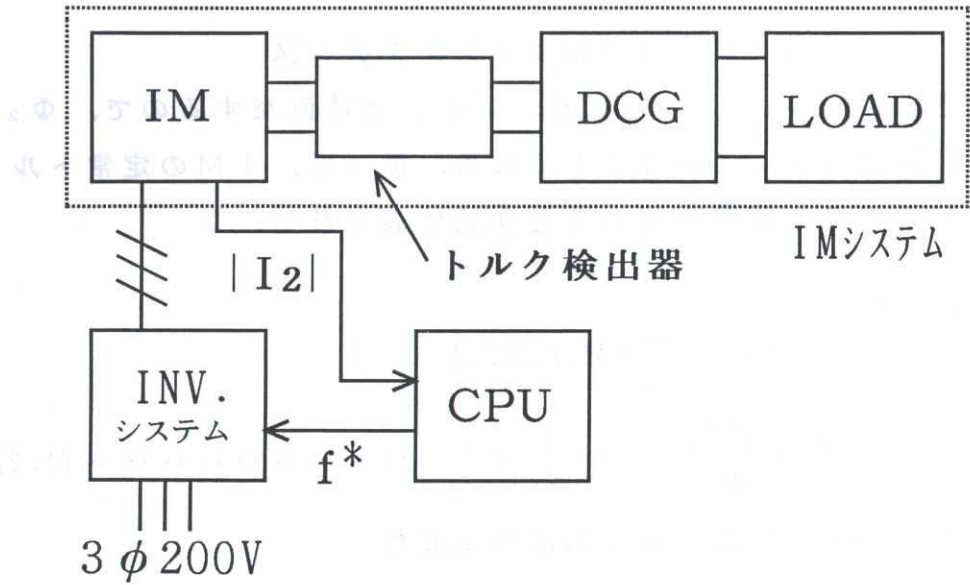
ただし、 p ：極数、 ω ：励磁角周波数

$$K_T = 2\omega / (3p |E_o|)$$

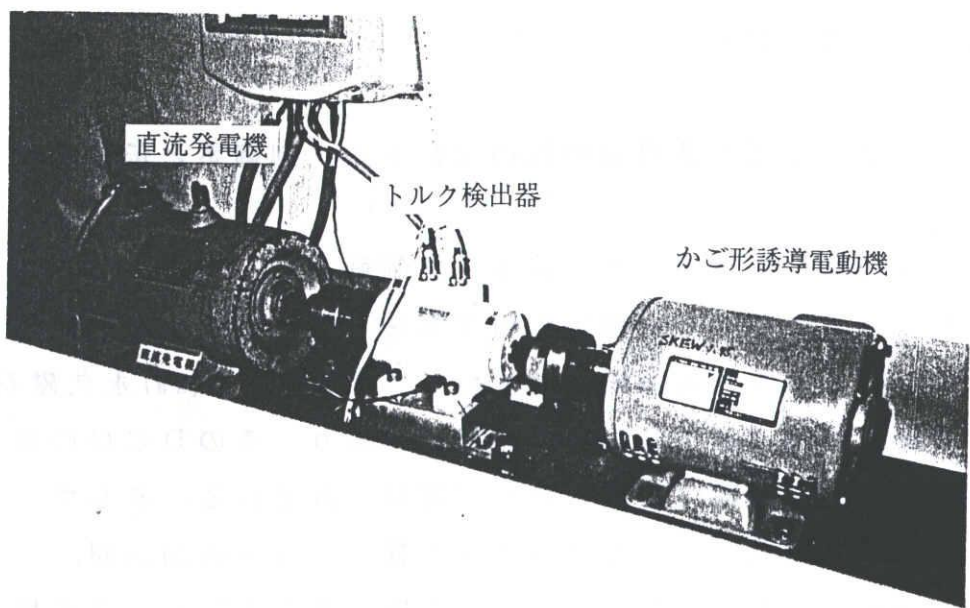
(4.2)式において、 $|E_o|/\omega$ を一定にすればトルク T は $|I_2|$ に正比例することになる。

4.2.2 かご形誘導電動機の定常トルク制御系と伝達関数

図4.3(a)に構成した定常トルク制御系を、同図(b)にIMとDCGおよびトルク検出器の写真を示す。供試IM(定格は付表4.1に示す)に接続されている負荷は、1.5(kW)永久磁石界磁型直流発電機(以下DCGと略記)であり、そのDCGの出力端子にはランプ負荷(LOAD)が接続されている。そしてIMとDCGとの間に、回転計付トルク検出器(小野測器製、PD-860)が接続されており、シャフトの回転数およびトルクを検出している。この制御システムで使用されているインバータは、励磁周波数を入力とする容量6.5(kVA)、 V/f 一定の電圧制御型汎用インバータ(株東芝製、VFA3-2037P)である。励磁周波数を



(a) 制御系ブロック線図



(b) IM、DCGおよびトルク検出器システム (写真)

図4.3 定常トルク制御系

入力すると、それに V/f を乗じた電圧を一次電圧 V_1 として出力する。参考文献3)の制御系で用いられているインバータは一次電流と励磁周波数とを入力する2入力電流制御型インバータであり、本システムで使用するインバータと異なる。

IMとDCGとの機械系の運動方程式は次式で表される。

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m = T \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

ただし、 J ：慣性モーメント、 D ：粘性係数

ω_m ：回転角速度（機械角）

T ：IMのトルク

(4.3)式には、負荷トルクの項が含まれていないが、DCGの負荷特性が回転速度に比例したトルク（トルクと ω_m との比例係数は、DCGの出力端子に接続されている負荷ランプの点灯数で決定される）を発生する特性であるため、負荷トルクは粘性係数の形で表されている。

また、IMに関する方程式は、(4.2)式からIMのトルク T と $|I_2|$ との関係が、また図4.2からすべり周波数 sf （電気角）と $|I_2|$ との関係が次式のように得られる。

$$|I_2| = \frac{|E_o|/f}{r_2} sf = \frac{1}{K_s} sf \quad \dots\dots\dots (4.4)$$

ただし、 $K_s = r_2 / (|E_o|/f)$ 、 r_2 ：二次抵抗

r_2 は温度上昇によって Δr_2 だけ増加するので、室温での r_2 の値（基準値）を r_{20} として次式で表す。

$$r_2 = r_{20} + \Delta r_2 \quad \dots\dots\dots (4.5)$$

(4.3)式に(4.2)、(4.4)式を代入してラプラス変換を行うと機械系の伝達関数 $G_s(s)$ が次式で表される。

$$G_s(s) = \frac{I_2(s)}{F(s)} = \frac{1}{K_s} \frac{s + D/J}{s + D'/J} \dots\dots\dots (4.6)$$

ただし、 $I_2(s)$: $|I_2|$ のラプラス変換

$F(s)$: 励磁周波数のラプラス変換

$$D' = D + p / (2\pi K_s K_T)$$

図4.4にこの制御系のブロック線図を示す³⁾。同図中の K_T 、 K_s は比例ゲイン、 K_I は積分ゲインである。トルク指令値 T^* (指令値には*をつける)が与えられたとき、(4.2)式により I_2 指令値 $|I_2|^*$ が決定される。この $|I_2|^*$ と I_2 センサで得られた信号 $|I_2|$ との差を ΔI_2 とすると次式の関係が得られる。

$$\Delta I_2 = |I_2|^* - |I_2| = \frac{E_o}{r_{20}} s^* - \frac{E_o}{r_2} s \dots\dots\dots (4.7)$$

ただし、 s : すべり

(4.7)式の第1項の r_{20} は $|I_2|^*$ の計算に用いる係数のため一定としている。また、第2項の r_2 は、 $|\Delta r_2| \ll r_{20}$ の近似を用いると(4.7)式は、次式のように変形される。

$$\begin{aligned} \Delta I_2 &= |I_2|^* - |I_2| \\ &= \frac{E_o}{f r_{20}} \left\{ (f - f_m^*) - \frac{f - f_m}{1 + \Delta r_2 / r_{20}} \right\} \\ &= - \frac{E_o / f}{r_{20}} \left(\Delta f_m - \frac{\Delta r_2}{r_{20}} s f \right) \dots\dots\dots (4.8) \end{aligned}$$

ただし、 f_m : IMの回転速度、 $\Delta f_m = f_m^* - f_m$

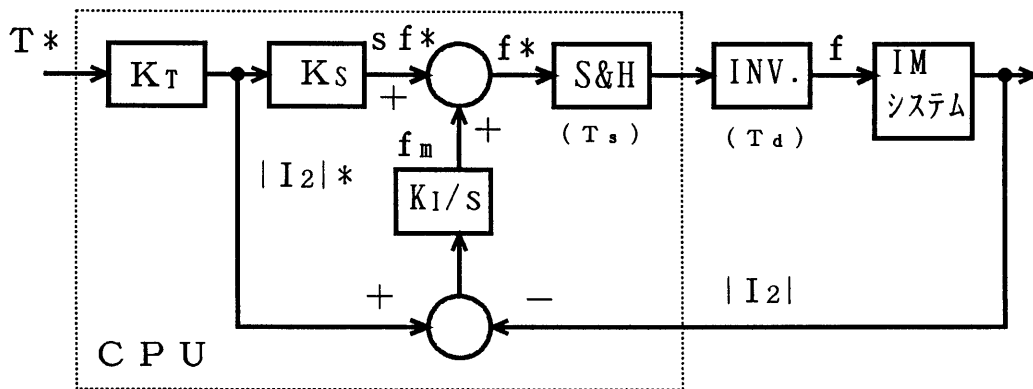


図 4. 4 制御系のブロック線図

(4.8) 式の第1項は回転速度の誤差分 Δf_m であり、第2項は r_2 の抵抗値変動分である。従って、 I_2 センサによってフィードバックされてくる信号 $|I_2|$ の中には r_{20} の温度変化による抵抗値変動分が含まれるため、 r_2 の温度補償が行われることになる。IM の回転速度は (4.8) 式を積分することによって得られ、表4.1 (p.107) に示すように、この積分値 N_m^* と実測回転数 N_m との誤差は1 (%) 以内で得られ、速度センサを不要としている。そして、(4.8) 式の積分値と (4.4) 式から計算されるすべり周波数指令値 sf^* との和が励磁周波数指令値 f^* であり、これが V/f 一定のインバータに入力する信号になり、IM が指令値のトルクで運転される。

本システムのインバータのむだ時間 T_d (s) は周波数指令値の変分 Δf (Hz) (1 サンプル時間では最大1 (Hz)) と、コンピュータの演算時間 T_c (s) とを用いた次式で表される。

$$T_d = T_c + \{ 0.1 \text{ (s)} / 60 \text{ (Hz)} \} \Delta f \quad \dots \dots \dots (4.9)$$

インバータの伝達関数 $G_{INV}(s)$ は、入力をコンピュータから送られてくる励磁周波数信号 f^* 、出力を IM に加える周波数 f とすれば、次式で表される。

$$G_{INV}(s) = \exp(-T_d \cdot s) \quad \dots \dots \dots (4.10)$$

さらに、 I_2 センサの出力信号 $|I_2|$ やインバータへの励磁周波数入力信号 f^* は D/A、A/D 変換 (サンプル & ホールド) を行っており、この伝達関数 $G_{SH}(s)$ は次式になる。

$$G_{SH}(s) = \frac{1 - \exp(-T_s \cdot s)}{s} \quad \dots \dots \dots (4.11)$$

ただし、 T_s : A/D、D/A のサンプリング周期

図 4. 4 の | I₂ | * から | I₂ | までの伝達関数 G (s) は次式になる。

$$G(s) = \frac{\left(K_s + \frac{K_I}{s} \right) G_{INV}(s) G_{SH}(s) G_s(s)}{1 + \frac{K_I}{s} G_{INV}(s) G_{SH}(s) G_s(s)} \dots\dots\dots (4.12)$$

T* は | I₂ | * / K_r で与えられる。そして、(4.12) 式に (4.6)、(4.10)、(4.11) 式を代入して整理し、デジタル制御を行うため、z 変換を行うと G (z) は次式のようになる。

$$G(z) = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^3 + a_2 z^2 + a_1 z} \dots\dots\dots (4.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし、 } b_2 &= \frac{(K_s + K_I)(D + K_1)}{D' K_s} \\ b_1 &= -\frac{(K_s + K_I)(DK_2 + K_1) + K_s(D + K_1)}{D' K_s} \\ b_0 &= \frac{DK_2 + K_1}{D'} \\ a_2 &= \frac{K_I}{D' K_s}(D + K_1) - 1 - K_2 \\ a_1 &= K_2 - \frac{K_I}{D' K_s}(DK_2 + K_1) \\ K_1 &= (D' - D) \exp\{-D'(T_s - T_d)/J\} \\ K_2 &= \exp\{-D' T_s/J\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.14)$$

4. 3 シミュレーションおよび実験結果

4. 3. 1 定常トルクの制御

図 4. 5 は図 4. 4 の制御系の定常トルク制御特性である。この図のパラメータ T^* はトルク指令値である。回転数 1400 (rpm) 以上では、トルクは正確に制御されているが、それ以下の回転数では、実測トルクは指令値よりも低いものとなり、トルク指令値が大きい程、実測トルクの低下は大きい。図 4. 6 は、 $T^*=5.5$ (Nm) における二次電流検出波形であり、回転速度が (a) 1698 (rpm) と (b) 115 (rpm) とのときの波形である。両波形の振幅がほぼ同じであることから、 I_2 の制御は高低速域においても正確に行われている。従って、この原因は、励磁周波数が低い時、一次インピーダンス電圧降下によって図 4. 2 の回路に示される E_o が減少し、 E_o/f を一定に保つことができなくなっていると考えられる。

4. 3. 2 定常トルク制御系の応答

本論文で用いた制御システムの各定数を付表 4. 1 に示す。これらを (4. 13)、(4. 14) 式に代入すれば次式が得られる。

$$G(z) = \frac{0.484z^2 - 0.6648z + 0.1828}{z^3 - 0.7102z^2 - 0.2435z} \dots\dots\dots (4.15)$$

