

～修士論文～

誘導電動機速度センサレスのための
回転子スロット高調波電動機数式モデルの検討

Study of Mathematical Motor Model of Rotor Slot Harmonics
for Sensorless Control of Induction Machine



平成 19 年度

三重大学大学院工学研究科 博士前期課程

電気電子工学専攻 制御システム講座

上村 直樹

目次

第1章 緒言	4
1.1 本研究の背景	4
1.1.1 動力源としての電動機	4
1.1.2 効率の視点から見た電動機	5
1.1.3 環境問題と電動化への要望	6
1.1.4 電動機の高速度化と速度センサレス化への期待	7
1.2 本研究の目的	8
1.3 本論文の構成	9
第2章 誘導電動機の構造とスロット高調波	10
2.1 回転子スロット高調波の発生メカニズム	10
2.1.1 かご形誘導電動機の回転子構造	10
2.1.2 スロット高調波の発生メカニズム	11
2.2 回転子スロット高調波の理論式	12
2.2.1 磁束の変調	12
2.2.2 中性点電圧に現れるスロット高調波	13
2.2.3 スロット高調波の検出法	14
2.2.4 スロット高調波モデルの必要性	15
第3章 回転子スロット高調波数式モデル	16
3.1 誘導電動機の回路方程式	16
3.1.1 誘導電動機三相回路方程式	16
3.1.2 2相交流で表した回路方程式	19
3.1.3 γ - δ 座標で表した回路方程式	21
3.1.4 d - q 座標で表した回路方程式	22
3.2 誘導電動機の制御	24
3.2.1 トルクの制御	24
3.2.2 すべり制御法	25
3.3 三相回路方程式を基にしたスロット高調波数式モデルの導出	26
3.3.1 相互インダクタンスの変調法の決定	26
3.3.3 固定子電流が固定子電圧に作用するインピーダンス行列成分	28
3.3.4 回転子電流が固定子電圧に作用するインピーダンス行列成分	32

3.3.5	固定子電流が回転子電圧に作用するインピーダンス行列成分.....	34
3.3.6	回転子電流が回転子電圧に作用するインピーダンス行列成分.....	38
3.4	回転子スロット高調波モデル	40
第4章	実機とシミュレーションによる数式モデルの検証	43
4.1	回転子スロット高調波数式モデルの検証法	43
4.1.1	実験環境	43
4.1.2	実機実験およびシミュレーション条件の設定	45
4.1.3	スロット高調波係数	46
4.2	定常時における実機とシミュレーション結果の比較.....	47
4.2.1	定常時の電流に対するスロット高調波振幅.....	47
4.2.2	定常時の電流に対するスロット高調波周波数	50
4.3	過渡時における実機とシミュレーション結果の比較.....	52
4.3.1	軸速度過渡時のスロット高調波振幅の変化.....	52
4.3.2	軸速度過渡時のスロット高調波周波数の変化	54
第5章	結言	57
5.1	まとめ.....	57
5.2	検討課題	57

第1章 緒言

1.1 本研究の背景

1.1.1 動力源としての電動機

18世紀から19世紀にかけて始まった産業革命以来、科学技術の進歩に伴い輸送機器・家電機器・産業用機器の性能も発展し、人々の暮らしは向上を続けている。当時の動力源としては蒸気機関で始まり、その後、さらに高効率な動力源としてガソリンエンジンやディーゼルエンジンを代表とする内燃機関が発展してきた。

電動機の歴史も熱機関と同じくらい古く、その起源は19世紀前半の数々の電磁現象の発見までさかのぼる。図1に電動機の歴史をまとめる¹⁾。直流電動機や誘導電動機などほとんどの電動機は19世紀後半までに研究開発と試作を終え、20世紀初頭には実用化が始まっていた。その後、新たな磁性材料の発見やマイクロプロセッサ、半導体電力変換機器の登場により現在では永久磁石を用いた同期電動機や誘導電動機など交流電動機の可変速駆動が容易に行えるようになっている。

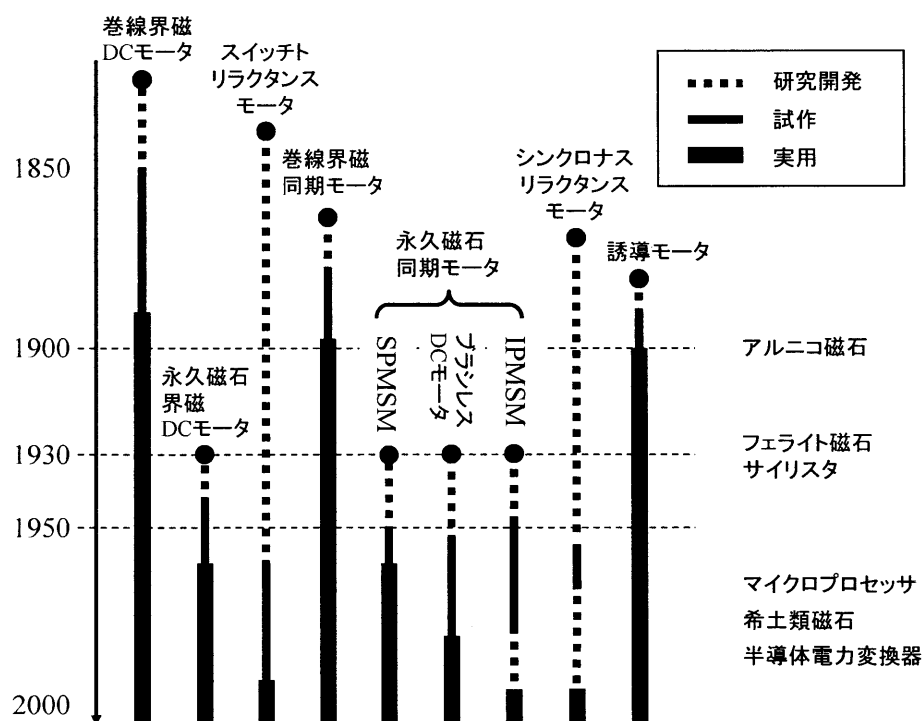


図1 電動機の歴史

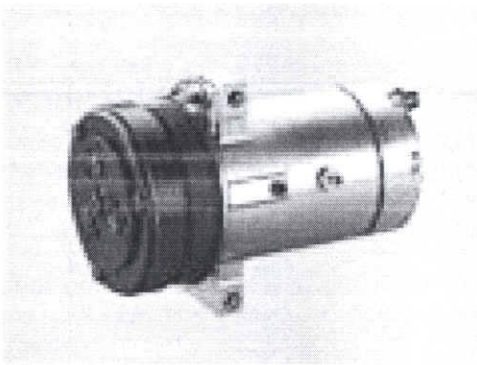
1.1.2 効率の視点から見た電動機

いずれの電動機も、駆動するために電源と電力線が必要である。また、大きなパワーを得るためには大きな電力を必要とする。そのため、自動車、船舶、航空機といった大出力、かつ、燃料タンク等に燃料を貯蔵する必要があるものにはエンジンが用いられ、家電機器や OA 機器など比較的小型、かつ、電力線などをつないでも支障のない用途の動力源として電動機が用いられてきた。

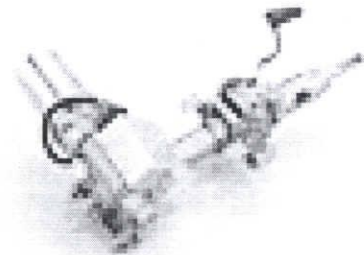
熱機関の場合、ガソリンエンジン(オットーサイクル)の熱効率はせいぜい 20%~30%であり、ディーゼルエンジンでも 28%~34%程度に過ぎない。残りのエネルギーは熱損失として捨てられてしまっている。一方、電動機の場合は電力エネルギーを運動エネルギーに変換する際は 80%~95%以上に達する。一例として、火力発電所で電力エネルギーを発生させるときには大規模に発電することや蒸気タービンとガスタービンを組み合わせて複合的に発電することによって、内燃機関よりも高い熱効率 50%以上の熱効率で動力を得ることができる^[2]。そして、伝送損失等も考慮しても熱機関に比べてはるかに高い効率で動力を得ることが出来る。また、窒素酸化物や硫黄酸化物、そして、二酸化炭素など有害気体を排出する内燃機関に対し、その場では有害物質を一切発生させないということも電動機の利点となっている。

1.1.3 環境問題と電動化への要望

現代社会における代表的な輸送機械として自動車が挙げられる。しかし、世界的に自動車の保有台数は年々増加しており、排気ガスによる大気汚染や二酸化炭素の増加による地球温暖化が深刻化している。排気ガスの中でも、NO_x, SO_x に対しては触媒の改良などにより環境への影響は軽減されてきているが、二酸化炭素に関しては石油を燃やしている以上、発生が避けられないのが実情である。そこで、自動車関連部品あるいは自動車の動力源を電動機に置き換える動きが近年みられるようになってきている。カーエアコンのコンプレッサやパワーステアリングの電動化、ガソリンエンジンと電動機の動力源を組み合わせたハイブリッド車などがそれに当たる。そして、今後も動力源の電動化は進み、これまでガソリンで動いていた自動車は Pure EV へと進化していくことが期待されるだろう。それに伴い電動機の高出力化が望まれるが、限られたスペースで大出力を得るために電動機の小型・高速回転化することが予想される。そして、近年では定格が 10 万 rpm を越える超高速駆動電動機が研究・開発されてきている。



(a)カーエアコンコンプレッサ^[3]



(b)電動パワーステアリング用モータ^[4]

図2 自動車関連部品の例

1.1.4 電動機的高速化と速度センサレス化への期待

特に近年では高効率駆動が可能な永久磁石型同期電動機が注目を集め、動力源として採用される動きが見られる。しかし、永久磁石型同期電動機は回転子に永久磁石を用いている構造上、高速駆動領域では遠心力に対する堅牢性や速度に比例する逆起電力の発生など、高速駆動化には不適切な要素が多い。そこで本稿では、回転子構造が簡易で堅牢性に富み、速度起電力の制御も容易に可能な誘導電動機的高速駆動を対象とする。

一方、電動機的高速駆動時には速度センサの応答性や堅牢性、設置スペースの観点から速度センサレス化が望まれている。誘導電動機の数式モデルを用いた方法は一般的に用いられている。しかし、小型で高出力を得るために低電圧・大電流で駆動される超高速駆動誘導電動機の場合、二次銅損は大きくなり、モータパラメータ、特に抵抗値が大きく変動することが予想される。また、超高速駆動時にはスイッチング周波数の制限などにより、正弦波 PWM ではなく矩形波駆動が採用される。矩形波駆動される場合の電圧には基本波以外に高調波を含むため、モータパラメータを用いたセンサレス手法では所望の推定精度が得られない可能性がある。

これらの問題点に対し、本稿では回転子スロット高調波(以下、スロット高調波)を利用したセンサレス手法に着目する。スロット高調波は誘導電動機の機械的構造によって発生するため、先に述べたモータパラメータの変動や制御方式の制約を受けにくいといった特徴を持つ。また、この手法の欠点として分解能が回転子のスロット数に依存するために、エンコーダを用いた場合よりもはるかに粗いことが挙げられるが、超高速駆動される回転機の色度推定に用いるため分解能は比較的粗くてもよく、十分に適応できると考えられる。

1.2 本研究の目的

これまで超高速駆動誘導電動機の世界速度センサレス化に向けて、スロット高調波を利用した速度推定を行った例は報告されている。しかし、スロット高調波を含んだ電動機の数式モデルはまだ発表されていない。今後、超高速駆動誘導電動機にスロット高調波を利用した速度センサレス制御手法を適用するにあたって、電動機構造に依存して発生するスロット高調波の安定性・応答性を見るためにシミュレーションを行える環境があることが望ましい。また、超高速駆動回転機という特殊な実機実験機は未だ一般に普及していないため、まずはシミュレーションによる解析が重要となる。