(4. 15) 式の伝達関数のインディシャル応答のシミュレーション結果と図 4. 4 の制御システムによる実験結果とを図 4. 7

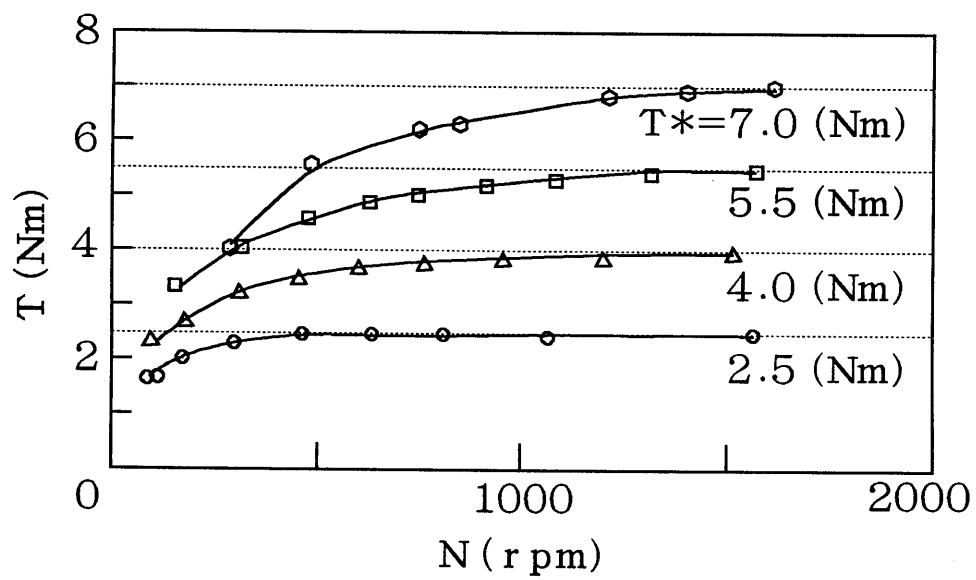
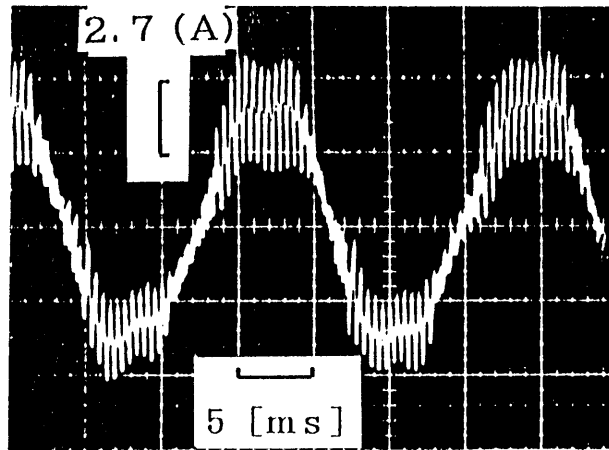
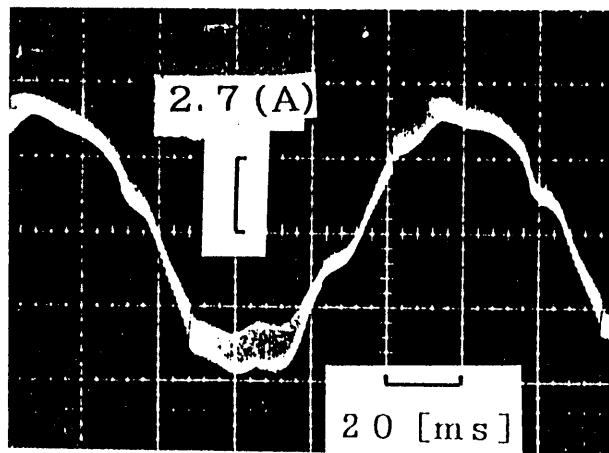


図 4. 5 定常トルク制御特性

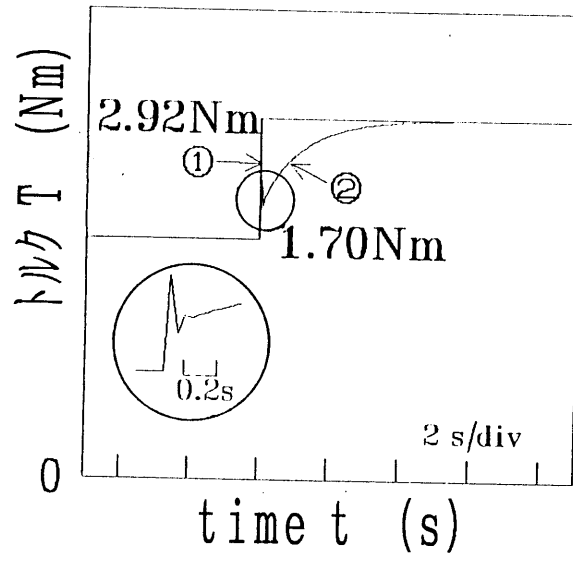


(a) $N=1698$ (rpm)

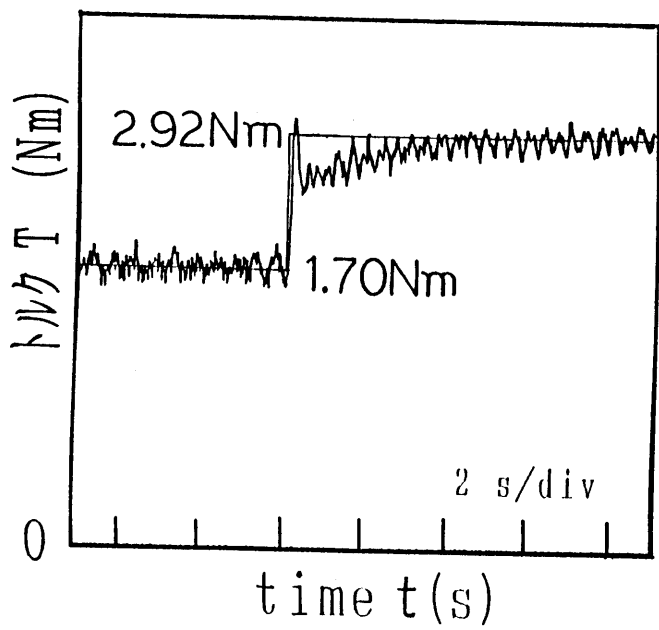


(b) $N=115$ (rpm)

図 4. 6 制御時の二次電流検出波形



(a) シミュレーション結果



(b) 実験結果

図 4. 7 インディシャル応答波形

(a), (b)にそれぞれ示す. この時の K_I は一例として0.9とした. 実験結果のトルク波形は、トルクと $|I_2|$ とが正比例しているため、二次電流センサの出力波形を示した. トルク制御指令値は、2.92(Nm)と1.70(Nm)とを指令値とする方形波とし、IMの負荷は一定負荷としている. 図4.7(a), (b)の両波形には、立ち上がり時にある一定の時間遅れのあとにパルス状の波形が現れ、その後は緩やかに指令値に近づき、約4秒後定常値に達している. シミュレーション波形は実験波形に近いものが得られ、このシステムのモデルはほぼ正しいと考えられる.

このパルス状の波形は、(4.15)式の極点の1つ(-0.2528)が負であるために、応答波形が振動的になって生じたものである(図4.7(a)の①). しかし、その極点は比較的原点の近くに存在しているため、この極点による振動波形の収束は早い. さらに、(4.15)式のもう1つの極点(0.9630)が1に近いいため、指令値に収束するのに時間がかかっている(図4.7(a)の②).

この制御システムの可変可能な定数 K_I を変化させた場合のシステムの極点の位置を図4.8に示す.(4.15)式の分母は3次であるが、極点の一つは $z=0$ であるので、二つの極点の特性を示している. この図からわかるように、 K_I を変化させてもシステムの速応性の改善ができないことを示している.

そこで、図4.9に示すように本システムに新たに状態フィードバックを付加して¹⁰⁾、速応性の改善を行った. 図4.9の状態観測器は予測的有限整定観測器とし、観測器の状態推定値および、出力推定値を $\hat{x}(i)$ 、 $\hat{y}(i)$ としたとき、この観測器には次式の状態方程式を用いた.

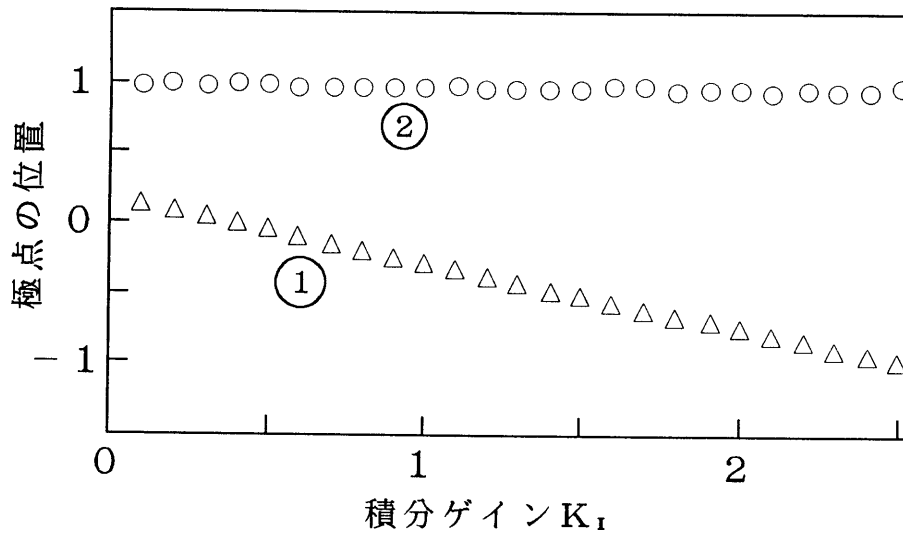


図 4. 8 K_I によるシステムの極点の変化

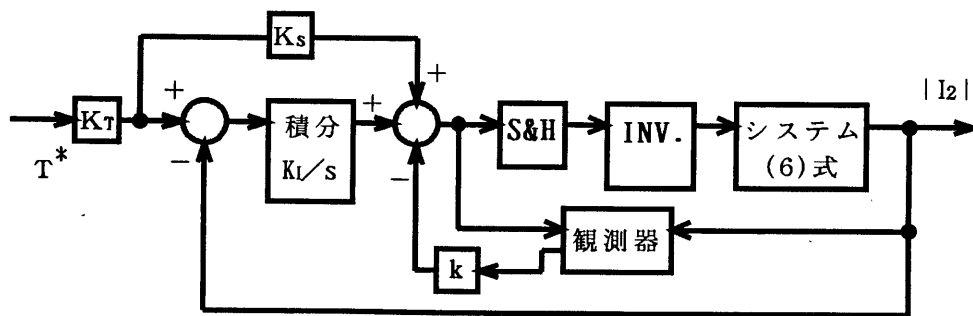


図 4. 9 状態フィードバック付制御系

$$\begin{aligned}\hat{x}(i+1) &= P \hat{x}(i) + q u(i) + g \{ y(i) - \hat{y}(i) \} \\ &= (P - g c) \hat{x}(i) + q u(i) + g y(i) \quad \dots \dots \dots (4.16)\end{aligned}$$

ただし、 $u(i)$: $G_{SH}(s)$ に入力する励磁周波数

信号、 $y(i)$: $|I_2|$ 信号値

$g^t = [g_1, g_2]$: 観測器ゲイン

(4.16) 式に示されているマトリクス P 、列ベクトル q および、行ベクトル c は図 4. 4 に示される $G_{SH}(s)$ 、 $G_{INV}(s)$ および、 $G_o(s)$ の伝達関数を次式のように可制御標準形式の状態方程式に変換したときの行列、ベクトルである。

$$x(i+1) = P x(i) + q u(i), \quad y(i) = c x(i) \quad \dots \dots \dots (4.17)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし、} \quad P &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0.0514 \end{bmatrix} & q &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ c &= [-0.3278 \quad 0.3793] \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (4.18)$$

観測器ゲイン $g^t = [g_1, g_2]$ は観測器の特性方程式の根がゼロになるような値とした。そして状態フィードバックゲイン

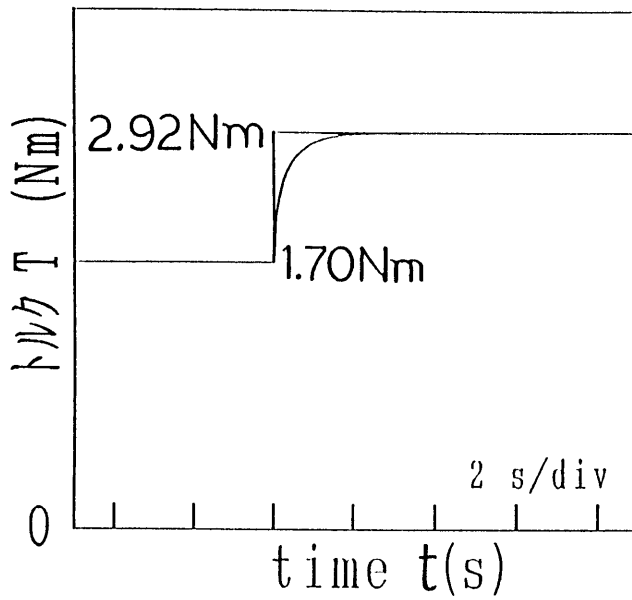
$k = [k_1, k_2]$ と K_I とを決定するにあたり、以下のような条件を挙げた。

- ① インディシャル応答のオーバーシュートを 0.5 (%) 以内に抑える。
- ② 立ち上がりで振動ができるだけ起きないようにする。

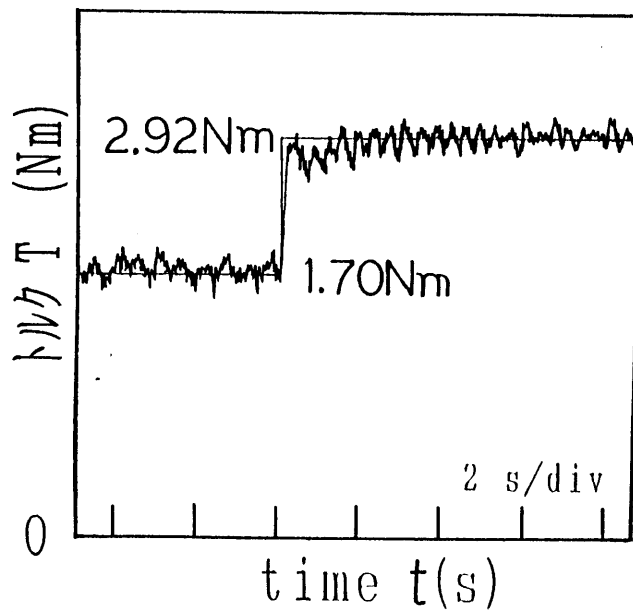
以上の条件を満たすように k 、 K_I 、 g を決定し、シミュレーションによってインディシャル応答波形を確認した。

シミュレーションによる結果と実験結果とをそれぞれ図 4. 10 (a)、(b) に示す。このときの各ゲインは次式のようになった。

$$\begin{aligned} k &= [0, -0.75]、K_I = 0.45 \\ g^t &= [-0.1667, -0.008568] \end{aligned}$$



(a) シミュレーション結果



(b) 実験結果

図 4. 10 インディシャル応答波形

図 4. 10 からわかるように、速応性が約 2 倍改善され、また、立ち上がり時のパルス状の波形が消えていることがわかる。

図 4. 11 にトルク指令値 $T^*=4.0$ (Nm) とし、負荷ランプを 0 個から 8 個に変えて、IM の負荷を方形波状に変化させたときの実測トルク T 、積分出力値 (回転数) $N_m^*(=30f_m)$ 、実測回転数 N_m である。負荷を変化させた瞬間にパルス状の波形が現れているが、トルクはほぼ一定値を保ち、回転速度は、(4. 3) 式を満たすように、指数関数的に変化している。

4. 3. 3 温度上昇による二次抵抗値の温度補償

I_2 帰還型トルク制御系の r_2 値の温度補償を確認するため、IM を長時間制御する実験を行った。トルク指令値をほぼ定格負荷に近い 7.0 (Nm) 一定、IM の負荷も一定として連続 1 時間の制御を行った。その制御結果を図 4. 12 に、また IM の回転数 N_m (rpm) と制御系の積分出力値 (回転数) N_m^* も示す。さらに、制御開始時とその 1 時間後との各状態を表 4. 1 に示す。1 時間後の IM 内の温度 t は、制御終了直後、IM を停止させ、熱電対を固定子や回転子に接触させて測定した温度である。実測回転数 N_m と積分出力値 N_m^* とは、 14 (rpm) の誤差があるが、1 時間後には、 N_m と N_m^* との大小関係は逆転し、 r_2 の変動による影響が現れているのがわかる。実測トルク T は時間とともに減少し、1 時間後のそのトルクは、制御開始時と比較して 5.43 (%) の減少を示した。このような変動は何らかの熱的变化によるものと考えられる。

この変動原因を以下のように考察する。いま、(4. 2) 式に (4. 4) 式を代入して変形すると次式が得られる。

$$T = \frac{3}{2} p \frac{|E_o|}{\omega} |I_2| = K \left(\frac{|E_o|}{f} \right)^2 \frac{s f}{r_2} \dots \dots \dots (4.19)$$

ただし、 $K=3p/(4\pi)$

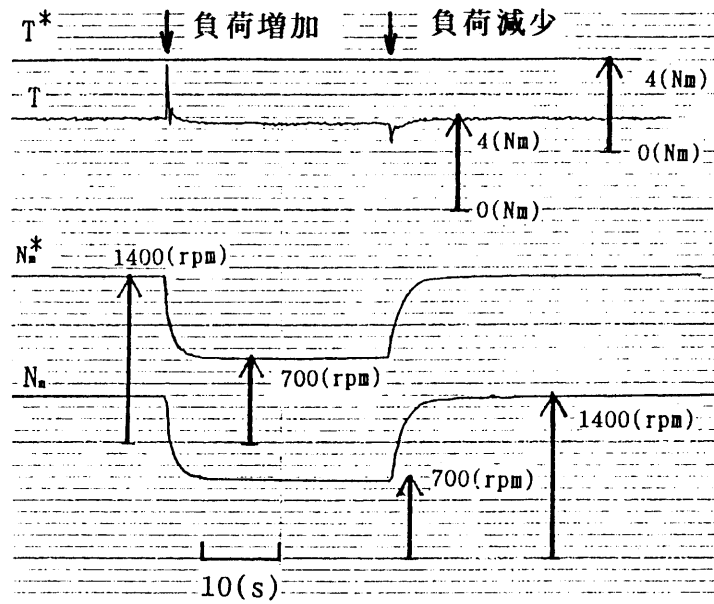


図 4. 1 1 制御特性 (方形波状負荷増減)

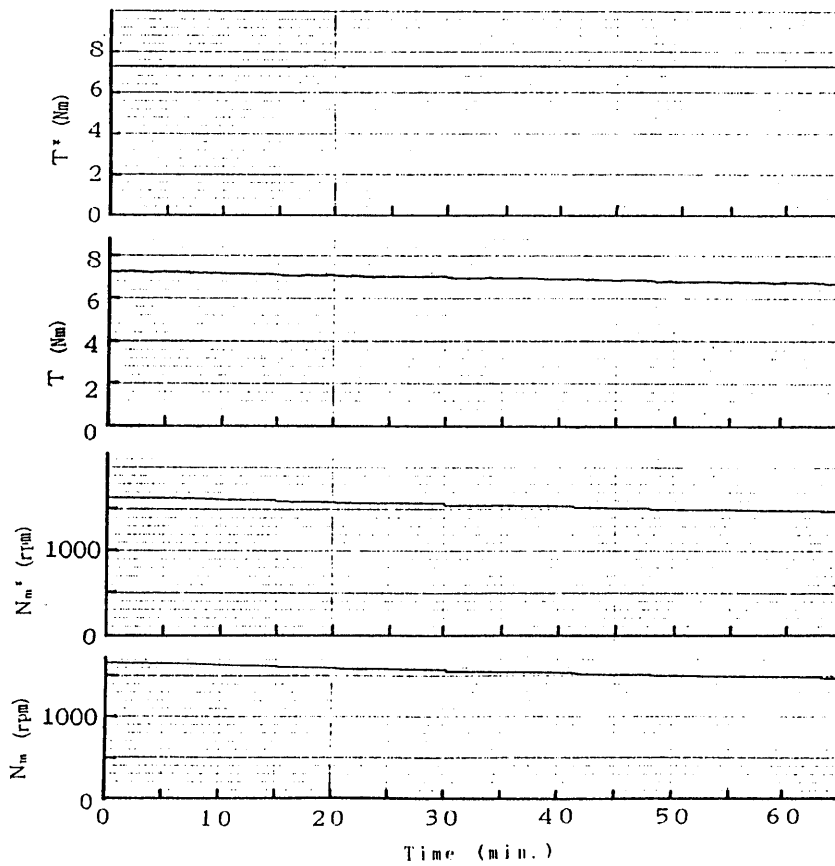


図 4. 1 2 トルク、速度の時間変化 (制御系)

また、 $|E_o|$ は図 4. 2 の等価回路を元にして描かれる
 図 4. 13 のベクトル図から次式で表される。

$$|E_o| = \sqrt{\left(\frac{V_1}{a} \cos \theta - \frac{r_1}{a} |I_1|\right)^2 + \left(\frac{V_1}{a} \sin \theta - a \sigma x_2 |I_1|\right)^2} \dots \dots \dots (4.20)$$

ただし、 $\cos \theta$: IM の力率、 $x_2 = 2\pi f L_2$
 V_1 : 一次相電圧

ここで各パラメータの変動分を次式で定義する。

$$\left. \begin{aligned} \Delta r_1' &= r_1' - r_{1o}' \\ \Delta r_2 &= r_2 - r_{2o} \\ \Delta (sf) &= sf - (sf)^* \\ \Delta |I_1'| &= |I_1'| - |I_{1o}'| \\ \Delta (\cos \theta) &= \cos \theta - \cos \theta_o \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (4.21)$$

ただし、 $r_1' = r_1 / a^2$, $|I_1'| = a |I_1|$

各パラメータの定義式の右辺の第 2 項は制御開始時の値である。
 T の全微分 ΔT は、 r_1' , r_2 , すべり周波数 sf , $|I_1'|$, $\cos \theta$ に
 ついて (4. 19) 式を偏微分し、 $\Delta r_1'$, Δr_2 , $\Delta (sf)$,
 $\Delta |I_1'|$, $\Delta (\cos \theta)$ で ΔT を表すと次式になる。このとき各変
 数の偏微分係数を付録の (付 4. 1) ~ (付 4. 5) 式に示す。

$$\Delta T = \frac{\partial T}{\partial r_1'} \Delta r_1' + \frac{\partial T}{\partial r_2} \Delta r_2 + \frac{\partial T}{\partial (sf)} \Delta (sf) + \frac{\partial T}{\partial |I_1'|} \Delta |I_1'| + \frac{\partial T}{\partial (\cos \theta)} \Delta (\cos \theta) \dots \dots \dots (4.22)$$

(付 4. 1) ~ (付 4. 5) 式に付表 4. 1 の回路定数、
 表 4. 1 の各状態の値を代入して得られた各変数の偏微分係数お

表 4. 1 各状態の変化 (制御時)

運転状態	制御開始時	1 時間後
実測トルク T (Nm)	7.0	6.62
積分出力値 N_m^* (rpm)	1630	1480
実測回転数 N_m (rpm)	1644	1465
$ I_1 $ (A)	7.0	7.0
温度 t ($^{\circ}\text{C}$)	21	124
$\cos \theta$	0.84	0.82
すべり周波数 sf (Hz)	5.20	7.27

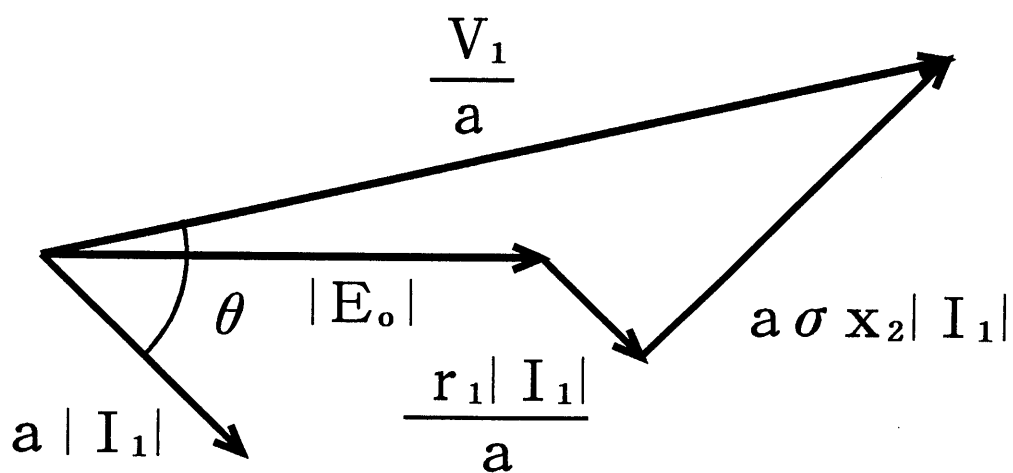


図 4. 13 図 4. 2 のベクトル図

よびトルク誤差に換算した誤差を表4. 2に示す。 r_1' , r_2 の変動分 $\Delta r_1'$, Δr_2 は次式で示される計算式を用いて計算した。

$$\Delta r = r_{60} - r_0 = \frac{235 + t_{60}}{235 + t_0} r_0 - r_0 = \frac{t_{60} - t_0}{235 + t_0} r_0 \quad \dots \dots \dots (4.23)$$

ただし、 r_{60} : 運転1時間後の r の値 (Ω)

r_0 : 開始時の r の値 (Ω)

t_{60} : 運転1時間後の温度 ($^{\circ}\text{C}$)

t_0 : 開始時の温度 ($^{\circ}\text{C}$)

表4. 2の各変数のトルク誤差の総和がトルク制御誤差の理論値であり、その総和は-6.4(%)となり、実験結果の-5.4(%)に近い値が得られた。表4. 2より、 r_2 によるトルク誤差は-40(%)であるが、すべり周波数(sf)によるトルク誤差を40(%)増加させることにより、 r_2 のトルク誤差を相殺している。このことは(4. 8)式を用いて説明される。(4. 8)式の Δf_m は次式のように $\Delta(sf)$ に等しい。

$$\Delta f_m = f_m^* - f_m = \Delta(sf) \quad \dots \dots \dots (4.24)$$

(4. 24)式を(4. 8)式に代入すると次式が得られる。

表4. 2 各変数の偏微分係数と誤差(制御時)

変数	r_1'	r_2	sf	$ I_1' $	$\cos\theta$
係数	-0.12	-1.11	0.192	-0.042	0.47
トルク誤差(%)	-5.0	-40.2	39.7	0	-0.9

$$\begin{aligned} \Delta I_2 &= - \frac{E_o / f}{r_{20}} \left\{ \Delta(sf) - \frac{\Delta r_2}{r_{20}} s f \right\} \\ &= - \frac{s E_o}{r_{20}} \left\{ \frac{\Delta(sf)}{s f} - \frac{\Delta r_2}{r_{20}} \right\} \dots \dots \dots (4.25) \end{aligned}$$

I₂帰還の制御系は(4.25)式の括弧内をゼロにするように、つまり、(4.22)式の右辺の第2項と第3項との和がゼロになるように動作する。従って、このトルク制御誤差は温度上昇によるr₁'の変動が主な原因であると考えられる。

次に、温度上昇によるr₂の変動がIMのトルクに及ぼす影響を調べるため、制御を行わない1時間の連続運転を行った。すべり周波数をできるだけ一定にすることにより、すべり周波数による補償を抑えることで、r₁'、r₂の変動の影響がトルクの変化に大きく現れるように実験を行った。実験では、励磁周波数60(Hz)一定とし、時間と共にIMの負荷を減少させて回転数を一定に保った。

その結果を図4.14に、また運転開始時と運転1時間後との各状態を表4.3に示す。図4.14の中のトルク波形の階段状の変動は負荷を減少させたために生じたものである。1時間後の実測トルクは、運転開始時よりも22.4(%)の減少となった。そして先述と同じように、(付4.1)～(付4.5)式と(4.22)式とに各値を代入して計算を行った結果、各係数は表4.4のようになり、トルク誤差の総和は-37.3(%)、つまり37.3(%)の減少となった。表4.4より、r₁'の値変化によるトルク誤差は-4.0(%)、また、r₂のトルク誤差は-32.2(%)となっている。

さらに、低速域でのr₂変動の温度補償の効果を示す。表4.5は、制御開始時とIM内の温度が上昇した後の制御時との状態である。表4.5の温度上昇後とは、IMをほぼ定格出力で運転することによってIMの温度を上昇させ、その後に制御開始時と同じ条件で行った制御のことである。前述と同じ方法によりトルク誤差を計算し、各変数の偏微分係数とトルク換算誤差とを表4.6に示す。トルク誤差の総和は-1.6(%)、実験値は-2.8(%)