そこで、本研究ではスロット高調波を用いた超高速誘導電動機の世界速度センサレス化を見据え、シミュレーションによる解析や理論的に安定性や応答性を保証するためにもスロット高調波の数式モデルを作成・検討することを研究の目的とする。

具体的には、超高速駆動誘導機を対象としたモデルを汎用(定格回転数 1710rpm)の誘導機を基に作成し、モータパラメータがスロット高調波にどのような影響を与えるか検討した上で最終目標として超高速駆動誘導機に適応することを目指す。

スロット高調波数式モデルは誘導電動機の三相回路方程式をベースとし、前研究者によって検討されたスロットによる変調の受け方を考慮したものを本稿でも採用する。誘導電動機モデルにスロット高調波モデルを付加した形で表現し、スロット高調波の振幅・周波数が電流や回転速度によってどのような影響があるかを検討する。

1.3 本論文の構成

本論文の第2章では、誘導電動機の構造と回転子スロット高調波の発生原理について述べ、中性点から検出できる零相のスロット高調波の理論式を示す。

第3章では、前研究者によって提案された回転子スロット高調波数式モデルの作成・導出について、具体例を用いて説明する。

第4章では、回転子スロット高調波モデルを用いて、ベクトル制御されている誘導電動機において実機実験およびシミュレーションの結果を比較することにより、数式モデルの有効性について述べる。

最後に第5章では、本研究の成果をまとめる。

第2章 誘導電動機の構造とスロット高調波

2.1 回転子スロット高調波の発生メカニズム

2.1.1 かご形誘導電動機の回転子構造

今日では、インバータなどの半導体電力変換機器の登場により容易に始動や可変速駆動が可能になったため、誘導電動機の中でもかご形誘導電動機が一般的である。本稿では回転子にスロットを持つかご形誘導電動機を対象にしている。

図3はかご形誘導電動機の回転子構造を模式的に示している。鉄心材料には厚さ0.35mmまたは0.5mmのケイ素鋼板(ケイ素含有率1~3.5%)が用いられ、これを積み上げて積層鉄心とする。鋼板の間には鉄損を小さくするために絶縁が施され、渦電流が流れにくいように作られる。積層鉄心には二次導体を収めるためのスロットが刻まれており、スロットには二次導体となる導体棒が挿入される。そして最後に、回転子の両端を短絡環と呼ばれる銅環で短絡・固定した構造となっている^[5]。このように、かご形誘導電動機は構造的に堅牢で耐高速回転性に優れている。

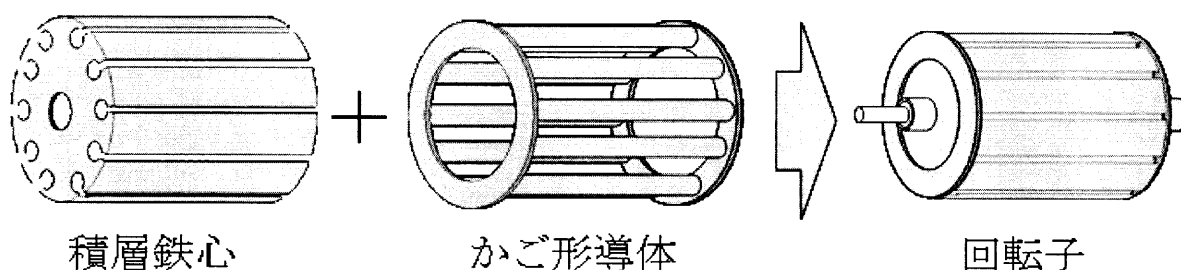
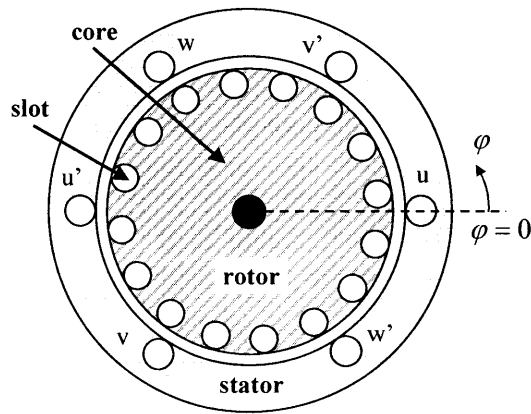


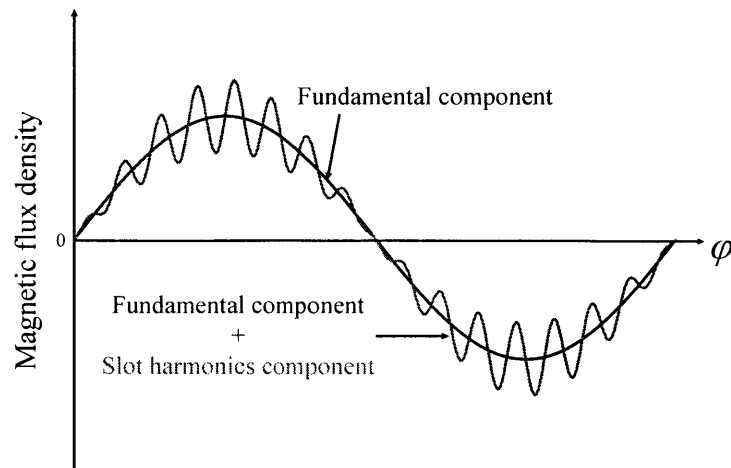
図3 かご形誘導電動機回転子構造

2.1.2 スロット高調波の発生メカニズム

図4にかご形誘導電動機断面図とエアギャップ中の磁束の強さを模式的に示す。前節で説明したように、かご形誘導電動機の回転子は積層鉄心と二次導体で構成されている。一般的に二次導体は高い純度のアルミ材が用いられるため、鉄心部分とは透磁率が異なる。そのため、固定子電流によって発生した磁束が回転子を通る際、スロット部とそれ以外の部分で磁束の通り易さが異なり、変調を受ける。これがスロット高調波であり、この脈動分が電圧や電流に現れる。



(a) かご形誘導電動機断面図



(b) エアギャップ中の磁束

図4 かご形誘導電動機断面図とエアギャップ中の磁束

2.2 回転子スロット高調波の理論式

2.2.1 磁束の変調

図2のエアギャップ中の磁束密度 B はある時間 t , 位相 φ において, 以下の数式で表せるものと考えられる。

$$\begin{aligned}
 B(t, \varphi) &= B_0 \{1 + k_H \cos N_r (\omega_r t - \varphi)\} \cos(\omega t - \varphi) \\
 &= B_0 \cos(\omega t - \varphi) + \frac{k_H B_0}{2} \cos\{(N_r \omega_r - \omega)t - (N_r - 1)\varphi\} \\
 &\quad + \frac{k_H B_0}{2} \cos\{(N_r \omega_r + \omega)t - (N_r + 1)\varphi\} \cdots \cdots \cdots (1)
 \end{aligned}$$

ω : 駆動角速度, ω_r : 回転角速度, φ : 観測地点の位相(固定子 U 相を基準とする),

N_r : 回転子スロット数(1 極対あたり), B_0 : 基本波磁束密度の大きさ,

k_H : スロット高調波係数(基本波に対するスロット高調波の割合)

式(1), 1 行目の第 1 項目は磁束の基本波成分を, 第 2 項目はスロットによる脈動成分を示している。スロットによる脈動は回転子スロット数と回転角速度に依存する形となっている。従って, スロット高調波周波数を検出することができれば電動機の回転速度が推定可能である。

また, この式を三角関数の加法定理を用いて展開すると, 2~3 行目の式に書き換えることができる。第 1 項目はやはり基本波成分を, そして, 回転子スロット数 N_r によって決まるが, 第 2 項目と第 3 項目のうち一方が中性点電圧に現れる零相のスロット高調波成分であり, 他方が線電流に現れる対称三相のスロット高調波成分(電圧型インバータを用いた場合)である。本稿では今後, 中性点電圧に現れる固定子零相のスロット高調波成分について述べていくこととする。

2.2.2 中性点電圧に現れるスロット高調波

式(1)の磁束密度より誘導電動機の中性点電圧 v_n , つまり, u 相, v 相, w 相電圧の和を計算する。なお, 各相の総鎖交磁束数はコイル中心位置の磁束密度に比例するとし, 以下のように表す^[6]。

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_u = KB(t, 0) \\ \Phi_v = KB(t, \frac{2\pi}{3}) \dots \dots \dots (2) \\ \Phi_w = KB(t, \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right.$$

$$\begin{aligned} v_n &= \frac{1}{3}(v_u + v_v + v_w) \\ &= \frac{1}{3} \left(\frac{d\Phi_u}{dt} + \frac{d\Phi_v}{dt} + \frac{d\Phi_w}{dt} \right) \\ &= -\frac{Kk_H B_0}{2} (N_r \omega_r \mp \omega) \sin \{ (N_r \omega_r \mp \omega)t - (N_r \mp 1)\varphi \} \dots \dots \dots (3) \\ &\quad (N_r = 3N \pm 1) \end{aligned}$$

Φ_u, Φ_v, Φ_w : U 相, V 相, W 相の総鎖交磁束,

K : 固定子歯の寸法(鉄心透磁率, コイルの巻き方に依存する定数)

誘導電動機のスロット数は振動や騒音を低減するために 3 の倍数ではない整数となるように設計される。そのため, 式(3)は一般的な形とみて差し支えない。式(3)に示すように中性点電圧 v_n は, 相電圧を含まず, スロット高調波成分のみを含んでいることが確認できる。そこで以後, 式(3)に示される中性点電圧 v_n をスロット高調波電圧 v_{sh} と表記するものとする。

式(3)の周波数部分より, スロット高調波周波数 f_{sh} の理論式は次式となる。

$$\begin{aligned} f_{sh} &= N_r f_r \mp f = (N_r \mp 1)f_r \mp f_{se} \dots \dots \dots (4) \\ &\quad (N_r = 3N \pm 1) \end{aligned}$$

f_{sh} : スロット高調波周波数, f : 電源周波数, f_r : 回転周波数, f_{se} : すべり周波数

2.2.3 スロット高調波の検出法

ここまで述べてきたように、本稿では中性点電圧に現れるスロット高調波電圧 v_{SH} について考える。図 5 にスロット高調波電圧 v_{SH} の検出原理を示す。図 5 に示すようにスロット高調波電圧 v_{SH} の検出は誘導電動機の中性点と誘導電動機の各相に並列に接続した Y 接続抵抗を用いた簡易な構成とすることができる。

誘導電動機側の各相には相電圧とスロット高調波電圧が誘起される。一方、Y 接続抵抗の各相には相電圧のみが誘起される。そこで、誘導電動機の中性点と Y 接続抵抗の中性点間の電圧を測定することで相電圧を打ち消し、高い S/N 比でスロット高調波電圧 v_{SH} のみを検出することができる。

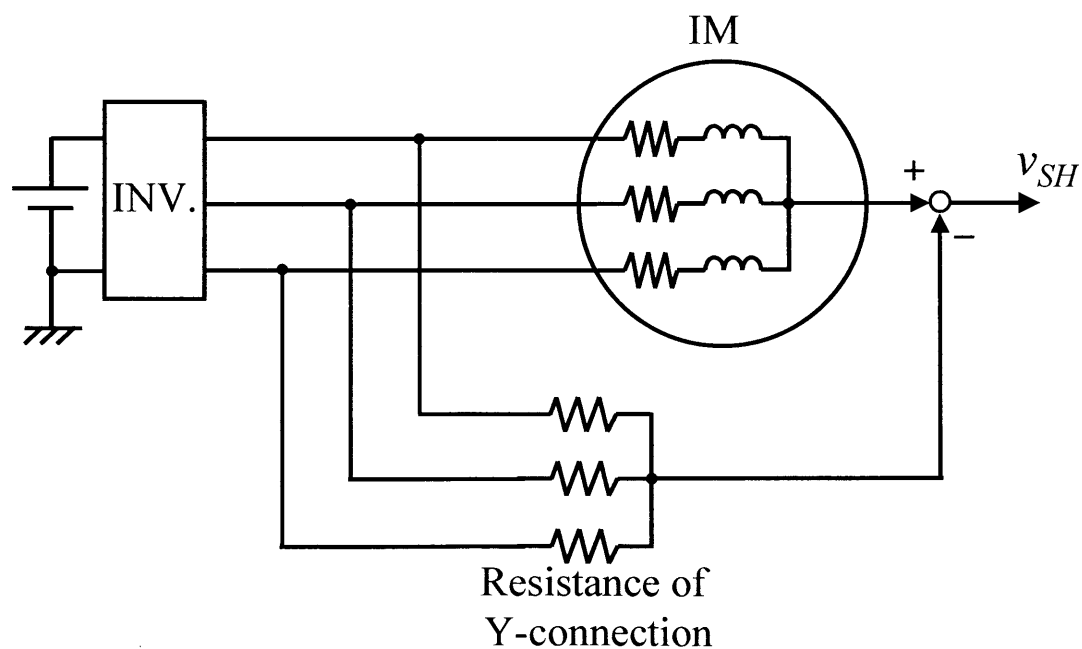


図 5 スロット高調波検出回路

2.2.4 スロット高調波モデルの必要性

スロット高調波を用いて速度センサレス制御を行うにあたって、スロット高調波の特性を知る必要がある。また、誘導電動機を加減速させたときにもスロット高調波の振幅および周波数が保証されている必要がある。式(4)に示したように、スロット高調波周波数は回転子スロット数と回転周波数および駆動周波数、つまり、すべりに依存する。これは振幅に関しても同じことが言え、加速初期でかつ、すべりが小さい場合にはスロット高調波が安定して発生しない事態が予想される。また、磁束の発生には電流が関与するため、電流の変化に対するスロット高調波の特性も考慮する必要がある。

以上、超高速駆動誘導電動機の色度センサレス化を進めるにあたって、スロット高調波の数式モデルによりスロット高調波自身の安定性・応答性を検討し、さらには、誘導電動機の制御系全体の安定性を議論する必要がある。本稿では、定常状態を基本とし、回転軸速度の加減速時および電流過渡時のスロット高調波の特性を検証していくこととする。

第3章 回転子スロット高調波数式モデル

3.1 誘導電動機の回路方程式

3.1.1 誘導電動機三相回路方程式

スロット高調波数式モデルを作成するにあたり、本稿では前研究者によって提案されたモデルを基本とし、そのモデルが過渡時にまで適応できるモデルであるか検討を行う。本章では誘導電動機の座標変換とベクトル制御について述べ、三相回路方程式から導出できるスロット高調波モデルの作成過程について説明する。

図6は三相かご形誘導電動機の等価回路を示している^[7]。ここで、 R_s は固定子巻線抵抗、 R_r は回転子巻線抵抗、 l_s は固定子巻線の漏れインダクタンス、 l_r は回転子巻線の漏れインダクタンス、そして、 M は相互インダクタンスを表している。また、 θ_e は固定子U相巻線を基準とした回転子U相の角度（電気角）、 P は微分演算子(=d/dt)である。本来、かご形誘導電動機において、回転子側をU,V,W相に区別することはできないが、位相関係の説明をするために便宜的に仮定したものである。そして、式(4)は図6の等価回路より求めたかご形誘導電動機の三相回路方程式である。左辺が電圧ベクトルであり、上から固定子U相、V相、W相、回転子U相、V相、W相を示している。右辺はインピーダンス行列と電流ベクトルを表しており、電流も上から固定子U相、V相、W相、回転子U相、V相、W相を示している。

本稿では、回転子スロットの影響のみを考慮し、固定子スロットによる影響は無視する。回転子スロットによる磁束の変調を式(5)のインピーダンス行列中のパラメータを用いて表現する。しかし、スロット高調波数式モデルの基となる三相回路方程式には磁束のパラメータを陽に表すものはない。そこで、三相回路方程式中のパラメータで磁束に最も関係の深いと考えられる相互インダクタンス M が回転子スロットによる変調を受けるものとして数式モデルを表現するものとする。

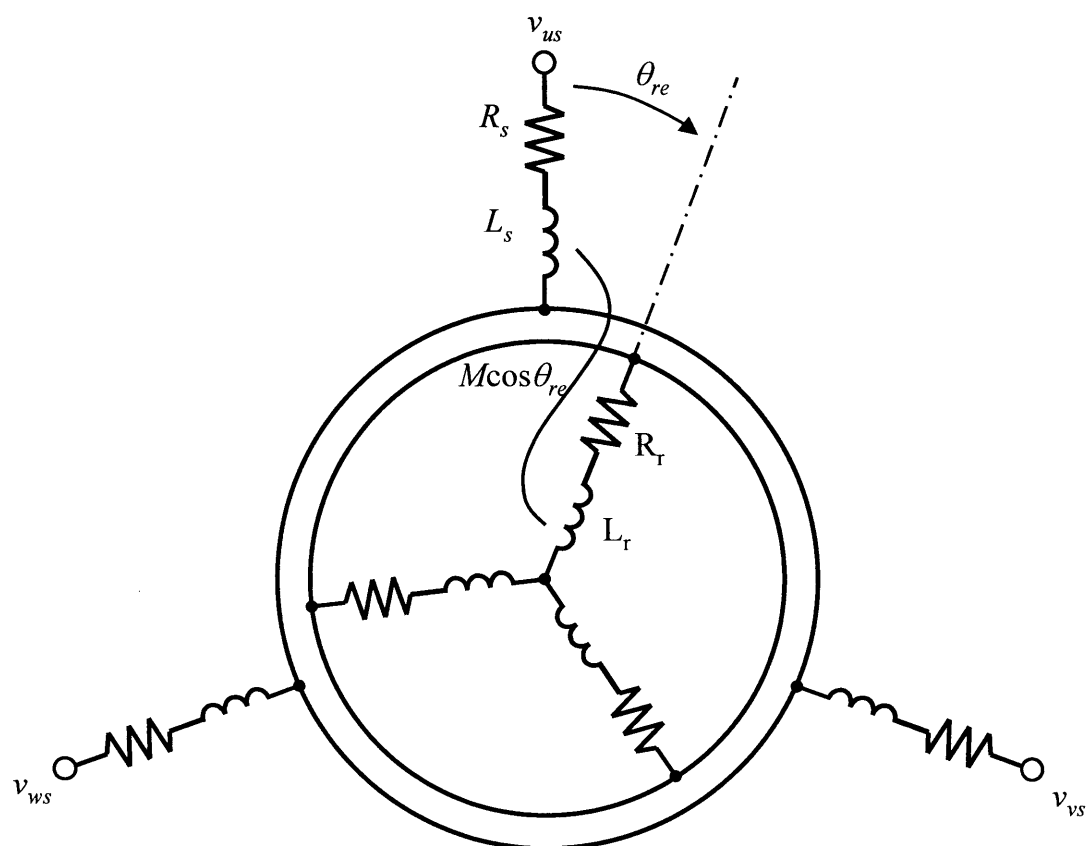


图 6 誘導電動機三相等価回路

$$\begin{bmatrix} v_{us} \\ v_{vs} \\ v_{ws} \\ v_{ur} \\ v_{vr} \\ v_{wr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} & PM \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos\left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ PM \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos\left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} & PM \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_r + P(l_r + M) & PM \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos\left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} \\ PM \cos \theta_{re} & PM \cos\left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \\ PM \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} & PM \cos\left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi \\ PM \cos\left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} & PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_r + P(l_r + M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ur} \\ i_{vr} \\ i_{wr} \end{bmatrix}$$

.....(5)

3.1.2 2相交流で表した回路方程式

3相交流を2相交流に変換し、2相交流で表した回路方程式を求める。3相交流座標系(u,v,w)から2相交流座標系(α,β)への変換行列[c]は図7より次式となる。

$$[c] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6)$$

固定子、回転子ともu相をα相とし、α相からπ/2進んだ位相にβ相をとっている。式(5)で表された3相回路方程式に式(6)で表された変換行列を適応すると以下の回路方程式を得る。その等価回路を図8に示す。

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PM \cos \theta_{re} & -PM \sin \theta_{re} \\ 0 & R_s + PL_s & PM \sin \theta_{re} & PM \cos \theta_{re} \\ PM \cos \theta_{re} & PM \sin \theta_{re} & R_r + PL_r & 0 \\ -PM \sin \theta_{re} & PM \cos \theta_{re} & 0 & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \dots \dots (7)$$

ここで、 $v_{\alpha s}$ 、 $v_{\beta s}$ はα、β相固定子電圧、 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ はα、β相固定子電流、 $i_{\alpha r}$ 、 $i_{\beta r}$ はα、β相回転子電流、 L_s は固定子巻線の自己インダクタンス、 L_r は回転子巻線の自己インダクタンス、 M は各巻線間の相互インダクタンスである。

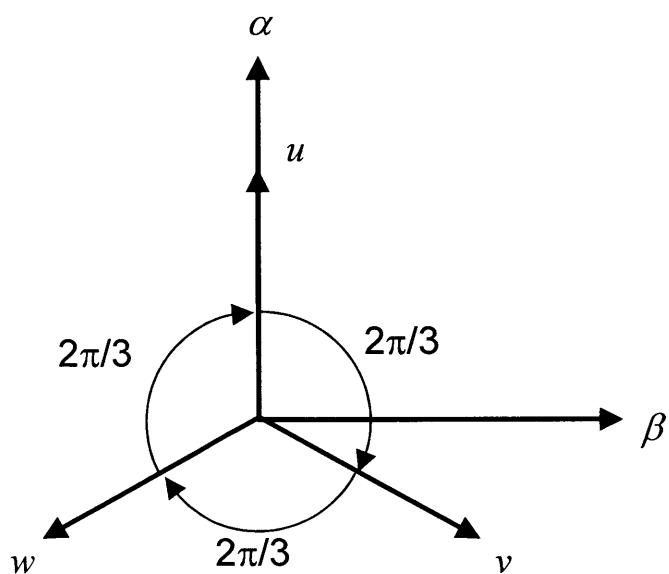


図7 3相交流座標(u,v,w)と2相交流座標(α,β)の関係

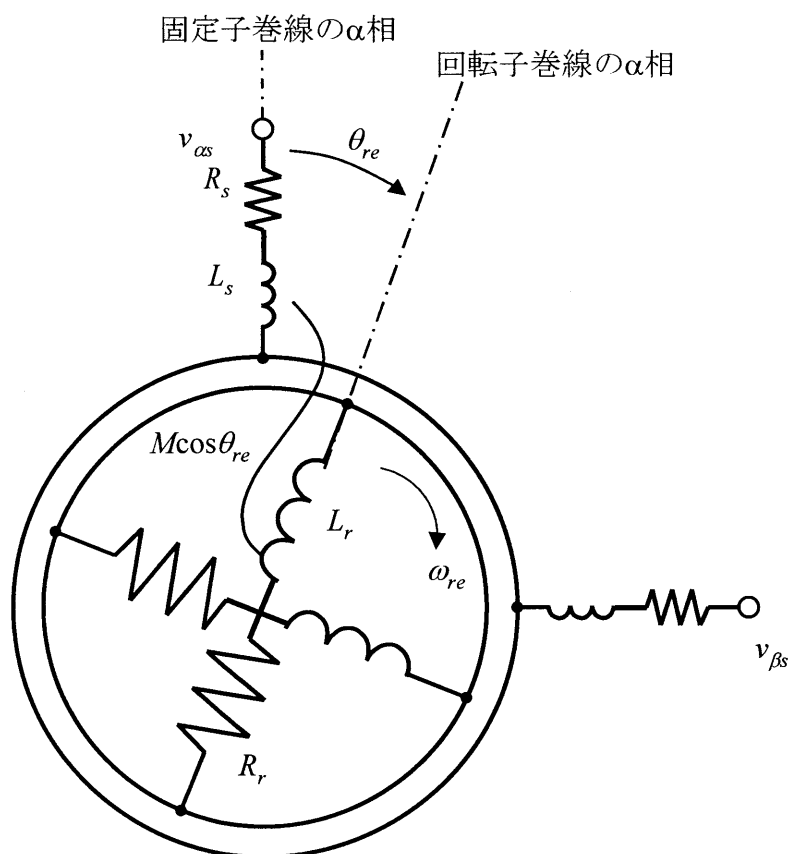


図8 2相交流で表した等価回路

3.1.3 γ - δ 座標で表した回路方程式

γ - δ 座標は固定された直交2軸を持つ座標である。永久磁石同期電動機の場合は一般的に界磁の向きを γ 軸とするが、誘導電動機の場合はどこを γ 軸にとってもよい。普通、 u 相(α 相)を γ 軸とする。