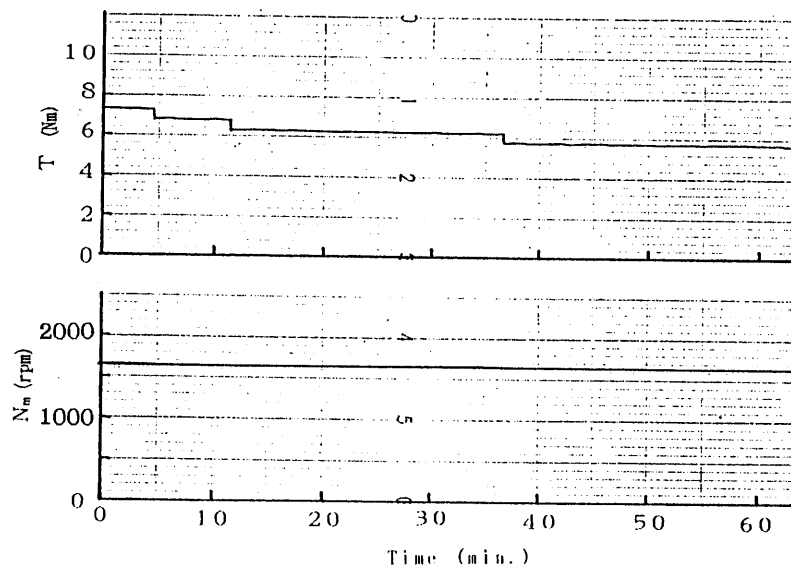


図 4. 1 4 トルク、速度の時間変化 (no control)

表 4. 3 各状態の変化 (no control)

運転状態	運転開始時	1 時間後
実測トルク T (Nm)	7.27	5.64
実測回転数 N_m (rpm)	1680	1686
$ I_1 $ (A)	7.0	5.5
温度 t ($^{\circ}\text{C}$)	23	106
$\cos\theta$	0.84	0.79
すべり周波数 sf (Hz)	4.00	3.80

表 4. 4 各変数の偏微分係数と誤差 (no control)

変数	r_1'	r_2	sf	$ I_1' $	$\cos\theta$
係数	-0.12	-1.11	0.15	-0.042	-0.47
トルク 誤差 (%)	-4.0	-32.2	-5.0	6.3	-2.4

表 4. 5 各状態の変化 (低速制御時)

運転状態	制御開始時	温度上昇後
実測トルク T (Nm)	3.25	3.16
実測回転数 N_m (rpm)	115	110
$ I_1 $ (A)	4.8	4.6
温度 t ($^{\circ}\text{C}$)	14	81
$\cos\theta$	0.19	0.22
すべり周波数 sf (Hz)	4.00	3.80

表 4. 6 各変数の偏微分係数と誤差 (低速制御時)

変数	r_1'	r_2	sf	$ I_1' $	$\cos\theta$
係数	-0.12	-1.11	0.19	-0.024	-0.23
トルク 誤差 (%)	-0.5	-26.9	26.0	0.5	-0.7

となった。 r_2 の変動によるトルク誤差は約 -27 (%) であるが、すべり周波数 sf によるトルク誤差を増加させることによって r_2 のトルク誤差が相殺され、低速域においても r_2 変動の温度補償がなされていることがわかる。

4. 4 結言

二次電流センサの出力電圧をフィードバックする定常トルク制御系を V/f 一定の汎用インバータを用いて構成し、定常トルクの制御を行い、次の結論を得た。

- ① 二次電流センサの信号をフィードバックする定常トルク制御系は、電圧センサ、速度センサを不要とし、状態フィードバックを付加したことにより、速応性も約 2 倍改善することができた。
- ② 二次電流センサの信号は二次抵抗変動分の情報を含んでいるので、二次抵抗の温度補償を行うことができた。すなわち、IM内の温度上昇（約 100 (°C) 上昇）において、制御なしの場合の 22.4 (%) のトルク減少に対して制御時の場合では 5.4 (%) の減少に抑制できた。特に、従来の方法では困難であった低速域における二次抵抗の温度補償が行われていることもわかった。

参考文献

- 1) F. Blaschke: "Das Prinzip der Feldorientierung, für die Transvectorregelung von Drehfeld Maschinen", Siemens Z., 45, 757, (1971)
- 2) 金: 「誘導機のセンサレスベクトル制御」, 電気学会論文誌, Vol. 112, No. 3, pp. 167-175, (平4)
- 3) 山村、高野、中森: 「誘導モータの二次電流帰還トルク制御」, 電気学会全国大会, No. 641, (昭62)
- 4) 毛利・笠井・近藤・行徳・吉田: 「アモルファスマイクロ磁心マグネットメータによる誘導機の二次電流の検出に関する検討」, 日本応用磁気学会誌, Vol. 8, No. 2, pp. 229-232, (1984)
- 5) 吉田・毛利・近藤: 「アモルファス磁界センサによるかご型誘導電動機発生トルクの検出」, 電気学会論文誌, Vol. 105-B, No. 11, p. 973, (昭60)
- 6) K. Mohri, M. Nakano, Y. Mukai & Y. Yoshida: "Detection of Secondary Current and Torque of Induction Motors Using Amorphous Micro Core Field Sensors", T. IEEE on Magnetics, MAG-22, No. 5, pp. 397-399, (1986)
- 7) 毛利・中野・向井・吉田: 「アモルファス磁界センサによるかご型誘導電動機の二次電流およびトルクの検出」, 電気

学会論文誌, Vol.107-D, No.1, pp.57-64, (昭62)

- 8) 犬塚、毛利、石田：「かご型誘導電動機の二次電流およびトルクのセンシング」, 電気学会論文誌, Vol.112-D, No.9, pp.862-868, (平4)
- 9) 犬塚、松井、稲田、毛利：「かご形誘導電動機の二次電流帰還型速度センサレス定常トルク制御系」, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-93-97, pp.23-32, (1993)
- 10) 金原、黒須：「デジタル制御入門」, 日刊工業新聞, pp.133-139, (平2)

付録

各偏微分係数は次式で表される。

$$\frac{\partial T}{\partial r_1'} = -2T \frac{|I_1'| \left(\frac{V_1}{a} \cos\theta - r_1' |I_1'| \right)}{|E_0|^2} \dots\dots\dots (付 4. 1)$$

$$\frac{\partial T}{\partial r_2} = -T \frac{1}{r_2} \dots\dots\dots (付 4. 2)$$

$$\frac{\partial T}{\partial (sf)} = T \frac{1}{sf} \dots\dots\dots (付 4. 3)$$

$$\frac{\partial T}{\partial (|I_1'|)} = -2T \frac{\frac{V_1}{a} \left(r_1' \cos\theta + \sigma x_2 \sin\theta \right) - \{ r_1'^2 + (\sigma x_2)^2 \} |I_1'|}{|E_0|^2} \dots\dots\dots (付 4. 4)$$

$$\frac{\partial T}{\partial (\cos\theta)} = 2T \frac{\frac{V_1}{a} |I_1'| \left(\sigma x_2 \cos\theta - r_1'^2 \sin\theta \right)}{|E_0|^2 \sin\theta} \dots\dots\dots (付 4. 5)$$

本章で用いた諸定数を付表 4. 1 に示す。

付表 4. 1 システムの諸定数

I M の定格 (極数 4)	
出力 1.5 kW	電流 5.8 A
周波数 60 Hz	回転数 1750 rpm
電圧 200 V	$r_m = 400 \Omega$ (60Hz)
$r_1 = 1.0 \Omega$	$L_1 = L_2 = 0.11 \text{ H}$
$r_2 = 0.9 \Omega$	$M = 0.106 \text{ H}$
システム定数	
$J = 0.01290 \text{ kgm}^2$	$D = 0.01742 \text{ kgm}^2/\text{s}$
インバータ	
$T_d = 0.014 \text{ s}$	
その他	
$K_T = 1.012$	$K_s = 0.3773$
$D' = 0.8511$	$K_r = 0.9$
$K_2 = 0.05132$	$K_1 = 0.1043$
$T_s = 0.045 \text{ s}$	

第5章 かご形誘導電動機の瞬時トルク制御系

5. 1 緒言

かご形誘導電動機（以下IMと略記）はブラシレスによるメンテナンスフリー、単純構造、堅牢、低価格等の特長をもっている。近年の電力用半導体、マイクロプロセッサの発達によってDCモータ並の高性能制御を可能にするベクトル制御法¹⁾が実用化され、従来DCモータが用いられた分野にもIMに取り替えられるのが趨勢である。

このベクトル制御法は、IMのロータに鎖交する二次磁束を検出して電流指令値を演算しているが、二次磁束の検出法によって磁束検出型と滑り周波数型との二つのタイプに分けられる²⁾。現在盛んに研究されている滑り周波数ベクトル制御は、制御器内部で滑り周波数を演算し、その値と速度センサによる回転周波数とから二次磁束を推定し、電流指令値を作る。この場合、滑り周波数の演算には、IMの電動機定数を使用するため、この制御系は温度による定数変動の影響を大きく受けることになる。現在、ベクトル制御の主流となっているこの滑り周波数型ベクトル制御は早くから実用化され、速度センサレス化にまで発展したが、定数変動に対するロバスト性に対しては、まだ問題点は多く、その解決のために様々なアプローチによる研究が行われている³⁾。これに対し、磁束検出型ベクトル制御は、二次磁束をセンサ等で直接検出するなど理想的な制御方法であるが、磁束検出が困難であるため、磁束検出には磁束オブザーバが用いられているが、それを用いた制御系にもIMの一次抵抗、二次抵抗の変動の影響を受けており、実用化には至っていない⁴⁾。一方、二次磁束は一次電流と二次電流との一次結合の形で表されるので、両電流をセンサ等

で検出できれば、二次磁束の検出は可能になる。従って、磁束の検出にはIMの電動機定数を用いていないため、IMの電動機定数に対してロバストであり、また、簡素な制御系でベクトル制御を実現できる。

本章では、前章から述べてきた二次電流センサと一次電流センサとを用いて両電流をベクトル的な検出を行うことによって、二次磁束のベクトル的な検出を行い、さらに、一次電流ベクトルと二次電流ベクトルとのベクトル積によって得られるIMの瞬時トルクの検出も行い、その結果を述べる。次に、二次磁束を直接検出する磁束フィードバック型ベクトル制御系を構成し、その制御特性を述べる。

5. 2 瞬時トルク制御系の構成方法

5. 2. 1 かご形誘導電動機の基本式と瞬時トルク

図5. 1に極数2の3相IMの原理図を示す。ロータを回転座標系から直交座標系への変換(dq変換)⁵⁾を施すと図5. 2の等価回路モデルが得られる。ここで固定子の直交したdq座標系の瞬時電圧、電流と、図5. 1の瞬時電圧、電流とには次式の関係が成立する。

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{u1} \\ v_{v1} \\ v_{w1} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (5.1)$$

$$\begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (5.2)$$

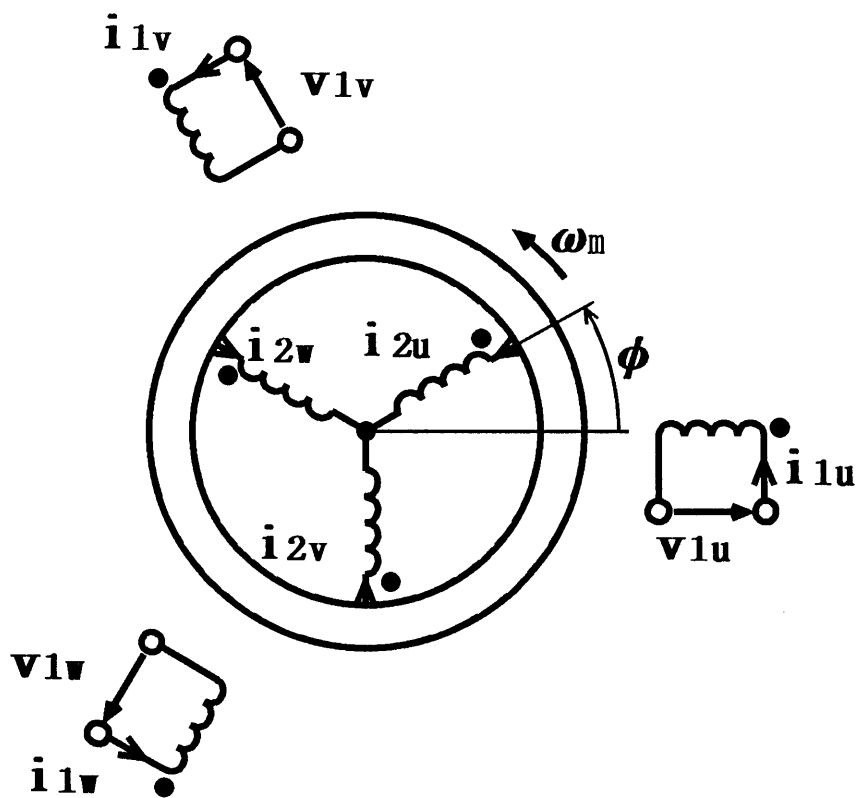


図 5. 1 IM の原理図

$$\begin{pmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\phi & \cos\left(\phi + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\phi & \sin\left(\phi + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5.3)$$

(5.3) 式の ϕ は図 5.1 に示すように、固定子の u 相巻線と回転子の u 相巻線との角度を表し、回転角速度を ω_m とすると、 ϕ と ω_m との関係は次式となる。

$$\omega_m = \frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots (5.4)$$

ここで、(5.1) ~ (5.3) 式の変換が適用できるのは以下のことを仮定していることによる。

- ① 固定子と回転子との起磁力分布が正弦波である。
- ② ギャップパーミアンスが一定である。

図 5.2 のように、電流と磁束との正方向を定めると、dq 変換を適用した IM の電圧、電流方程式と瞬時トルク τ とは次式で表される。

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1+L_1\frac{d}{dt} & 0 & M\frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_1+L_1\frac{d}{dt} & 0 & M\frac{d}{dt} \\ M\frac{d}{dt} & p\omega_m M & R_2+L_2\frac{d}{dt} & p\omega_m L_2 \\ -p\omega_m M & M\frac{d}{dt} & -p\omega_m L_2 & R_2+L_2\frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5.5)$$

$$\tau = pM(i_{d2}i_{q1} - i_{q2}i_{d1}) \dots\dots\dots (5.6)$$

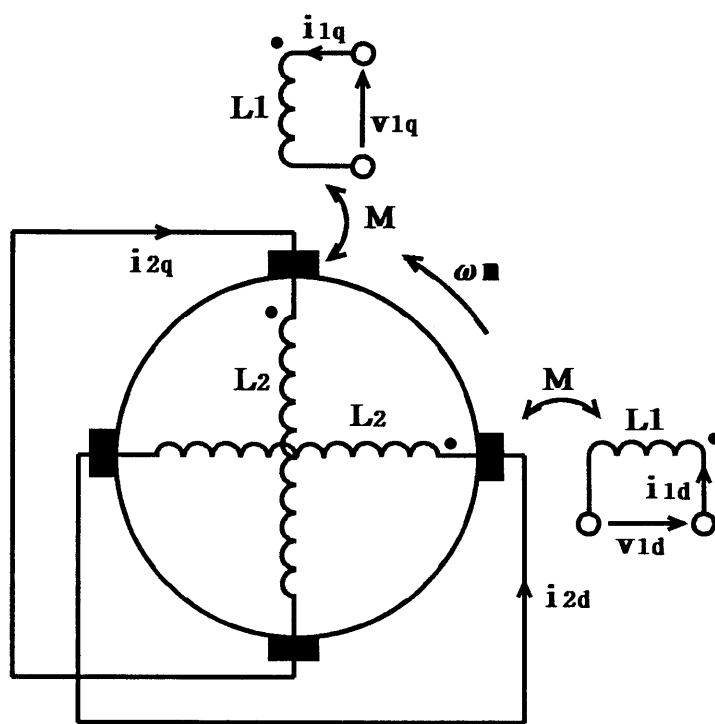


図 5. 2 IM の d q 軸等価モデル

ただし、 R_1 ：一次巻線抵抗、 L_1 ：一次巻線インダクタンス、
 R_2 ：二次巻線抵抗、 L_2 ：二次巻線インダクタンス、
 M ：一次、二次間の相互インダクタンス、
 p ：極対数