図8からわかるように固定子はその α , β 相が γ , δ 軸に対応する。しかし、回転子はその α , β 相が γ , δ 軸に対し θ_{re} の位相にある。このことから変換行列 $[c']$ は式(7)となる。

$$[c'] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ 0 & 0 & \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (8)$$

式(7)で表された回路方程式に式(8)で表された変換行列を適用すると以下の回路方程式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PM & 0 \\ 0 & R_s + PL_s & 0 & PM \\ PM & \omega_{re} M & R_r + PL_r & \omega_{re} L_r \\ -\omega_{re} M & PM & -\omega_{re} L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ i_{\gamma r} \\ i_{\delta r} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (9)$$

ここで、 $v_{\gamma s}$, $v_{\delta s}$ は γ , δ 相固定子電圧、 $i_{\gamma s}$, $i_{\delta s}$ は γ , δ 相固定子電流、 $i_{\gamma r}$, $i_{\delta r}$ は γ , δ 相回転子電流である。

2相交流座標(α, β)系の α , β 相回転子電流 $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ や3相交流座標(u, v, w)系の u, v, w 相回転子電流 i_{ur} , i_{vr} , i_{wr} は各々の固定子電流により生じる角周波数 ω で回転する回転磁界による電磁誘導によって流れる。回転子は ω_{re} (電気角)で回転しているから

$$\omega_{se} = \omega - \omega_{re} \dots \dots \dots (10)$$

で表される角周波数、すなわち、すべり角周波数 ω_{se} (電気角)の交流である。 $i_{\gamma r}$, $i_{\delta r}$ は ω_{re} で回転し、 ω_{se} の角周波数を持つ $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ を固定した軸で見たものであるから、 $\omega_{re} + \omega_{se} = \omega$ の角周波数の交流である。 γ - δ 座標系の電圧、電流はすべて交流であり、その角周波数は電源角周波数 ω である。

3.1.4 d-q 座標で表した回路方程式

固定子と回転子の電圧，電流を両方とも直流で扱えるようにするのが d-q 座標である。前節で説明したとおり， γ - δ 座標系の電圧，電流は交流であり，その角周波数は電源角周波数と同じ ω である。そして，それぞれのベクトルは ω で回転する円を描く。これらの電圧，電流を直流に変換するためには， ω で回転する座標系から見るようにすればよい。図 9 に示すベクトル図のように，d 軸を γ 軸から時計回りにとった角度 θ の位相にある軸，q 軸をそれより $\pi/2$ 進んだ位相にある軸とする。 θ は次式で表される。

$$\theta = \int \omega dt \dots \dots \dots (11)$$

そして，この θ を考慮した γ - δ 座標系から d-q 座標系への変換行列 $[c'']$ は式(12)となる。

$$[c''] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \dots \dots \dots (12)$$

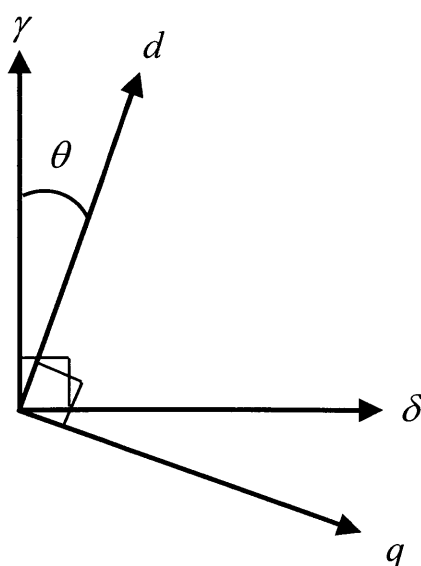


図 9 γ - δ 座標と d-q 座標の関係

式(9)で表された回路方程式に式(12)で表された変換行列を適用して次の回路方程式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -\omega L_s & PM & -\omega M \\ \omega L_s & R_s + PL_s & \omega M & PM \\ PM & -(\omega - \omega_{re})M & R_r + PL_r & -(\omega - \omega_{re})L_r \\ (\omega - \omega_{re})M & PM & (\omega - \omega_{re})L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \dots \dots (13)$$

この式を制御の容易な固定子電流(i_{ds} , i_{qs})と回転磁束($\Phi_{\gamma} = Mi_{\gamma s} + L_r i_{\gamma r}$, $\Phi_{\delta} = Mi_{\delta s} + L_r i_{\delta r}$)を状態変数として、状態方程式に変形すると次式となる。ただし、 σ は漏れ係数で、 $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ である。

$$P \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{\omega_{re} M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{\omega_{re} M}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega - \omega_{re} \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & -(\omega - \omega_{re}) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots \dots (14)$$

3.2 誘導電動機の制御

3.2.1 トルクの制御

誘導電動機は永久磁石同期電動機のように永久磁石がなく、固定子電流を流すことによって回転子に鎖交する磁束を作らなければならない。誘導電動機のトルク τ は次式で表され、回転子磁束鎖交数とそれと直交して流れる固定子電流の積になる。

$$\tau = p \frac{M}{L_r} (i_{qr} \Phi_{dr} - i_{dr} \Phi_{qr}) \dots \dots \dots (15)$$

トルク制御を簡単にするためには、直流電動機やブラシレス DC モータのように回転子磁束鎖交数がある値に保っておき、発生トルクが回転子磁束と直交するように制御することが望ましい。例えば、q 軸回転子磁束鎖交数を 0 に制御すると、式(16)のようになる。この式より、トルクは d 軸回転子磁束鎖交数を一定値に制御すると q 軸固定子電流に比例することが分かる。

$$\tau = p \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} i_{qs} \dots \dots \dots (16)$$

3.2.2 すべり制御法

本節では、前節で説明した q 軸回転子磁束鎖交数を 0 に制御する方法について説明する。
式(14)の第 3, 4 行目を書き換えると以下ようになる。

$$P \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & \omega - \omega_{re} \\ -(\omega - \omega_{re}) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{MR_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (17)$$

ここで、すべり角周波数を次式で制御することとする。

$$\omega_{se} = \omega - \omega_{re} = \frac{MR_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{\hat{\Phi}_{dr}} \dots \dots \dots (18)$$

ただし、

$$P \hat{\Phi}_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Phi}_{dr} + \frac{MR_r}{L_r} i_{ds} \dots \dots \dots (19)$$

式(17),(18),(19)より、次の微分方程式が得られる。

$$P \begin{bmatrix} \Phi_{dr} - \hat{\Phi}_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & \frac{MR_r i_{qs}}{L_r \hat{\Phi}_{dr}} \\ -\frac{MR_r i_{qs}}{L_r \hat{\Phi}_{dr}} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} - \hat{\Phi}_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (20)$$

式(20)より、 $\Phi_{dr} - \hat{\Phi}_{dr}, \Phi_{qr}$ は任意の初期値から時定数 L_r/R_r で 0 に収束することが分かる。したがって、q 軸回転子磁束鎖交数を 0 に制御するためには、すべり角周波数を式(18)に従って制御すればよいことになる。このとき、d 軸回転子磁束鎖交数 Φ_{dr} は $\hat{\Phi}_{dr}$ と一致する。

式(18)に従ったすべりを制御する制御方式は、回転子磁束のベクトルと d 軸のベクトルを一致させる制御であることから、一般にベクトル制御と呼ばれる。

3.3 三相回路方程式を基にしたスロット高調波数式モデルの導出

3.3.1 相互インダクタンスの変調法の決定

前章で述べたように、磁束は式(1)のように変調を受けるものと仮定した。これと同様に、通常は定数である相互インダクタンスがスロットによる変調を受け、式(21)のようになるものとする。

$$M = M \{1 + k_H \cos N_r (\theta_{re} - \varphi)\} \cos(\theta - \varphi) \dots \dots \dots (21)$$

この式(21)の変調された相互インダクタンスを式(5)の三相回路方程式中の定数としている相互インダクタンスと置き換えることによりスロット高調波の数式モデルを作成するが、ここで、回転子スロットとの位置関係 θ_{re} と φ が重要となる。以後、この位相関係と変調の受け方について説明していく。

3.3.2 相互インダクタンス変調の受け方について

式(21)の相互インダクタンスの位相 θ_{re} はスロットの位置により決まるものであり、 φ は相互インダクタンスが作用する対象、具体的には、固定子-固定子間、固定子-回転子間、回転子-固定子間、回転子-回転子間、の位相により決まるものである。そこで、式(5)の三相回路方程式のインピーダンス行列を式(5)'のように4つのブロックに分けることを考える。そのブロックとは、固定子電流が固定子電圧に作用する部分、回転子電流が固定子電圧に作用する部分、固定子電流が回転子電圧に作用する部分、回転子電流が回転子電圧に作用する部分である。これら4つのブロックそれぞれにおいて各相とスロットの位相関係について考える^[8]。

	固定子電流→固定子電壓	回轉子電流→固定子電壓	
$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \\ V_{ws} \\ V_{ur} \\ V_{vr} \\ V_{wr} \end{bmatrix}$	$=$	$\left[\begin{array}{ccc ccc} \hline R_s + P(l_s + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos \left(-\frac{2}{3}\pi\right) & \parallel & PM \cos \theta_{re} & PM \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \hline PM \cos \left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_s + P(l_s + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi & \parallel & PM \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} & PM \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \hline PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos \left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_s + P(l_s + M) & \parallel & PM \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} \\ \hline PM \cos \theta_{re} & PM \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & \parallel & R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos \left(-\frac{2}{3}\pi\right) \\ \hline PM \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} & PM \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & \parallel & PM \cos \left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3}\pi \\ \hline PM \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) & PM \cos \theta_{re} & \parallel & PM \cos \frac{2}{3}\pi & PM \cos \left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_r + P(l_r + M) \\ \hline \end{array} \right]$	$\begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ur} \\ i_{vr} \\ i_{wr} \end{bmatrix}$
	固定子電流→回轉子電壓	回轉子電流→回轉子電壓	

.....(5)'

3.3.3 固定子電流が固定子電圧に作用するインピーダンス行列成分

固定子電流が固定子電圧に作用する部分では，固定子電流が流れることにより発生した磁束が回転子を通り，各相固定子に作用するときに変調を受けるものとする。具体的に，式(5)'のインピーダンス行列中の固定子 U 相電流が固定子 U 相電圧に作用する[1,1]成分，固定子 V 相が固定子 U 相に作用する[1,2]成分を例にとって説明する。

<固定子 U 相電流が固定子 U 相電圧に作用する成分([1,1]成分)>

インピーダンス行列の各成分におけるスロットによる変調の受け方を考える前に，回転子スロットの位置の基準を決めなくてはならない。通常，かご形誘導電動機の場合，回転子は厳密に U,V,W 相に分けることが出来ないが，本稿では図 10 のように，回転子 U 相の位置をスロットの基準位置とする。

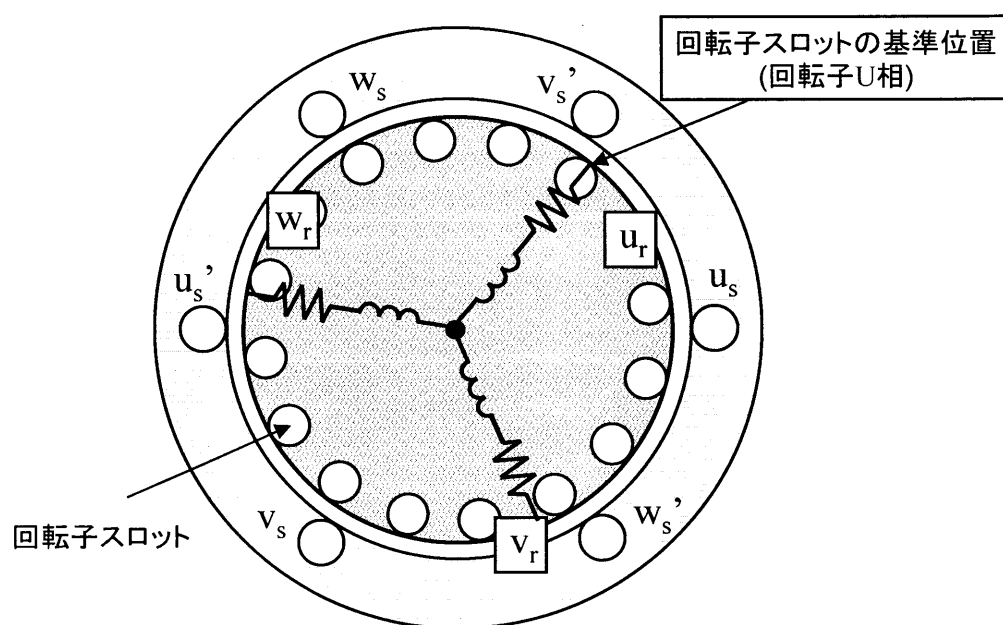


図 10 かご形誘導電動機断面図とスロット基準位置

固定子U相に電流を流すと、図11の白い矢印の方向の磁束が発生する。このとき磁束の大きさを ϕ_{0s} とし、固定子U相方向を $\theta=0$ とすれば式(22)のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \phi_{uu_{ss}} &= \phi_{0s} \cos \theta \dots \dots \dots (22) \\ &= \phi_{0s} \end{aligned}$$

そして、磁束 $\phi_{uu_{ss}}$ が図11の斜線で示した固定子U相巻線に作用するものとする。このとき回転子スロットの基準位置(回転子U相)と固定子U相方向との間には θ_{re} の位相差があるので、スロットによる変調を受けて式(22)は以下のように書き換えられる。

$$\phi_{uu_{ss}} = \phi_{0s} (1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \dots \dots \dots (23)$$

また、相互インダクタンスについても式(23)の磁束と同様に変調を受けるものとし、 M という定数で表された相互インダクタンスは次式のように書き換えるものとする。

$$M_{uu_{ss}} = M (1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \dots \dots \dots (24)$$

ここで、式中の k_s は固定子電流によるスロット高調波係数であり、基本波に対するスロット高調波の割合を示している。

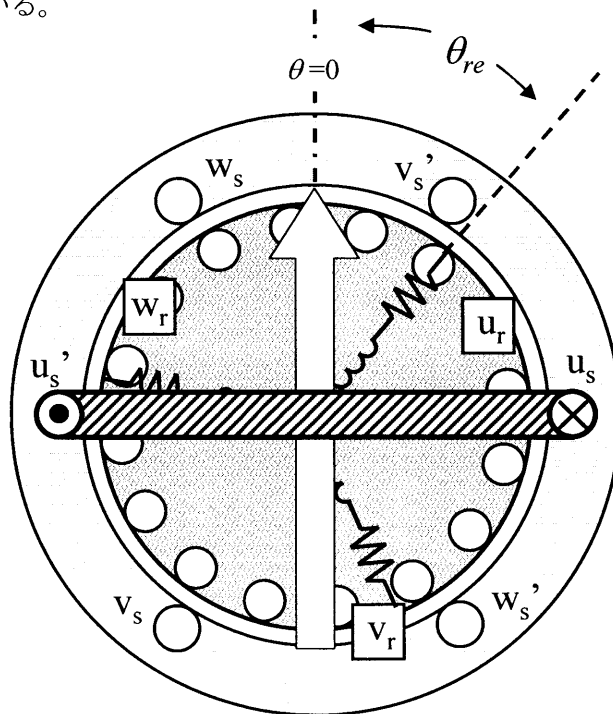


図11 固定子U相電流が固定子U相電圧に作用する場合

<固定子 V 相電流が固定子 U 相電圧に作用する成分([1,2]成分)>

固定子 V 相に電流を流すと、図 12 の白い矢印の方向に磁束が発生する。この V 相磁束が図 12 の斜線で示した固定子 U 相巻線に作用する場合を考えるので、この磁束の固定子 U 相方向成分を求める。固定子 U 相方向を $\theta=0$ とすれば、固定子 U 相と固定子 V 相との位相、すなわち、固定子 U 相と磁束 ϕ_{uv_ss} との位相差は $2\pi/3$ であるので、磁束 ϕ_{uv_ss} の固定子 U 相方向成分は次式のように表すことができる。

$$\phi_{uv_ss} = \phi_{0s} \cos \frac{2}{3} \pi \cdots \cdots \cdots (25)$$

そして、磁束 ϕ_{uv_ss} が図 12 の斜線で示した固定子 U 相巻線に作用するものとする。回転子スロットによる変調は磁束 ϕ_{uv_ss} が回転子を通過し固定子 U 相巻線に作用するときとすると、回転子スロットの基準位置(回転子 U 相方向)と固定子 U 相方向との位相差は θ_{re} であるので、式(25)は次式のように書き換えられる。

$$\phi_{uv_ss} = -\frac{1}{2} \phi_{0s} (1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cdots \cdots \cdots (26)$$

相互インダクタンスについても式(26)の磁束と同様に変調を受けるので、本来、式(27)で表されていた相互インダクタンスは式(28)のようになる。

$$M_{uv_ss} = M \cos \frac{2}{3} \pi \cdots \cdots \cdots (27)$$

$$M_{uv_ss} = -\frac{1}{2} M (1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cdots \cdots \cdots (28)$$

以上のようなルールで、固定子電流が固定子電圧に作用する部分では変調を受けるものとし、説明していない成分においても同様のルールによって変調がかかるものとする。

固定子電流が固定子電圧に作用する部分の三相回路方程式で変調後のものを式(29)に示す。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{us_s} \\ \mathbf{v}_{vs_s} \\ \mathbf{v}_{ws_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + P\{l_s + M(1 + k_s \cos N_r \theta_{re})\} & PM(1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \frac{2}{3}\pi \\ PM\left\{1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & R_s + P\left\{l_s + M\left\{1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi\right)\right\}\right\} \\ PM\left\{1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \cos \frac{2}{3}\pi & PM\left\{1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{us} \\ \mathbf{i}_{vs} \\ \mathbf{i}_{ws} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (29)$$

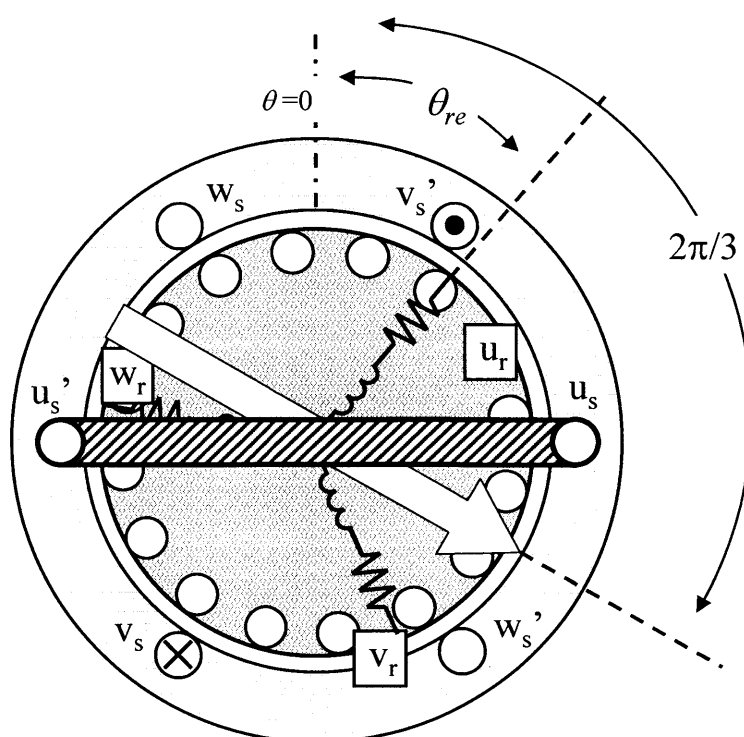


図 12 固定子 V 相電流が固定子 U 相電圧に作用する場合

3.3.4 回転子電流が固定子電圧に作用するインピーダンス行列成分

回転子電流が固定子電圧に作用する成分では、回転子電流によって発生した磁束が回転子を通過し、固定子電圧に作用する際に変調を受けるものとする。原理的には固定子電圧に作用する際に変調を受けるとした前節と同じであるので、ここでは具体的に回転子 V 相が固定子 U 相に作用する[1,5]成分を例にとって説明する。

<回転子 V 相電流が固定子 U 相電圧に作用する成分([1,5]成分)>

回転子 V 相に電流が流れると、図 13 の白い矢印の方向に磁束が発生する。この回転子 V 相磁束が図 13 の斜線で示した固定子 U 相に作用する場合を考えるので、この磁束の固定子 U 相方向成分を求める。固定子 U 相方向を $\theta=0$ とすれば、固定子 U 相と回転子 V 相との位相、すなわち、固定子 U 相と磁束 $\phi_{uv_{rs}}$ との位相差は $\theta_{re} + 2\pi/3$ であるので、磁束 $\phi_{uv_{rs}}$ の固定子 U 相方向成分は次式のように表すことができる。

$$\phi_{uv_{rs}} = \phi_{0r} \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) \cdots \cdots \cdots (30)$$

そして、磁束 $\phi_{uv_{rs}}$ が図 13 の斜線で示した固定子 U 相巻線に作用するものとする。回転子スロットによる変調は磁束 $\phi_{uv_{rs}}$ の固定子 U 相方向成分が回転子を通過し、固定子 U 相巻線に作用するときとすると、回転子スロットの基準位置(回転子 U 相方向)と固定子 U 相方向との位相差が θ_{re} であるので、式(30)は式(31)のようになる。

$$\phi_{uv_{rs}} = \phi_{0r} (1 + k_r \cos N_r \theta_{re}) \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) \cdots \cdots \cdots (31)$$

相互インダクタンスについても式(31)の磁束と同様に変調を受けるとすると、本来は式(32)で表されていた相互インダクタンスは式(33)のようになる。

$$M_{uv_{rs}} = M \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) \cdots \cdots \cdots (32)$$

$$M_{uv_{rs}} = M (1 + k_r \cos N_r \theta_{re}) \cos\left(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi\right) \cdots \cdots \cdots (33)$$

なお、式(33)中の k_r は回転子電流によるスロット高調波係数である。

以上のようなルールで、回転子電流が固定子電圧に作用する部分では変調を受けるのとし、説明していない成分についても同様のルールによって変調がかかるものとする。

回転子電流が固定子電圧に作用する部分の三相回路方程式で変調後のものを式(34)に示す。

$$\begin{bmatrix} v_{us_r} \\ v_{vs_r} \\ v_{ws_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PM(1+k_r \cos N_r \theta_{re}) \cos \theta_{re} & PM(1+k_r \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \\ PM \left\{ 1+k_r \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) & PM \left\{ 1+k_r \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \theta_{re} \\ PM \left\{ 1+k_r \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) & PM \left\{ 1+k_r \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ur} \\ i_{vr} \\ i_{wr} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (34)$$