さらに、図5. 3のような座標と以下のようなベクトルを導入する。

電流ベクトル：大きさは電流の瞬時値とし、方向は電流が作る磁束の方向とする。また、電流ベクトルの回転角速度は ω とする。

トルクベクトル：大きさはトルクの瞬時値とし、方向は右ねじをトルク方向に回転させたとき、右ねじの進む方向とする。

速度ベクトル：大きさは速度の瞬時値とし、方向は右ねじを速度方向に回転させたとき、右ねじの進む方向とする。

このベクトルを導入すると、(5. 5)、(5. 6)式は次式のように書き改めることができる。

$$\begin{pmatrix} \vec{v}_1 \\ \vec{0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1+L_1 \frac{d}{dt} & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -pM \vec{\omega}_m \times \\ R_2+L_2 \frac{d}{dt} & -pL_2 \vec{\omega}_m \times \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5. 7)$$

$$\vec{\tau} = pM(\vec{i}_2 \times \vec{i}_1) \dots\dots\dots (5. 8)$$

ただし、 $\vec{v}_1 = [v_{d1}, v_{q1}]^t$ ：一次電圧ベクトル

$\vec{i}_1 = [i_{d1}, i_{q1}]^t$ ：一次電流ベクトル

$\vec{i}_2 = [i_{d2}, i_{q2}]^t$ ：二次電流ベクトル

$\vec{\omega}_m$ ：回転子角速度ベクトル

$\vec{\tau}$ ：トルクベクトル

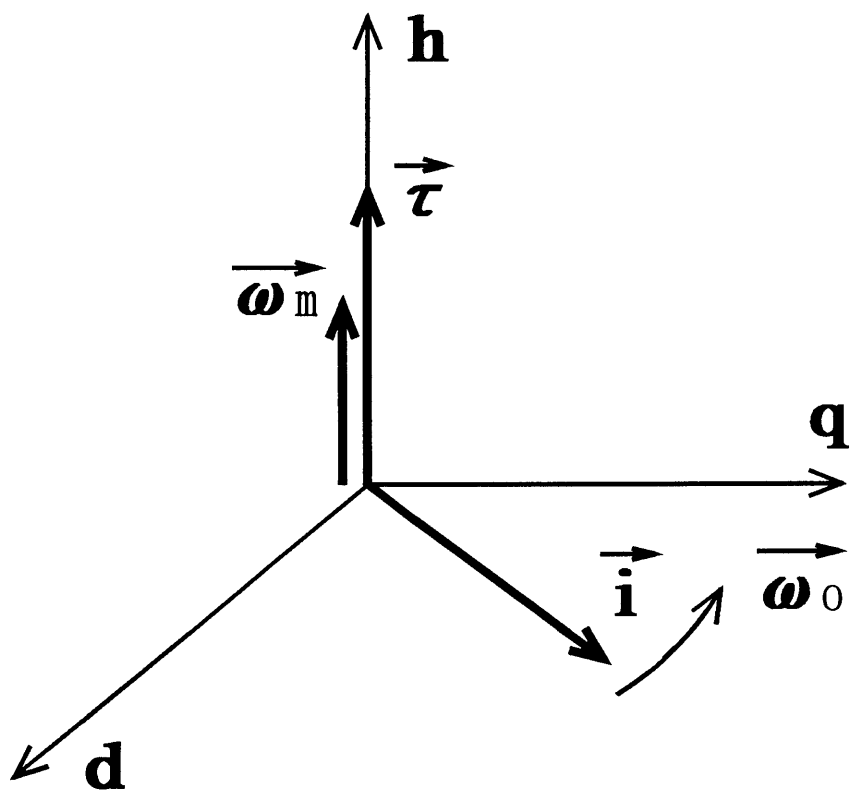


図 5. 3 電流、角速度、トルクベクトルの定義

(5. 7)、(5. 8) 式の×はベクトル積を表している。

(5. 7) 式の上式は、一次側回路の電圧、電流方程式であり、同式の下式は二次側回路の電圧、電流方程式である。

(5. 7) 式の下式である二次側回路の電圧、電流方程式を変形すると次式になる。

$$M \frac{d}{dt} \left(\vec{i}_1 + \frac{L_2}{M} \vec{i}_2 \right) - pM \vec{\omega}_m \times \left(\vec{i}_1 + \frac{L_2}{M} \vec{i}_2 \right) + R_2 \vec{i}_2 = \vec{0} \quad \dots \dots \dots (5. 9)$$

ここで、 \vec{i}_o なる電流を次式のように定義する。

$$\vec{i}_o = \vec{i}_1 + \frac{L_2}{M} \vec{i}_2 \quad \dots \dots \dots (5. 10)$$

よって(5. 9) 式は次式のように簡単に表される。

$$M \frac{d}{dt} \vec{i}_o - pM \vec{\omega}_m \times \vec{i}_o + R_2 \vec{i}_2 = \vec{0} \quad \dots \dots \dots (5. 11)$$

さらに、 \vec{i}_o が角速度 $\vec{\omega}_o$ で回転しているものとするれば、

(5. 11) 式の第1項の \vec{i}_o の微分は次式となる。

$$\frac{d \vec{i}_o}{dt} = \left(\frac{d i_o}{dt} \right)_{\omega_o} + \vec{\omega}_o \times \vec{i}_o \quad \dots \dots \dots (5. 12)$$

(5. 12) 式の右辺第1項は、大きさ i_o の微分 di_o/dt であり、方向は \vec{i}_o と同じ方向のベクトルである。(5. 12) 式を(5. 11) 式に代入すると次式になる。

$$M \left(\frac{d \vec{i}_o}{dt} \right)_{\omega_o} + M (\vec{\omega}_o - p \vec{\omega}_m) \times \vec{i}_o + R_2 \vec{i}_2 = \vec{0} \quad \dots \dots \dots (5.13)$$

ここで、 \vec{i}_o の振幅 i_o を一定に制御すると、(5.13)式の左辺第1項はゼロになり、(5.13)式から次式が導出される。

$$\vec{i}_2 = \frac{M}{R_2} \vec{i}_o \times (\vec{\omega}_o - p \vec{\omega}_m) \quad \dots \dots \dots (5.14)$$

従って、図5.3と(5.14)式から \vec{i}_2 と \vec{i}_o とは直交することがわかる。従って、トルクベクトル $\vec{\tau}$ は \vec{i}_o を一定に制御すると、(5.8)式と(5.10)式とから次式になる。

$$\vec{\tau} = p M \vec{i}_2 \times \left(\vec{i}_o - \frac{L_2}{M} \vec{i}_2 \right) = p M \vec{i}_2 \times \vec{i}_o \quad \dots \dots \dots (5.15)$$

従って、 \vec{i}_2 と \vec{i}_o とは直交するので、(5.15)式は次式のようにになる。

$$\tau = p M i_o i_2 \quad \dots \dots \dots (5.16)$$

ただし、 $i_o = \text{一定}$ 、 i_2 ： \vec{i}_2 の大きさ

つまり、IMは瞬時トルクを制御する場合、 i_o を一定に制御するならば、瞬時トルクは時間遅れなく i_2 に比例し、直流モータと同等のトルク制御が可能であることを示している。

5. 2. 2 かご形誘導電動機の二次磁束の検出

IMの二次磁束は、ロータに鎖交する磁束であり、一次電流と二次電流とで作られる。(5.10)式を次式のように変形する。

$$M\vec{i}_o = M\vec{i}_1 + L_2\vec{i}_2 \quad \dots\dots\dots (5.17)$$

(5.17)式の右辺の第1項は、一次電流によって作られる磁束のうち、ロータに鎖交する磁束分である。そして同式の右辺の第2項は二次電流によって作られる磁束であり、この磁束もロータに鎖交する磁束である。従って、(5.17)式は二次磁束を与える式であり、 \vec{i}_o は二次磁束を与える電流ベクトルを表している。一次電流と二次電流とをベクトル的に検出すれば二次磁束は検出できることになる。一次電流センサ、二次電流センサについては既に報告しているので、(5.17)式により二次磁束の検出が可能であり、またIMの温度上昇によって変動する電動機定数は含まれていないので、温度補償問題も生じない。従って、温度補償回路が省略でき、この制御系は簡素な構成にすることができる。

5.2.3 かご形誘導電動機の瞬時トルク制御系

図5.4に構成したIMの瞬時トルク制御系を示す。IMを駆動するインバータは、電流指令値と電流実測値とを比較してトランジスタのスイッチング信号を発生させる電圧型インバータである。インバータからIMまでの電力供給線の各相に一次電流センサが設置され、U、V、W相の電流瞬時値が検出される。各相の電流瞬時値は、(5.2)式の演算を電子回路によって構成された3相-2相変換回路に入力され、dq軸一次電流分 i_{1d} 、 i_{1q} が出力される。また、IM内には、2組の二次電流センサが電気角で $\pi/2$ の角度をなすように設置され、二次電流の瞬時値 i_{2a} 、 i_{2b} が検出される。そして、一次電流のdq軸と二次電流のdq軸とを一致させるため、 i_{2a} 、 i_{2b} は次式で示される座標回転

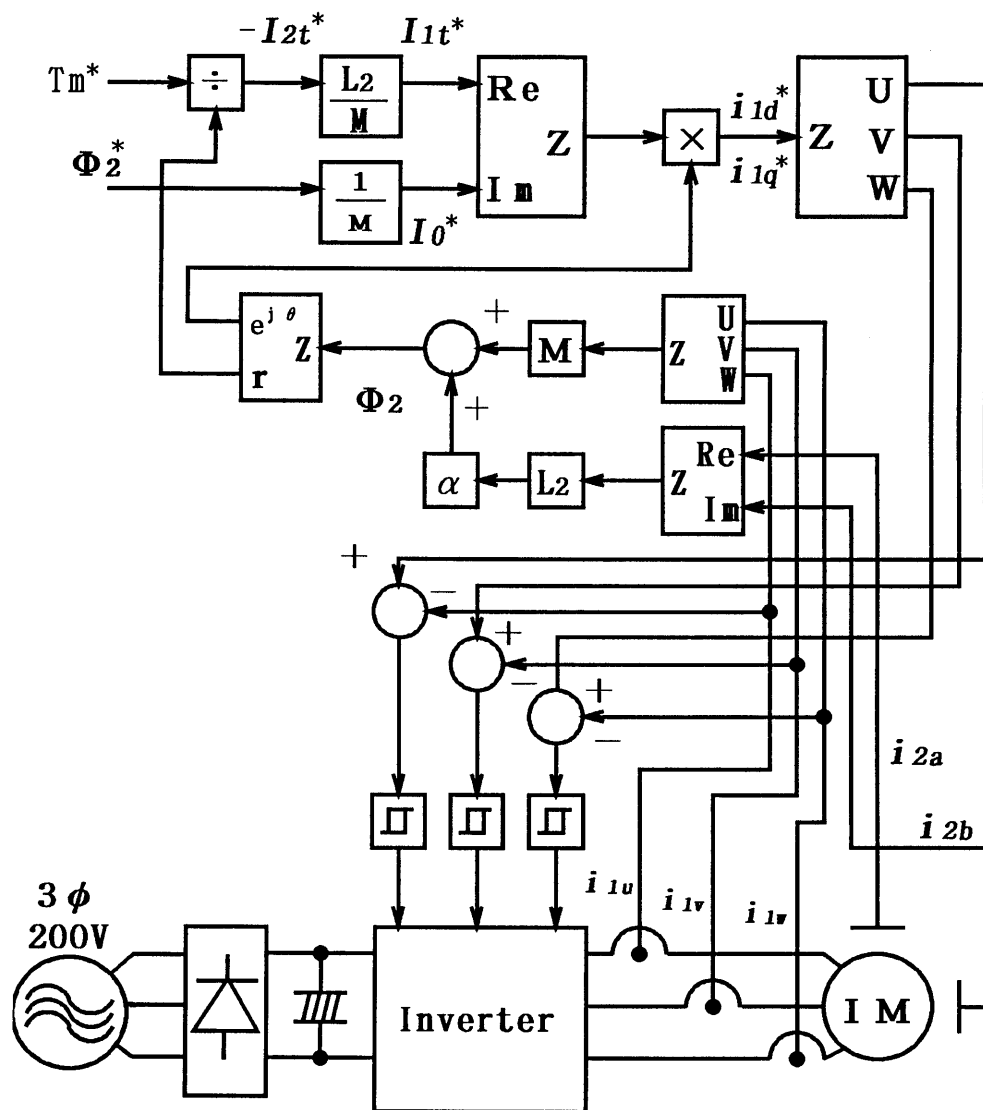


図 5. 4 瞬時トルク制御系

回路に入力され、d q 軸の二次電流 i_{2d} 、 i_{2q} が得られる。

$$\begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5.18)$$

ただし、 α : 一次 d 軸と二次 d 軸とのずれ角

d q 軸座標で得られた一次電流と二次電流とを用いて (5.17) 式から d q 軸座標の二次磁束 Φ_{2d} 、 Φ_{2q} が得られる。この Φ_{2d} 、 Φ_{2q} は A-D 変換ボードを通してコンピュータに取り込まれ、二次磁束の大きさ $|\Phi_2|$ および d 軸を基準とした二次磁束の位置 ($\cos \theta$ 、 $\sin \theta$) が次式によってそれぞれ計算される。

$$\left. \begin{aligned} |\Phi_2| &= \sqrt{\Phi_{2d}^2 + \Phi_{2q}^2} \\ \cos \theta &= \frac{\Phi_{2d}}{|\Phi_2|} \\ \sin \theta &= \frac{\Phi_{2q}}{|\Phi_2|} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.19)$$

二次磁束検出値 Φ_2 とトルク指令値 T^* とからトルク電流指令値 I_{2t}^* が次式を用いて計算される。

$$I_{2t}^* = -\frac{T^*}{\Phi_2} \dots\dots\dots (5.20)$$

さらに、 I_{1t}^* は、二次磁束と直交するトルク電流分によって発生する磁束はゼロであることから、次式の関係から計算される。

$$M I_{1t}^* + L_2 I_{2t}^* = 0 \dots\dots\dots (5.21)$$

磁束電流分 I_o^* は二次磁束の大きさから計算される。二次磁束に平行な電流成分 I_o^* とその磁束に直交する電流成分 I_{1t}^* とは二次磁束

座標上で求められるため、(5.19)式で得られる二次磁束の位置 $(\cos\theta, \sin\theta)$ を次式のように乗ずることにより、dq座標での一次電流指令値 i_{1d}^* 、 i_{1q}^* が得られる。

$$\begin{pmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1o}^* \\ i_{1r}^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5.22)$$

インバータに出力する各相の電流指令値 i_{1u}^* 、 i_{1v}^* 、 i_{1w}^* は次式で与えられる。

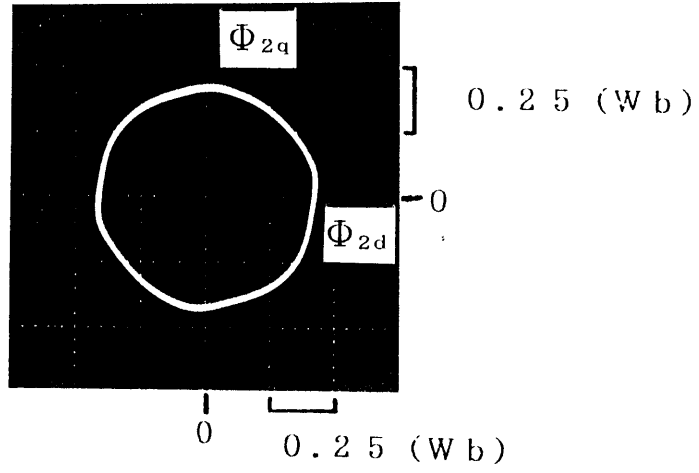
$$\begin{pmatrix} i_{1u}^* \\ i_{1v}^* \\ i_{1w}^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5.23)$$

この一次電流指令値を一次電流実測値とを比較することにより、インバータのトランジスタのスイッチング信号が決定され、指令値に等しくなるように一次電流が制御される。

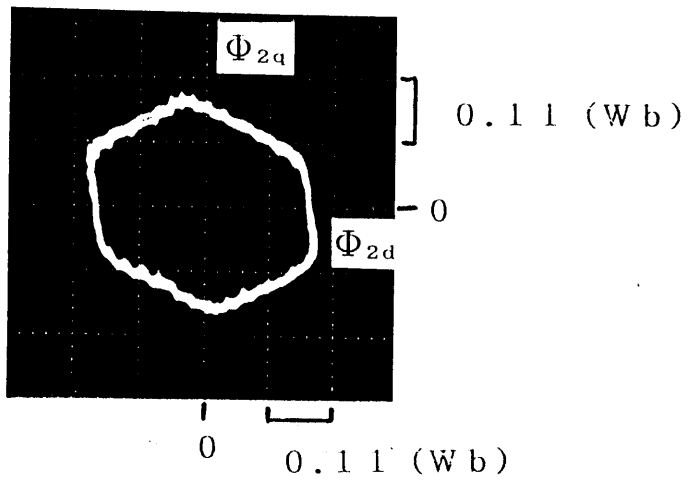
5. 3 実験結果

5. 3. 1 二次磁束の検出

二次磁束は一次電流と二次電流とで作られる。図5.5は一次電流センサと二次電流センサとを用いて検出した二次磁束のリサーチ波形である。同図(a)は三相200(V)の商用電源でIMを無負荷運転をしたときの波形であり、同図(b)は汎用インバータ(励磁周波数は60(Hz))でIMを無負荷運転したときのリサーチ波形である。両図とも横軸はd軸、縦軸はq軸である。商用



(a) 商用電源駆動 (無負荷運転)



(b) インバータ駆動 (無負荷運転)

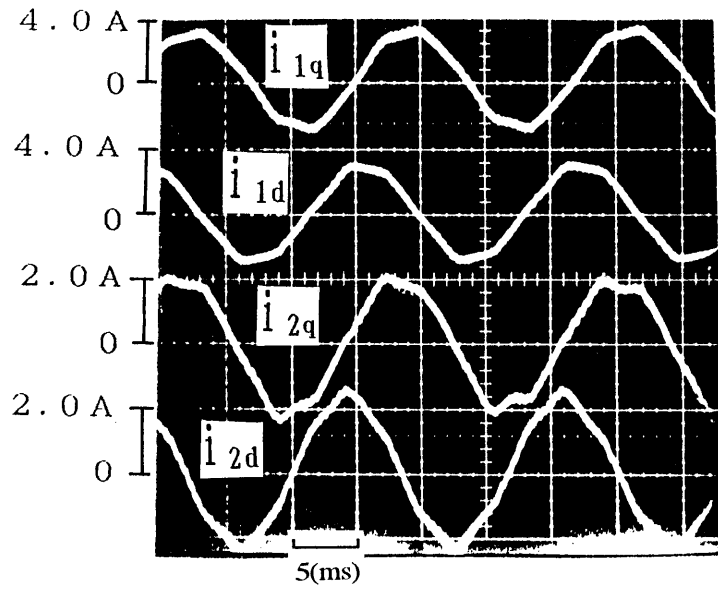
図 5. 5 二次磁束の検出リサージュ波形

電源駆動の波形は円形に近い波形が得られているのに対し、インバータ駆動の波形は六角形になっている。三相インバータによる三相交流は、インバータのトランジスタを1周期当たり6通りのスイッチングパターンでON、OFFさせることによって作られているが、磁束ベクトルも同様に6方向に向くことになる。従って、一つのトランジスタのスイッチングパターンによる磁束ベクトルの向きは六角形の頂点を表し、一つのパターンから次のパターンへの磁束ベクトルの移動による軌跡が六角形の辺になる⁷⁾。

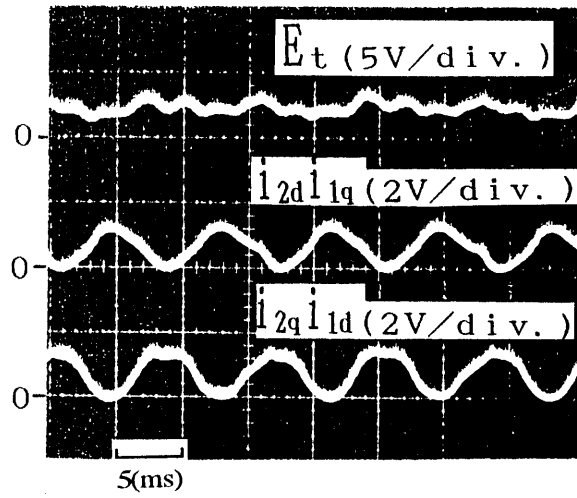
5. 3. 2 瞬時トルクの検出

IMの瞬時トルクは(5. 8)式が示すように一次電流と二次電流とのベクトル積で表される。図5. 6において、同図(a)はIMを汎用インバータ(励磁周波数60(Hz))で負荷トルク2(Nm)の負荷をかけて駆動したときの各電流波形であり、上から i_{1q} 、 i_{1d} 、 i_{2q} 、 i_{2d} の順に示す。インバータのスイッチングによる高調波成分は演算回路のローパスフィルタによって除去されている。同図(b)はこのときの各電流積の波形および瞬時トルク演算出力電圧波形であり、上から瞬時トルク演算出力電圧波形 E_t 、電流積 $i_{2d}i_{1q}$ 、電流積 $i_{2q}i_{1d}$ の波形である。電流積 $i_{2q}i_{1d}$ の波形は反転して表示されている。従って、両電流積の波形の和が波形 E_t となる。また、電流積の波形の周波数は、一次電流、二次電流波形の周波数の2倍になっている。

さらに、インバータの励磁周波数0.6(Hz)でIMを駆動したときの一次電流、二次電流波形および瞬時トルク波形、電流積波形を図5. 7に示す。各電流波形には高調波成分が重畳されており、その高調波成分の影響がトルク波形に現れていると考えられる。この時も、各電流積の波形の周期は、各電流波形の半分となっている。

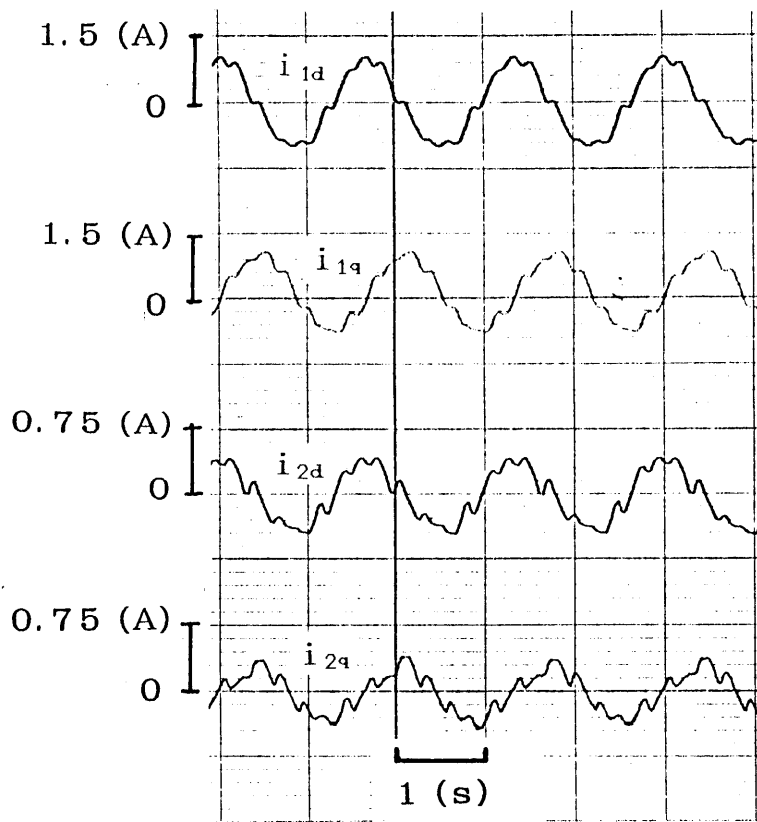


(a) 各電流波形

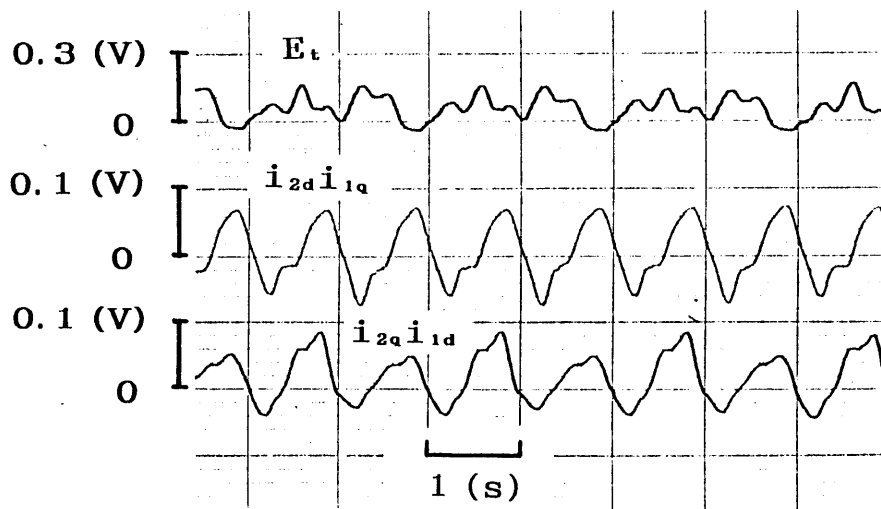


(b) 瞬時トルク、電流積波形

図 5. 6 電流波形および瞬時トルク検出波形
励磁周波数 60 (Hz)



(a) 各電流波形



(b) 瞬時トルク、電流積波形

図5. 7 電流波形および瞬時トルク検出波形

励磁周波数 0.6 (Hz)

いま、 i_{1q} 、 i_{1d} 、 i_{2q} 、 i_{2d} を次式のような正弦波とし、二次電流電流は一次電流に対して θ (> 0)だけ遅れているものとする。

$$\left. \begin{aligned} i_{1d} &= I_{1m} \cos \omega t \\ i_{1q} &= I_{1m} \sin \omega t \\ i_{2d} &= I_{2m} \cos (\omega t - \theta) \\ i_{2q} &= I_{2m} \sin (\omega t - \theta) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (5.24)$$

(5.24)式を(5.6)式に代入すると、(5.6)式の右辺第1項、第2項の右辺はそれぞれ次式になる。

$$\begin{aligned} i_{2d}i_{1q} &= I_{1m}I_{2m} \sin \omega t \cdot \cos (\omega t - \theta) \\ &= \frac{I_{1m} I_{2m}}{2} \{ \sin (2\omega t - \theta) + \sin \theta \} \dots \dots \dots (5.25) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{2q}i_{1d} &= I_{1m}I_{2m} \cos \omega t \cdot \sin (\omega t - \theta) \\ &= \frac{I_{1m} I_{2m}}{2} \{ \sin (2\omega t - \theta) - \sin \theta \} \dots \dots \dots (5.26) \end{aligned}$$

従って、瞬時トルク τ は次式になる。

$$\tau = pMI_{1m}I_{2m} \sin \theta \dots \dots \dots (5.27)$$

(5.25)式、(5.26)式より、電流積の波形は電流波形の2倍の周波数となり、 $0.5I_{1m}I_{2m} \sin \theta$ だけ上下に平行移動することになり、実験波形は理論波形に近い波形になっている。