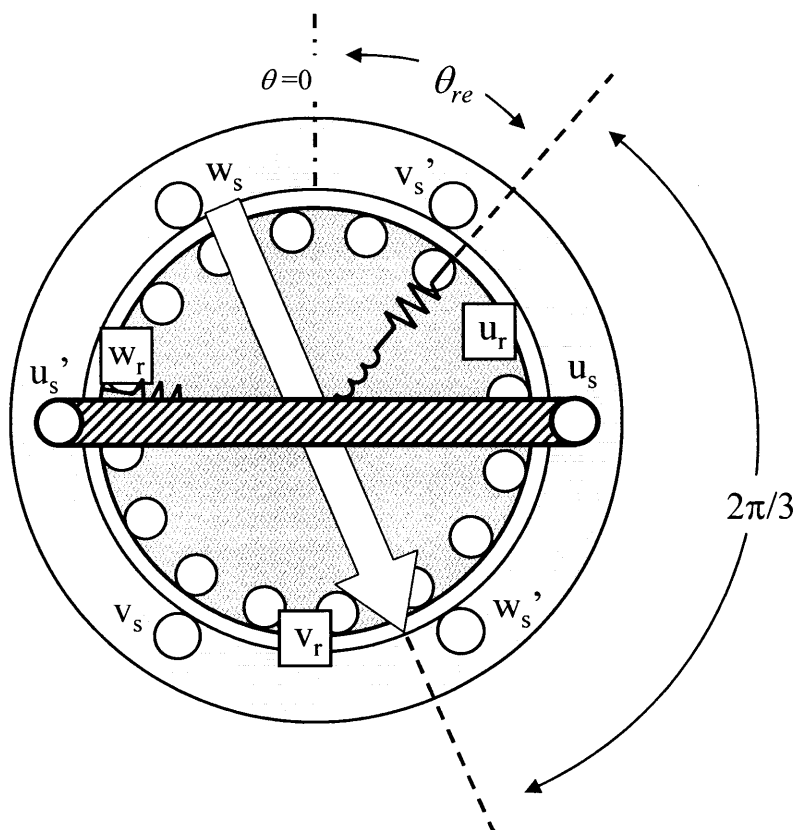


図 13 回転子 V 相電流が固定子 U 相電圧に作用する場合

3.3.5 固定子電流が回転子電圧に作用するインピーダンス行列成分

固定子電流が回転子電圧に作用する部分では、固定子電流を流すことにより発生した磁束が回転子内部を通過するときに回転子スロットにより変調を受け、その後、回転子の各相に作用するものとする。具体的に固定子 U 相電流が回転子 V 相電圧に作用する[5,1]成分、そして、固定子 V 相電流が回転子 W 相に作用する[6,2]成分を例にとって説明する。

＜固定子 U 相電流が回転子 V 相電圧に作用する成分（[5,1]成分）＞

固定子 U 相に電流を流すと、図 14 の白い矢印の方向に磁束が発生する。この固定子 U 相磁束が図 14 の回転子 U 相に作用する場合を考える。まず、図 14 の白い矢印で示した固定子 U 相磁束 ϕ_{vu_sr} が回転子スロットにより変調を受ける。この固定子 U 相磁束 ϕ_{vu_sr} と回転子スロットの基準位置(回転子 U 相方向)との位相差は、固定子 U 相方向を $\theta=0$ とすれば、 θ_{re} であるので固定子 U 相磁束 ϕ_{vu_sr} は式(35)のように変調される。

$$\phi_{vu_sr} = \phi_{0r} (1 + \cos N_r \theta_{re}) \dots \dots \dots (35)$$

式(18)のように変調された後で固定子 U 相磁束 ϕ_{vu_sr} が回転子 V 相に作用するので、回転子 V 相方向へ換算する。固定子 U 相磁束 ϕ_{vu_sr} と回転子 V 相との位相差は $\theta_{re} + 2\pi/3$ であるので、式(35)は次式のように書き換えられる。

$$\phi_{vu_sr} = \phi_{0r} (1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \dots \dots \dots (36)$$

相互インダクタンスについても式(36)の磁束と同様に変調を受けるとすると、本来は式(37)で表されていた相互インダクタンスは式(38)のようになる。

$$M_{vu_sr} = M (1 + \cos N_r \theta_{re}) \dots \dots \dots (37)$$

$$M_{vu_sr} = M (1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \dots \dots \dots (38)$$

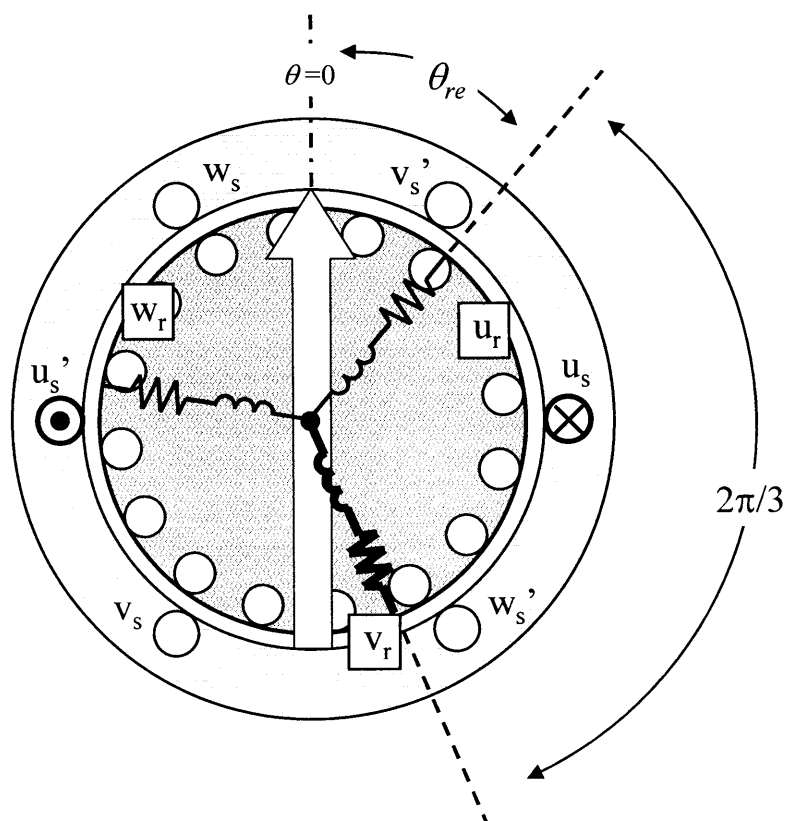


図 14 固定子 U 相電流が回転子 V 相電圧に作用する場合

<固定子 V 相電流が回転子 W 相電圧に作用する成分 ([6,2]成分) >

固定子 V 相に電流を流すと、図 15 の白い矢印の方向に磁束が発生する。この固定子 V 相磁束が図 15 の回転子 W 相に作用する場合を考える。まず、図 15 の白い矢印で示した固定子 V 相磁束 ϕ_{wv_sr} が回転子スロットにより変調を受ける。この固定子 V 相磁束 ϕ_{wv_sr} と回転子スロットの基準位置(回転子 U 相方向)との位相差は、固定子 U 相方向を $\theta=0$ とすれば、 $2\pi/3-\theta_{re}$ であるので固定子 U 相磁束 ϕ_{vu_sr} は式(39)のように変調される。

$$\phi_{wv_sr} = \phi_{0r} \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\frac{2}{3} \pi - \theta_{re} \right) \right\} \cdots \cdots \cdots (39)$$

ここで、見易さのために式(39)の余弦の部分の符号を反転させると、式(40)となる。

$$\phi_{wv_sr} = \phi_{0r} \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cdots \cdots \cdots (40)$$

式(40)のように変調を受けた後で固定子 V 相磁束 ϕ_{wv_sr} が回転子 W 相に作用するので、回転子 W 相方向へ換算する。固定子 V 相磁束 ϕ_{wv_sr} と回転子 W 相との位相差は $\theta_{re} + 2\pi/3$ であるので、式(40)は次式のように書き換えられる。

$$\phi_{wv_sr} = \phi_{0r} \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \cdots \cdots \cdots (41)$$

相互インダクタンスについても式(41)の磁束と同様に変調を受けるとすると、式(42)で表されていた相互インダクタンスは式(43)のようになる。

$$M_{wv_sr} = M \left\{ 1 + \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cdots \cdots \cdots (42)$$

$$M_{vu_sr} = M \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \cdots \cdots \cdots (43)$$

以上のようなルールで固定子電流が回転子電圧に作用する部分では変調を受け、説明していない成分においても同様のルールによって変調がかかるものとする。

固定子電流が回転子電圧に作用する部分の三相回路方程式で変調後のものを式(44)に示す。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{ur_s} \\ \mathbf{v}_{vr_s} \\ \mathbf{v}_{wr_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PM(1+k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \theta_{re} & PM \left\{ 1+k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \\ PM(1+k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) & PM \left\{ 1+k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \theta_{re} \\ PM(1+k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) & PM \left\{ 1+k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{us} \\ \mathbf{i}_{vs} \\ \mathbf{i}_{ws} \end{bmatrix} \cdots \cdots \cdots (44)$$

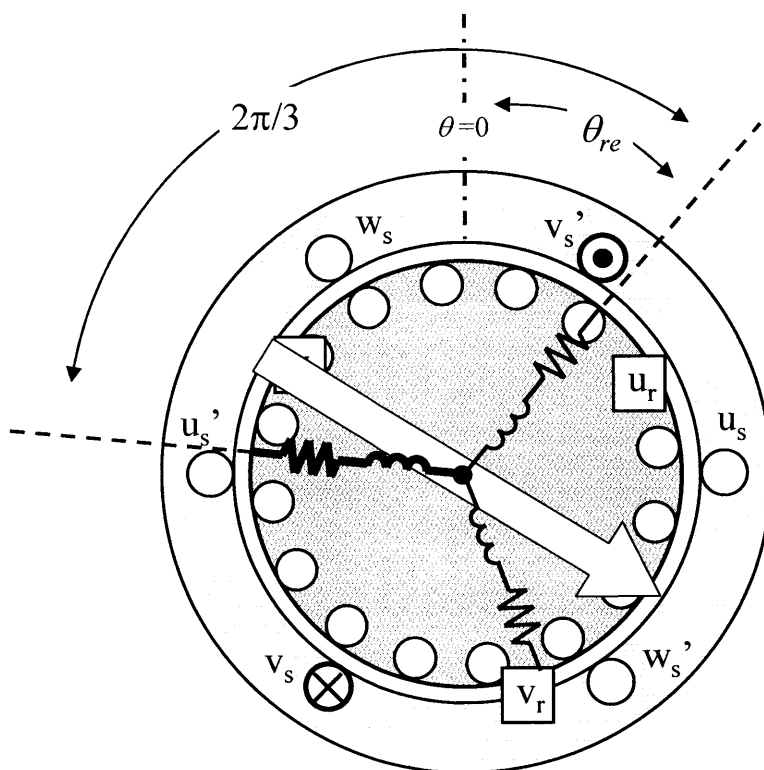


図 15 固定子 V 相電流が回転子 W 相電圧に作用する場合

3.3.6 回転子電流が回転子電圧に作用するインピーダンス行列成分

回転子電流が回転子電圧に作用する成分では、回転子電流によって発生した磁束が回転子を通過し、回転子電圧に作用する際に変調を受けるものとする。原理的には固定子電圧に作用する際に変調を受けるとした前節と同じであるので、ここでは具体的に回転子 U 相が回転子 V 相に作用する[5,4]成分を例にとって説明する。

<回転子 W 相電流が回転子 V 相電圧に作用する成分 ([5,6]成分) >

回転子 W 相に電流を流すと、図 16 の白い矢印の方向に磁束が発生する。この回転子 W 相磁束 ϕ_{vw_rr} が図 16 の回転子 V 相に作用する場合を考える。回転子電流が流れることにより発生した磁束が、前節と同様に回転子内部を通過するときに回転子スロットにより変調を受ける。この回転子 W 相磁束 ϕ_{vw_rr} と回転子スロットの基準位置(回転子 U 相方向)との位相差は、 $-2\pi/3$ であるので回転子 W 相磁束 ϕ_{vw_rr} は式(45)のように変調される。

$$\phi_{vw_rr} = \phi_{0r} \left(1 + k_s \cos N_r \frac{2}{3} \pi \right) \cdots \cdots \cdots (45)$$

式(45)のように変調を受けた後で回転子 W 相磁束 ϕ_{vw_rr} が回転子 V 相に作用するので、回転子 V 相方向へ換算する。回転子 W 相磁束 ϕ_{vw_rr} と回転子 V 相との位相差は $2\pi/3$ であるので、式(48)は次式のように書き換えられる。

$$\phi_{vw_rr} = \phi_{0r} \left(1 + k_r \cos N_r \frac{2}{3} \pi \right) \cos \frac{2}{3} \pi \cdots \cdots \cdots (46)$$

相互インダクタンスについても式(46)の磁束と同様に変調を受けるとすると、式(47)で表されていた相互インダクタンスは式(48)のようになる。

$$M_{vw_rr} = M \left(1 + k_r \cos N_r \frac{2}{3} \pi \right) \cdots \cdots \cdots (47)$$

$$M_{vw_rr} = M \left(1 + k_r \cos N_r \frac{2}{3} \pi \right) \cos \frac{2}{3} \pi \cdots \cdots \cdots (48)$$

式(48)において、 N_r は回転子スロット数であり、誘導機の構造的に決まる定数であり、回転子スロットと回転子は同じ速度で回っているため、 θ_{re} という変数が入っていない。すなわち、回転子電流が回転子電圧に作用する成分において、相互インダクタンスは変調を受けるものの、時間的に変化しない定数であることがわかる。また、スロット高調波係数 k_r は基本波に比べて非常に小さな値(基本波の 0.1%程度)であるので、ここではスロット高調波成分は無視してもよいと考えられる。その他の成分も同様に、回転子電流が回転子電圧に作用するインピーダンス行列成分ではスロットによる変調は受けないものとする。

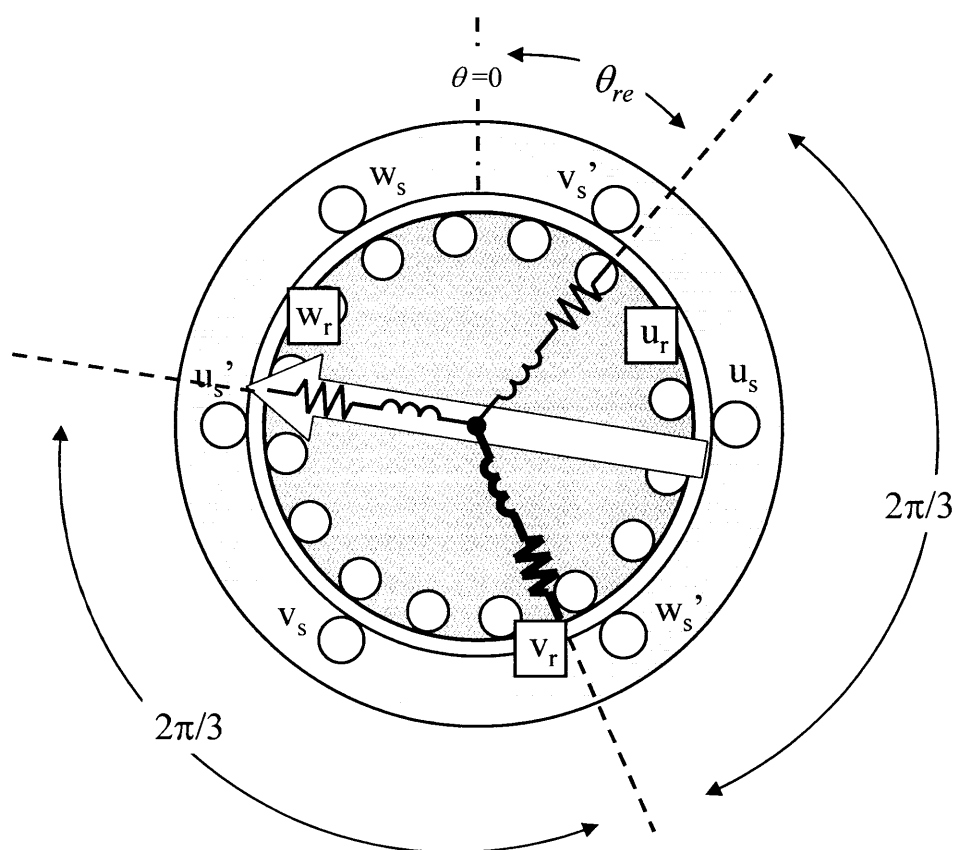


図 16 回転子 W 相電流が回転子 V 相電圧に作用する場合

3.4 回転子スロット高調波モデル

3.3節のように相互インダクタンスに変調がかかるものとし、得られた式を式(49)に示す。

本研究では、固定子零相電圧(中性点電圧)よりスロット高調波を検出しているため、スロット高調波数式モデルにおいて三相の各相固定子電圧の和を取り固定子零相電圧を求める必要がある。また、式(49)の三相モデルでは式が煩雑になってしまうため、直交二軸座標系(α - β 座標系)に三相-二相変換を行う。通常の直交二軸座標系のモデルでは固定子零相電圧を求めることができないので、式(50)のように固定子零相電圧を求める成分を加えた三相-二相変換行列を用いることとする。

式(50)の変換行列を用いて得られた直交二軸座標系の回転子スロット高調波数式モデルを式(51)に示す。ここで、式(51)の $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$, v_{0s} はそれぞれ、固定子 α , β , 0 相電圧, $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, i_{0s} はそれぞれ、固定子 α , β , 0 相電流である。また、 $v_{\alpha r}$, $v_{\beta r}$ はそれぞれ、回転子 α , β 相電圧, $i_{\alpha r}$, $i_{\beta r}$ はそれぞれ回転子 α , β 相電流である。なお、式(51)の 5 行目が回転子スロット高調波成分を含む固定子零相分を表しており、固定子零相電圧(中性点電圧)を観測することにより回転子スロット高調波を検出するので、式(51)の 5 行目のみを用いる。

また、本稿では扱わないが、5 行目以外の各成分においてスロットによって変調がかかった部分は線電流に現れるスロット高調波成分(電圧形インバータを用いた場合)である。

本研究で用いる誘導電動機の固定子は Y 結線であるため、 $i_{0s}=0$ である。よって、回転子スロット高調波モデルは式(51)の 5 行目を取り出した式(52)となる。そして、このスロット高調波モデルは図 17 のように誘導電動機モデルに追加される形となる。

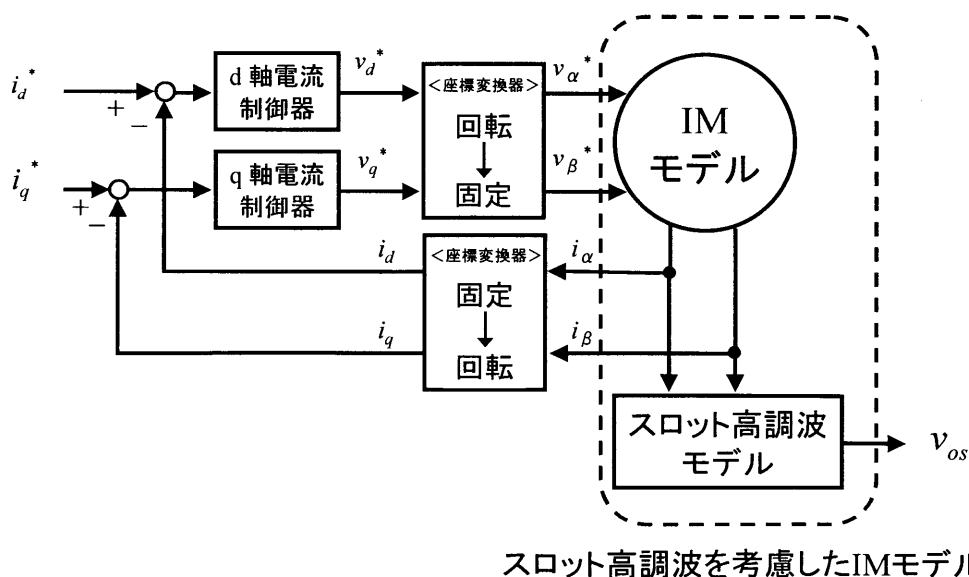


図 17 スロット高調波を考慮した IM モデル

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \\ V_{ws} \\ V_{ur} \\ V_{vr} \\ V_{wr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + Pl_s + PM(1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) & PM(1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \frac{2}{3} \pi & PM(1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(-\frac{2}{3} \pi\right) \\ PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(-\frac{2}{3} \pi\right) & R_s + Pl_s + PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \frac{2}{3} \pi \\ PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \frac{2}{3} \pi & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(-\frac{2}{3} \pi\right) & R_s + Pl_s + PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \\ PM(1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \theta_{re} & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \\ PM(1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \theta_{re} & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \\ PM(1 + k_s \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) & PM \left\{ 1 + k_s \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \theta_{re} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} PM(1 + k_r \cos N_r \theta_{re}) \cos \theta_{re} & PM(1 + k_r \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) & PM(1 + k_r \cos N_r \theta_{re}) \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \\ PM \left\{ 1 + k_r \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) & PM \left\{ 1 + k_r \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \theta_{re} & PM \left\{ 1 + k_r \cos N_r \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \\ PM \left\{ 1 + k_r \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) & PM \left\{ 1 + k_r \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \left(\theta_{re} - \frac{2}{3} \pi\right) & PM \left\{ 1 + k_r \cos N_r \left(\theta_{re} + \frac{2}{3} \pi\right) \right\} \cos \theta_{re} \\ R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3} \pi & PM \cos \left(-\frac{2}{3} \pi\right) \\ PM \cos \left(-\frac{2}{3} \pi\right) & R_r + P(l_r + M) & PM \cos \frac{2}{3} \pi \\ PM \cos \frac{2}{3} \pi & PM \cos \left(-\frac{2}{3} \pi\right) & R_r + P(l_r + M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ur} \\ i_{vr} \\ i_{wr} \end{bmatrix}$$

.....(49)

$$[c] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (50)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + Pl_s + PM \left(1 + \frac{1}{2} k_s \cos N_r \theta_{re} \right) & -\frac{1}{2} Pk_s M \sin N_r \theta_{re} \\ -\frac{1}{2} Pk_s M \sin N_r \theta_{re} & R_s + Pl_s + PM \left(1 - \frac{1}{2} k_s \cos N_r \theta_{re} \right) \\ PM + \frac{1}{2} \cos \theta_{re} \cdot Pk_s M \cos(N_r + 1)\theta_{re} + \frac{1}{2} \sin \theta_{re} \cdot Pk_s M \sin(N_r + 1)\theta_{re} & \omega_{re} M - \frac{1}{2} \cos \theta_{re} \cdot Pk_s M \sin(N_r + 1)\theta_{re} + \frac{1}{2} \sin \theta_{re} \cdot Pk_s M \cos(N_r + 1)\theta_{re} \\ -\omega_{re} M - \frac{1}{2} \cos \theta_{re} \cdot Pk_s M \sin(N_r + 1)\theta_{re} + \frac{1}{2} \sin \theta_{re} \cdot Pk_s M \cos(N_r + 1)\theta_{re} & PM - \frac{1}{2} \cos \theta_{re} \cdot Pk_s M \cos(N_r + 1)\theta_{re} - \frac{1}{2} \sin \theta_{re} \cdot Pk_s M \sin(N_r + 1)\theta_{re} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} Pk_s M \cos N_r \theta_{re} & \frac{1}{\sqrt{2}} Pk_s M \sin N_r \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (51)$$

$$v_{os} = \frac{1}{\sqrt{2}} Pk_s M \cos N_r \theta_{re} \cdot i_{\alpha s} + \frac{1}{\sqrt{2}} Pk_s M \sin N_r \theta_{re} \cdot i_{\beta s} + \frac{1}{\sqrt{2}} Pk_r M \cos N_r \theta_{re} \cdot i_{\alpha r} + \frac{1}{\sqrt{2}} Pk_r M \sin N_r \theta_{re} \cdot i_{\beta r} \dots \dots \dots (52)$$