次に、演算出力電圧 E_t の直流成分とトルク測定器によって測定したトルクとの特性を図5.8に示す。両者の関係は比例関係であるのがわかる⁸⁾。

5.3.3 瞬時トルク制御系の応答

図5.4で示した瞬時トルク制御系による瞬時トルクの制御を

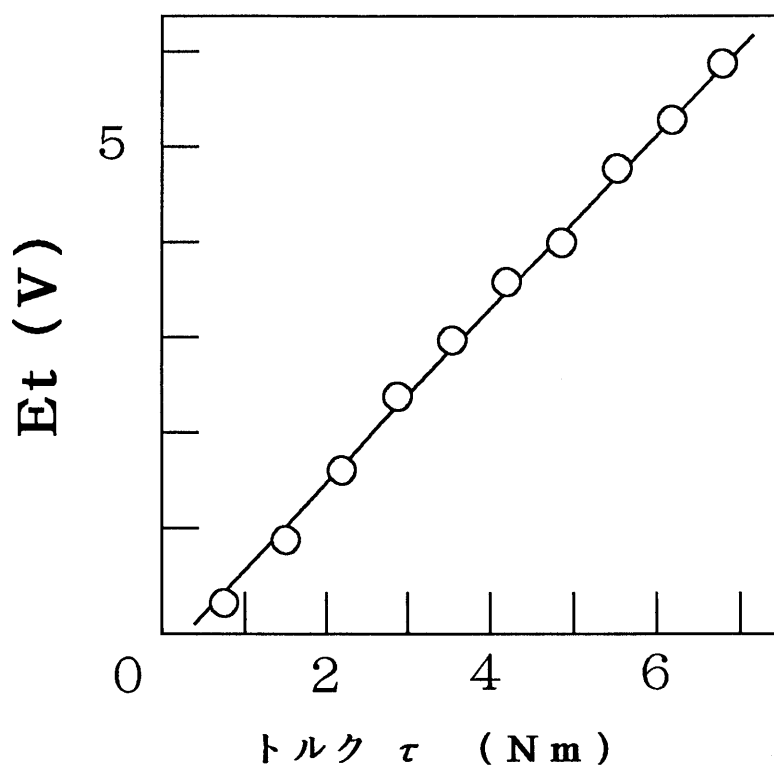


図 5. 8 瞬時トルク検出特性

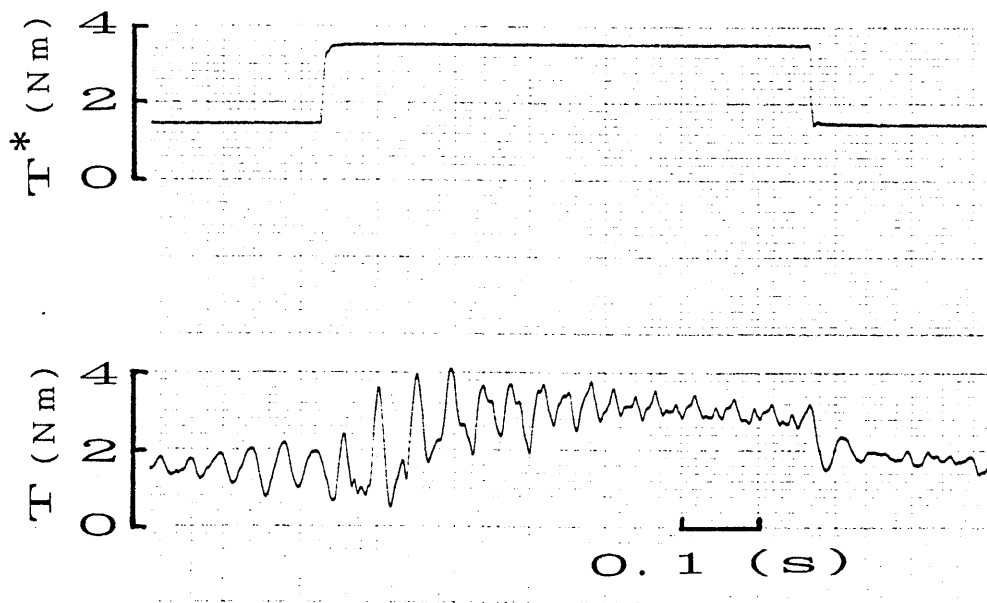


図 5. 9 瞬時トルク制御系の制御応答

行い、トルク指令値 T^* を方形波としたときの応答を図5. 9に示す。上の波形はトルク指令値 T^* 、下の波形はIMのシャフトに取り付けられたトルク測定器（小野測器製PD-860）の出力電圧である。図5. 9より、立ち下がりでは20~30(ms)で追従しているのに対して、立ち上がりでは振動（周波数は約20(Hz)）しながら200~300(ms)後に指令値に追従している。この立ち上がりでの不安定の原因には、二次磁束が一定に制御されていないこと、制御系での制御ゲインが適正值でないことが考えられる。

5. 3. 4 瞬時トルク制御系の温度安定性

図5. 4で示した瞬時トルク制御系の温度変動に伴うIMの回路パラメータの影響を測定するため、このトルク制御系によるIMの長時間制御を行った。トルク指令値を6(Nm)一定、IMの負荷も一定として連続1時間の定常トルク制御を行った。その制御結果を図5. 10に示す。制御開始時の室温は22(°C)、1時間後のIMの温度は83(°C)まで上昇した。この1時間後の温度は制御終了後、IMを停止させて熱電対を固定子や回転子に接触させて測定した温度である。図5. 10より、前章での長時間制御に見られた実測トルクの減少傾向は、この瞬時トルク制御系による長時間制御には現れていないことがわかる。

次に、IM内の温度が上昇したときの方形波トルク指令値に対するトルク制御系の応答を測定した。その制御結果を図5. 11に示す。同図(a)はIM内の温度が室温(20(°C))での応答結果、同図(b)はIM内の温度が上昇した(95(°C))時の応答結果である。IM内の温度を上昇させる方法として、IMを定格負荷、商用電源で約1時間運転する方法を用いた。IM内の温度が上昇した場合、IMの二次抵抗値が変動するので、トルク指令値とトルク実測値とに誤差が生じるものと考えられる。

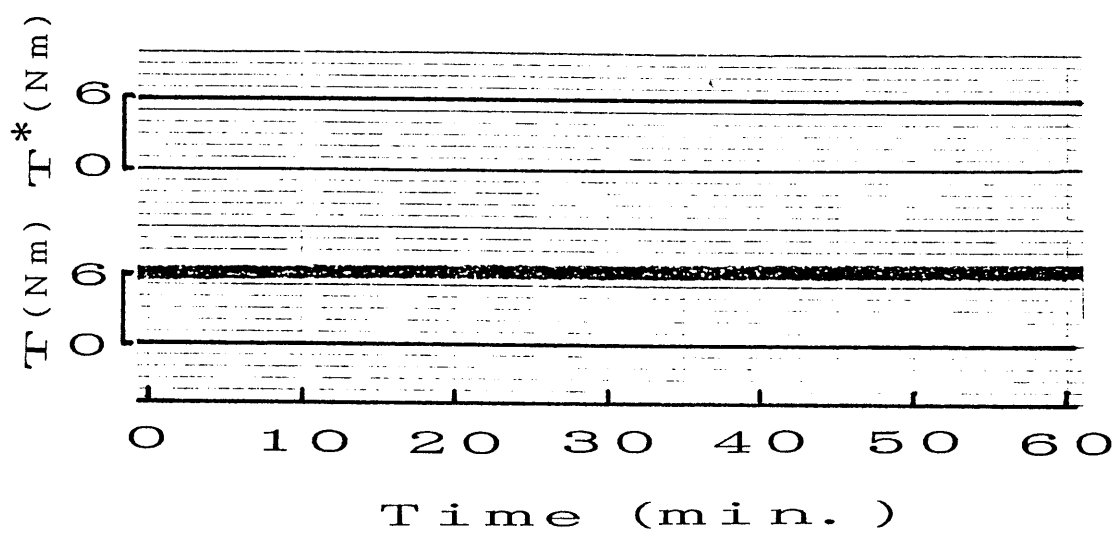
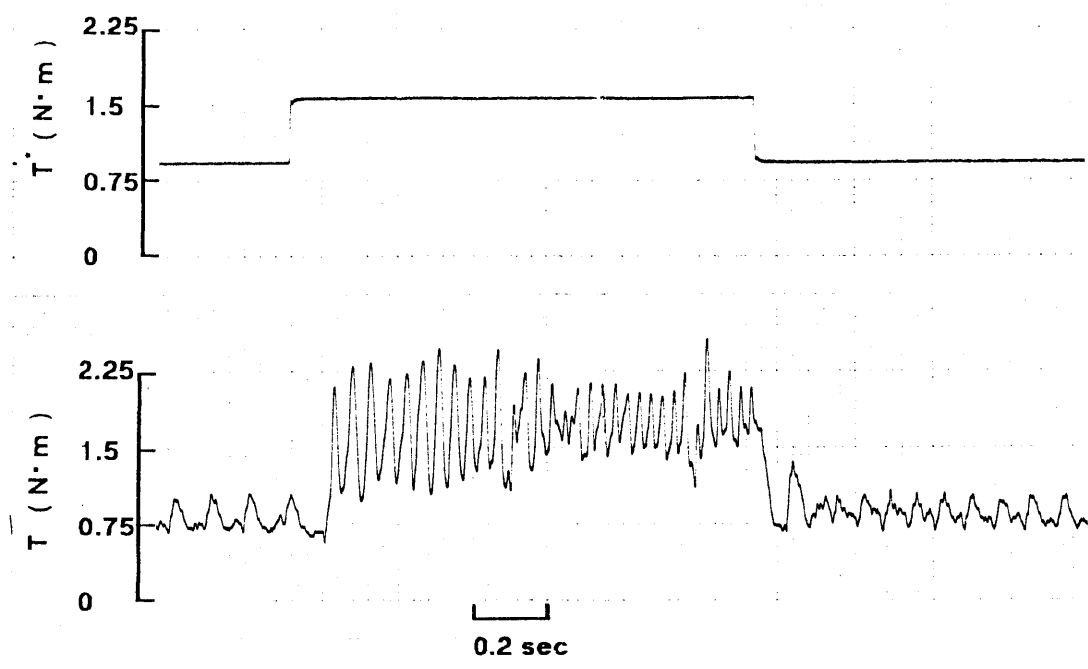
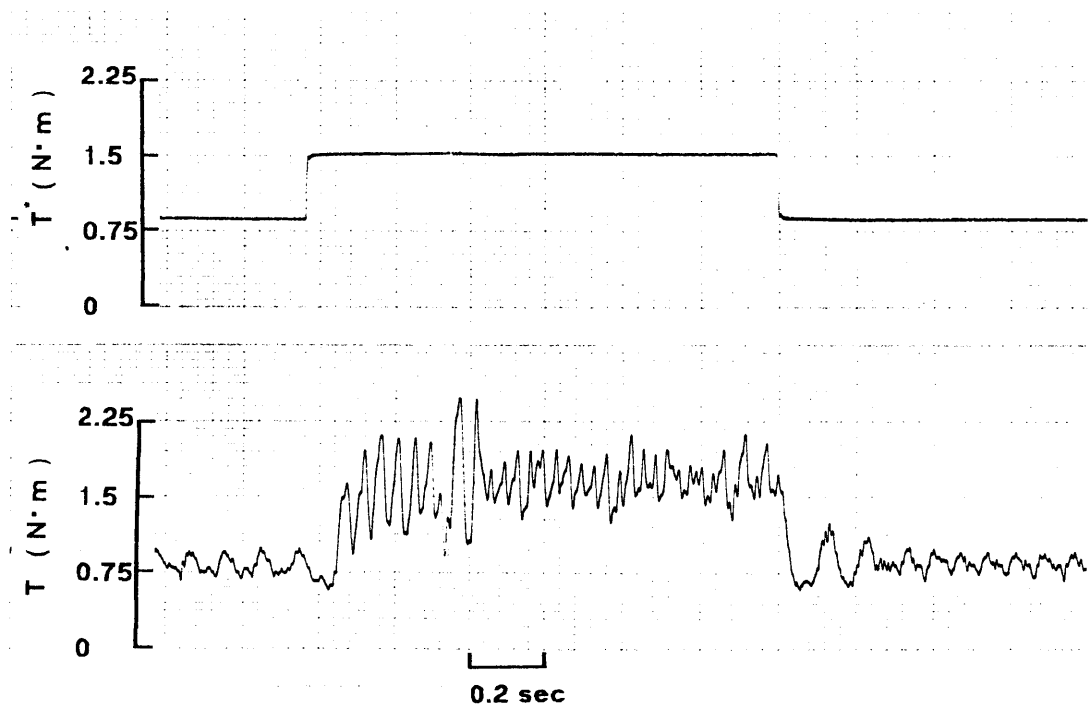


図5. 10 瞬時トルク制御系による長時間定常トルク制御



(a) 室温時 (25 (°C))



(b) 温度上昇時 (95 (°C))

図 5. 1 1 瞬時トルク制御系の方角波トルク指令値応答

図5. 11より、トルク指令値と実測値との間に誤差は生じていないことがわかる。また、指令値に対する時間遅れは、立ち上がり時では約80(ms)、立ち下がり時では約20(ms)であり、室温時および温度上昇時の時間遅れはほぼ同じ時間であることがわかる。従って、図5. 10との定常トルク制御結果とも合わせ、この制御系は特別な二次抵抗値の温度補償器を付加せずにIM内の温度上昇による二次抵抗値の変動の影響を受けないIMの瞬時トルクを制御できることがわかった。

5. 4 結言

一次電流センサと二次電流センサとを用いた二次磁束の検出、瞬時トルクの検出を行った。さらに、磁束検出形ベクトル制御系を構成して、瞬時トルクの制御を行い、次の結論を得た。

- ① 一次電流センサ、二次電流センサとを用いることによって二次磁束のベクトル的な検出を可能にした。この方法はIMの等価回路パラメータを用いていないため、温度上昇によるパラメータ変動の影響を受けることなく二次磁束の状態量が得られる。
- ② 一次電流、二次電流が検出できるため、IMの瞬時トルクが非接触による検出が可能になった。
- ③ 一次電流センサ、二次電流センサを用いた瞬時トルク制御系を構成し、瞬時トルクの制御を行った。方形波のトルク指令値に対し、立ち下がりでは、約20(ms)で応答しているのに対し、立ち上がりでは約200(ms)で振動しながら応答した。
- ④ 瞬時トルク制御系によるIMの長時間制御では二次抵抗変動の影響によるトルクの低下が現れることなく制御できたことから、この制御系はIMの回路パラメータ変動に対してロバストであることがわかった。

参考文献

- 1) Blaschke: "Das Prinzip der Feldorientierung, für die Transvectorregelung von Drehfeld Maschinen", Siemens, Z., 45, 757, (1971)
- 2) 上村: 「ニュードライブエレクトロニクス」, 電気書院, pp.202-206, (昭57)
- 3) 金: 「誘導機のセンサレスベクトル制御」, 電気学会誌, Vol.112, No.3, pp.167-175, (平4)
- 4) 大谷、甲斐: 「誘導電動機のベクトル制御と各種制御法」, 電気学会全国大会, S.10-5, pp.10-17-10-21, (平2)
- 5) 難波江、他: 「基礎電気機器学」, 電気学会大学講座, p.91, (昭59)
- 6) 赤木: 「ACモータの制御」, 電気学会論文誌, Vol.108-D, No.8, pp.726-733, (昭63)
- 7) 見城: 「マイコンエイジのサーボ・パワーエレクトロニクス」, 総合電子出版社, pp.185-243, (平元)
- 8) 犬塚、毛利: 「アモルファス磁心二次電流センサによるかご形誘導電動機の瞬時トルクの検出」, 電気学会全国大会, p.6-133, (平6)

第6章 結論

6. 1 本研究のまとめ

本論文は、負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサを用いてかご形誘導電動機の二次電流、定常トルクの検出および誘導機の高精度トルク制御系への応用をまとめたものである。

第1章の序論では、本研究の背景および目的をまとめた。近年の電力用半導体、高速演算処理装置の発達およびベクトル制御法を代表とする制御理論の確立によって、誘導機は直流機と同等の制御性能を持つようになった。しかし、現在実現されている制御系では、誘導機の一次抵抗と二次抵抗との温度上昇による変動が制御誤差の原因となっており、さらに誘導機に必要な速度センサの省略化の要望が高まってきた。一次抵抗、二次抵抗の温度補償や、速度の推定には、現代制御理論を用いた方法、補償回路を付加するなど従来方法の発展型などが開発されているが、温度補償、速度推定を同時に行うことができずに問題は未解決のままである。このような問題が生ずる根本的な原因は誘導機の二次磁束の検出方法にあり、センサ等でこの磁束を検出すれば問題は解決されるが、このセンサも開発されていない。

従って、この二次磁束の検出可能なセンサの開発、制御系への適用を本研究の目的とし、本論文の構成を述べた。

第2章では二次磁束の検出に必要な二次電流を検出するための電流センサを開発した。その結果を以下に列挙する。

- ① 二次電流の流れる環境を考慮した場合、センサヘッドが小形、非接触検出、最高使用温度が高い、広範囲の温度安定性などの条件を満たすことが必要であるため、零磁歪アモルファスワイヤを磁心とする磁界検出コイルをもつアモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサを構成した。
- ② このセンサの磁界検出コイルは、直径5(mm)、長さ7(mm)と小さく、誘導機に内蔵可能とした。また、コイルの磁心として用いているアモルファスワイヤを零磁歪としているため、機械的振動にもロバストとなっており、ワイヤの長さによって磁界検出感度が増減する。
- ③ 負帰還をかけたアモルファス二磁心マルチバイブレータ型磁界センサは、磁界検出コイルの温度(-196(°C)~180(°C))に対して感度一定、磁界検出特性の直線性、ヒステリシスの除去、検出範囲の拡大など著しい改善がみられた。
- ④ さらに、CoSiBアモルファスワイヤをセンサヘッドとし、負帰還をかけた磁気インピーダンス型磁界センサは発振周波数を約10(MHz)をし、以下の特性が得られた。
 - ・ 3200(A/m)までの磁界検出において非線形性0.5(%FS)という線形性
 - ・ 高域遮断周波数約300(kHz)
 - ・ 室温から130(°C)までの温度範囲において0.01(%FS)の特性をもつヘッドの温度安定性

第3章では、第2章で開発した負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイプレータ型磁界センサの磁界検出コイルを誘導機のエンドリング近傍に配置して二次電流を検出し、その検出電圧の周波数スペクトルの解析および定常トルクの検出を行った。その結果を以下に列挙する。

- ① エンドリング近傍に設置した負帰還方式アモルファス二磁心マルチバイプレータ型磁界センサは二次電流を検出し、磁界検出コイルを8ヶ所に配置すれば、ロータの振動による雑音が相殺され、正確な二次電流検出ができた。
- ② 磁界検出コイル1ヶ所で検出を行った場合、励磁周波数成分の他に滑り周波数 (sf) 成分、振動周波数 ($fn \pm sf$) 成分が検出され、 $(fn - sf)$ 成分はトルクに比例している。そして $(fn \pm sf)$ 成分はロータの歳差運動によって発生する。
- ③ 二次電流センサの出力電圧と一次線間電圧との積を用いれば、温度の影響を受けない定常トルクの正確な検出ができる。

第4章では、二次電流センサの出力電圧をフィードバックする定常トルク制御系を V/f 一定の汎用インバータを用いて構成し、定常トルクの制御を行った。その結果を以下に列挙する。

- ① 二次電流センサの信号をフィードバックする定常トルク制御系は、速度センサ、電圧センサを不要とし、状態フィードバックを付加したことにより、速応性も約2倍改善することができた。

- ② 二次電流センサの信号は二次抵抗変動分の情報を含んでいるので、二次抵抗の温度補償を行うことができた。すなわち、誘導機内の温度上昇（約100(°C)上昇）において、制御なしの場合の22.4(%)のトルク減少に対して制御時の場合では5.4(%)の減少に抑制できた。特に、従来の方法では困難であった低速域における二次抵抗の温度補償が行われていることもわかった。

第5章では、一次電流センサを構成し、二次電流センサと用いて二次磁束の検出、瞬時トルクの検出を行った。さらに、瞬時トルク制御系を構成し、瞬時トルクの制御を行った。その結果を以下に列挙する。

- ① 一次電流センサ、二次電流センサとを用いることによって二次磁束のベクトル的な検出を可能にした。この方法は誘導機の等価回路パラメータを用いていないため、温度上昇によるパラメータ変動の影響を受けずに二次磁束ベクトルが得られた。
- ② 一次電流、二次電流が検出できるため、誘導機の瞬時トルクの検出が可能になった。
- ③ 一次電流センサ、二次電流センサを用いた瞬時トルク制御系を構成し、瞬時トルクの制御を行った結果、方形波のトルク指令値に対し、立ち下がりでは、約20(ms)で応答しているのに対し、立ち上がりでは、約200(ms)で振動しながら応答した。
- ④ 瞬時トルク制御系による誘導機の長時間制御では、一次抵

抗変動、二次抵抗変動の影響によるトルクの低下が現れずに制御できたことから、この制御系は両抵抗値変動に対してロバストであることがわかった。

6. 2 今後の課題と展望

パワーエレクトロニクスとマイクロプロセッサとの発達、ベクトル制御法などの制御理論の確立により、誘導機は直流機並の制御性能を持つことになった。速度センサを用いて二次磁束の位置、大きさの推定を行う滑り周波数型ベクトル制御系の研究が進められ、この制御系は速度センサレスにまで発展し、多くの研究成果が報告されている。現在では、一次電流、一次端子電圧から二次磁束を推定し、制御を行う制御系も提案され、この制御系は磁束検出型ベクトル制御系に属するが、二次磁束の直接検出は行われていない。一方、直接二次磁束の検出を行う磁束検出型ベクトル制御系は、理想的な制御系にもかかわらずこの制御系の実現がなされなかったのは、特殊な誘導機が必要であることが原因ではなく、誘導機に内蔵可能であり、かつ、誘導機内での環境に耐え、広範囲な検出周波数領域を持つ磁束センサが未開発であったことが原因であると考えられる。従って、本論文で述べた磁界センサは、理想的な誘導機の制御の実現を可能にするものと考えられる。

そして本研究により、負帰還方式アモルファス二磁心マルチバインプレータ型磁界センサを誘導機に内蔵し、二次電流信号を帰還する定常トルク制御系および直接二次磁束検出を行う瞬時トルク制御系を構成し、その基本的性能が得られた。さらなる改善および発展のために残された課題および展望を示す。

- ① この磁界センサの磁界検出コイルの配置がロータのエンドリングとシャフトとの間の空間に配置されているため、コイルの取り付けが困難である。より取り付けが容易な配置およびより少ないコイル数による二次電流の検出が課題で

ある。

- ② 二次電流センサの出力電圧に含まれていた滑り周波数成分の発生原因が未解決のままになっている。ロータのエンドリングやロータバーに流れる二次電流の周波数は滑り周波数であるが、センサの磁界検出コイルはステータ側に固定されているため、二次電流センサで得られる出力電圧の周波数は励磁周波数である。このセンサの磁界検出コイルがロータと共に回転すれば、この滑り周波数の検出は可能である。このすべり周波数成分は誘導機のロータの回転中の何らかの現象を観測できる手がかりと考えられ、この周波数の発生原因が課題である。

- ③ 本論文で述べた定常トルク制御系ではその制御演算の中に誘導機の回転速度に相当する量が含まれているのがわかり、これは速度推定が可能であることを示している。従って、この定常トルク制御系は、二次抵抗値の温度補償も可能であることを考慮すれば、誘導機の回路パラメータにロバストな速度センサレス速度制御系への発展も考えられる。

- ④ 本論文で述べた磁束検出型瞬時トルク制御系は、簡素な構成で実現され、二次磁束を直接検出しているため、二次抵抗値の変動による制御性能への影響を受けることなく、誘導電動機の瞬時トルクの制御を実現した。しかし、現段階ではこの瞬時トルク制御系の基本的性能が実現されただけに過ぎない。より高速な応答および運転範囲の広域化のための制御系の改善も今後の課題であり、誘導電動機の最大効率制御のための制御系の発展も考えられる。

謝辞

本研究の遂行および論文の作成にあたり、終始懇切な御指導、御鞭撻を賜った名古屋大学工学部教授工学博士毛利佳年雄先生に深く感謝し、厚く御礼申し上げます。

本論文の作成にあたり数々の有益な御教示をいただきました名古屋大学工学部教授工学博士大熊繁先生、同助教授工学博士松村年郎先生に深く感謝します。

本研究の遂行にあたり数々の有益な御教示および御討論をいただきました鈴鹿医療科学技術大学助教授吉野誠司先生、名古屋大学工学部助手Dr. L. V. Panina先生に深く感謝致します。

本研究の遂行にあたって常日頃から数々の御助言をいただきました名古屋大学工学部助手内山剛先生に御礼申し上げます。

二次電流センサの作製において、センサの磁界検出コイルの磁心のアモルファスワイヤを御提供していただきましたユニチカ株式会社小笠原勇氏に感謝いたします。

二次電流センサの動作解析において、御助言、御討論をしていただきましたユニチカ株式会社武士田健一氏、川島克裕氏に感謝致します。

トルク制御系の構成にあたって御助言、御指導をしていただきました株式会社日立製作所の石田誠司氏に御礼申し上げます。

本研究の遂行だけでなく、名古屋大学の大学院生活にも御助言をしていただきましたスズキ株式会社石川和義氏、三菱重工業株式会社彦坂秀樹氏に感謝いたします。

研究の遂行および論文の作成において御協力をしていただきました株式会社高岳製作所松井啓氏に感謝します。

5年間の研究室生活において毛利研究室の大学院生の諸氏の協力を得て本研究がなし得たことに感謝します。

本研究に関する発表

I. 学会誌等

	論文題目	公表の方法および時期	著者
1	Detection of Secondary Current and Torque of Squirrel Cage Induction Motor Using Amorphous Magnetic Sensor	IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 28, No. 5, pp. 2178-2180, 1992	K. Inuzuka K. Mohri
2	かご形誘導電動機の二次電流およびトルクのセンシング	電気学会論文誌 Vol. 112-D, No. 9, pp. 862-868, 1992	犬塚 勝美 毛利佳年雄 石田 誠司
3	かご形誘導電動機の二次電流帰還型定常トルク制御系	電気学会論文誌 Vol. 114-D, No. 12, pp. 1220-1227, 1994	犬塚 勝美 松井 啓 毛利佳年雄
4	Quick Response Large Current Sensor Using Amorphous MI Resonant Multivibrator	IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 30, No. 6, pp. 4623-4625, 1994	K. Inada K. Mohri K. Inuzuka

II. 国際会議

	論文題目	公表の方法および時期	著者
1	Detection of Secondary Current and Torque of Squirrel-Cage Induction Motor Using Amorphous Magnetic Sensor.	Proceedings of the Fourth International ISEM Symposium on Nonlinear Phenomena in Electromagnetic Fields, pp. 337-340, Nagoya, Japan, 1992	K. Inuzuka K. Mohri K. Izumiyama

Ⅲ. その他（口頭発表と研究会の発表）

	題 目	学会名	発表者
1	かご形誘導電動機の二次電流 帰還形トルク制御系	平成2年電気関係学会 東海支部連合大会, 160 名古屋大学（名古屋） 1990年11月	犬塚 勝美 毛利佳年雄 石田 誠司
2	アモルファス磁心マルチ形 磁界センサによるかご形 誘導電動機の回転子計測	平成3年電気関係学会 東海支部連合大会, 164 豊橋技術科学大学（豊橋） 1991年11月	犬塚 勝美 毛利佳年雄
3	かご形誘導電動機の 二次電流およびトルクの センシング	電気学会マグネティックス 研究会, MAG-91-248 弓町クラブ（東京） 1991年12月	犬塚 勝美 毛利佳年雄 石田 誠司
4	Detection of Secondary Current and Torque of Squirrel-Cage Induction Motor Using Amorphous Magnetic Sensor.	The 4th International Symposium on Non-Linear Phenomena in Electro- Magnetic Fields. BP5-6 Nagoya Congress Center (Nagoya) 1992. 1	K. Inuzuka K. Mohri K. Izumiyama
5	Detection of Secondary Current and Torque of Squirrel-Cage Induction Motor Using Amorphous Magnetic Sensor.	International Magnetics Conference, AC-09 Adam's Mark Hotel (St. Louis) 1992. 4	K. Inuzuka K. Mohri K. Izumiyama
6	かご形誘導電動機の二次 電流・トルクの検出と 回転子運動	電気学会マグネティックス 研究会, MAG-92-131 長良川会館（岐阜） 1992年7月	犬塚 勝美 毛利佳年雄

	題 目	学会名	発表者
7	Detection of Secondary Current and Torque of Squirrel-Cage Induction Motor Using Amorphous Magnetic Sensor.	The 6th Annual Conference of Industry Application Society of IEE of Japan, E6-1 Nagoya Congress Center (Nagoya) 1992.8	K. Inuzuka K. Mohri K. Izumiyama
8	アモルファス磁界センサによるかご形誘導電動機の二次電流およびトルクの検出	平成4年電気関係学会 東海支部連合大会, 203 名古屋工業大学(名古屋) 1992年10月	犬塚 勝美 松井 啓 鹿 筱華 毛利佳年雄
9	アモルファス磁界センサによるかご形誘導電動機の二次電流およびトルクの検出	第16回日本応用磁気学会 学術講演会, 8pD-5 名古屋国際会議場(名古屋) 1992年11月	犬塚 勝美 松井 啓 鹿 筱華 赤木 潔 毛利佳年雄
10	かご形誘導電動機の二次電流帰還型速度センサレス定常トルク制御系	電気学会マグネティックス研究会, MAG-93-97 スイートピラ踊り子 (静岡県伊豆長岡町) 1993年6月	犬塚 勝美 松井 啓 稲田 和志 毛利佳年雄
11	アモルファス磁心二次電流センサによるかご形誘導電動機の瞬時トルクの検出	平成6年電気学会全国大会, 719 成蹊大学(武蔵野) 1994年3月	犬塚 勝美 毛利佳年雄