第4章 実機とシミュレーションによる数式モデルの検証

4.1 回転子スロット高調波数式モデルの検証法

4.1.1 実験環境

本章では、第3章で説明した回転子スロット高調波数式モデルの検証を行う。スロット高調波振幅・周波数に影響するパラメータは、式(4)より軸の回転速度 ω_r (または、すべり)、そして、磁束に影響を与える電流である。本稿では、まず定常時のスロット高調波振幅と周波数について、そして次に、過渡時におけるスロット高調波の振幅と周波数について実機結果とシミュレーション結果を比較することにより、スロット高調波数式モデルの有用性を検証する。

実機では図18に示すように、DSPがベクトル制御プログラムに基づいた電圧指令値をインバータに与え誘導電動機の電流を一定に制御する。また、ACサーボモータのコントロールユニットに速度指令値を与えることによりACサーボモータを速度制御することによって軸の回転速度を制御している。スロット高調波は2.2.3で述べたように、中性点より検出している。

シミュレーションにおいてはMatlab Simulink上に図19の制御系を用意し、誘導電動機は磁束電流とトルク電流のそれぞれを制御できる回転直交座標系(d-q座標系)で電流を制御し、カップリング接続されたACサーボモータで軸の回転速度を管理した状態で検証を行う。

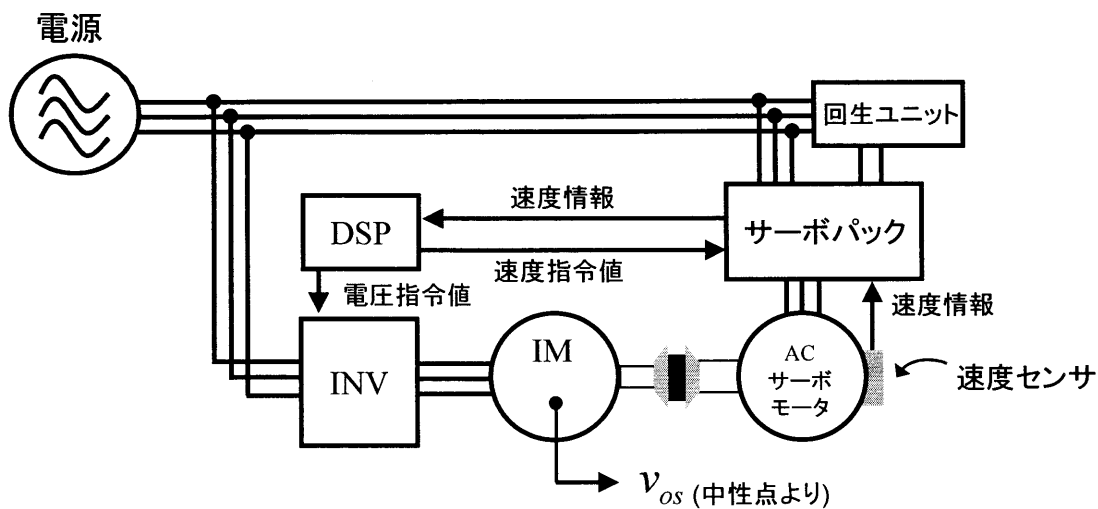


図 18 実機実験装置の模式図

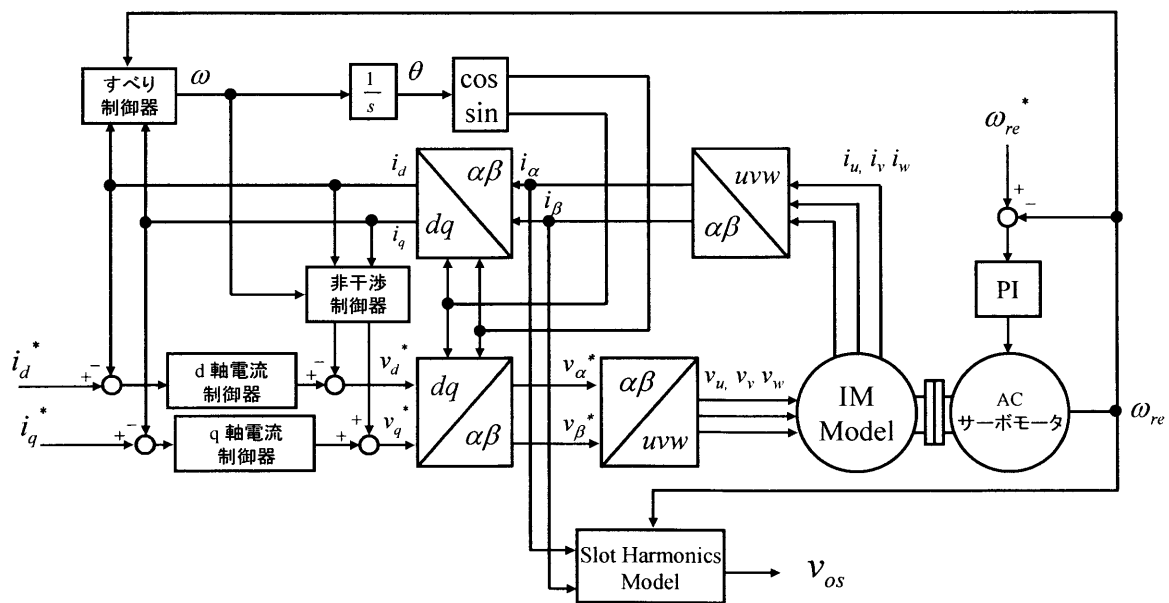


図 19 シミュレーションにおける制御ブロック図

4.1.2 実機実験およびシミュレーション条件の設定

表 1 に実験およびシミュレーションで用いる誘導電動機のパラメータをまとめる。本研究では超高速駆動誘導電動機の世界速度センサレス制御にスロット高調波を用いることを念頭に入れているが、今回は汎用の誘導電動機を用いてスロット高調波モデルの有効性について検討を行った。

表 1 供試機の諸元とパラメータ

定格	2.2[kW],200[V],8.8[A]	
構造	固定子: 三相Y結線,4極,スロット数 36,同心巻 回転子: かご形半閉スロット,スロット数 44(1極対当たり22)	
定数	一次巻線抵抗 R_s	0.85[Ω]
	二次巻線抵抗 R_r	0.55[Ω]
	一次自己インダクタンス L_s	84[mH]
	二次自己インダクタンス L_r	84[mH]
	相互インダクタンス M	81.6[mH]
	慣性モーメント J	0.011[kgm ²] (ACサーボ&カップリング含む)
ゲイン	d,q軸電流制御器比例ゲイン	100[Ω]
	d,q軸電流制御器積分ゲイン	1813[H]

4.1.3 スロット高調波係数

式(52)のスロット高調波モデルには固定子電流によるスロット高調波係数 k_s と回転子電流によるスロット高調波係数 k_r という基本波に対するスロット高調波成分の割合を示す定数が含まれている。本来、これらの定数は誘導電動機の構造から決まるものであるが、本稿では k_s は定常状態、 k_r は過渡状態の波形より半ば試行錯誤的に求める。まずは固定子電流によるスロット高調波係数 k_s から求める。式(52)中の $i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{\alpha r}, i_{\beta r}$ を式(53)のように仮定すると、式(52)は式(54)のように書き換えられる。ここで、 i_s は直交二軸座標の固定子電流、 i_r は直交二軸座標の回転子電流、そして、 ϕ_i は固定子 α 相電流と回転子 α 相電流の位相差である。

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\alpha s} = i_s \cos \theta \\ i_{\beta s} = -i_s \sin \theta \\ \dots \dots \dots \\ i_{\alpha r} = i_r \cos(\theta + \phi_i) \\ i_{\beta r} = -i_r \sin(\theta + \phi_i) \end{array} \right. \dots \dots \dots (53)$$

$$v_{0s} = \frac{1}{\sqrt{2}} k_s M i_s (N_r \omega_{re} - \omega) \cos(N_r \omega_{re} - \omega)t + \frac{1}{\sqrt{2}} k_r M i_r (N_r \omega_{re} - \omega) \cos\{(N_r \omega_{re} - \omega)t + \phi_i\} \dots \dots \dots (54)$$

無負荷状態では、すべりがほぼ 0 であるため i_r は 0 とみなすことができ、式(54)の第二項は 0 と考える。したがって、式(55)より固定子電流によるスロット高調波係数 k_s を求めることができる。

$$k_s = \frac{\sqrt{2} v_{0s}}{M i_s (N_r \omega_{re} - \omega) \cos(N_r \omega_{re} - \omega)t} \dots \dots \dots (55)$$

次に回転子電流によるスロット高調波係数 k_r を求める。 k_s が求まったので式(54)を用いて理論的に求められるが、実機実験において回転子電流 i_r を観測することが出来ないため、本稿では過渡時の波形が加速実験の波形と合うように k_r を求めた。以上の手順により求めた結果、 $k_s=0.00006$ 、 $k_r=0.00012$ となった。これをスロット高調波係数として以後用いることとする。

4.2 定常時における実機とシミュレーション結果の比較

4.2.1 定常時の電流に対するスロット高調波振幅

実機において、誘導電動機とカップリング接続された AC サーボモータによって軸の回転速度を 600rpm 一定に制御した上で、磁束電流 i_d とトルク電流 i_q をそれぞれ変化させたときの定常時におけるスロット高調波振幅をプロットしたものを図 20 に示す。また、同条件におけるシミュレーション結果でスロット高調波振幅の分布を図 21 に示す。

図 20 と図 21 を比較すると、電流値が定格以内の領域では磁束電流 i_d とトルク電流 i_q それぞれが増加するにしたがって、スロット高調波振幅が大きくなっていく傾向がシミュレーションで再現できている。しかし、定格を大きく越える電流($i_d=10A$ 以上)を流してもスロット高調波振幅がそれ以上増えない飽和領域が存在する。これは磁束の飽和によって引き起こされるものと考えられる。この磁束の飽和を含めてスロット高調波モデルを表現するために以下のことを考える。

- ・スロット高調波モデルである式(55)中のパラメータ k_s, k_r を定数とするのではなく、電流が大きくなるにつれて減少させることで磁束の飽和を表現する。
- ・実験結果より、 i_d だけでなく、 i_q にも飽和に起因する傾向がみられたため、以下のように i_{sq} を定義し、 i_{sq} の大きさによって図 22 のように k_s, k_r を変化させることとする。

$$i_{sq} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad \dots \dots \dots (56)$$

k_s が主磁束に対する係数で大きく飽和し、 $k_r - k_s$ が二次電流に対する係数で飽和の程度は低い。本来は i_d, i_q による影響を分けて考える必要があるが、ここでは簡単のため一次電流の大きさに対して飽和するものとして扱っている。

以上のことを考慮し、スロット高調波係数 k_s, k_r を電流の大きさによって減少させることを考慮した場合のシミュレーション結果を図 23 に示す。この図より、 i_d が 10A を超える領域でもスロット高調波振幅の飽和を実機結果と同様に表現できていることが確認できた。

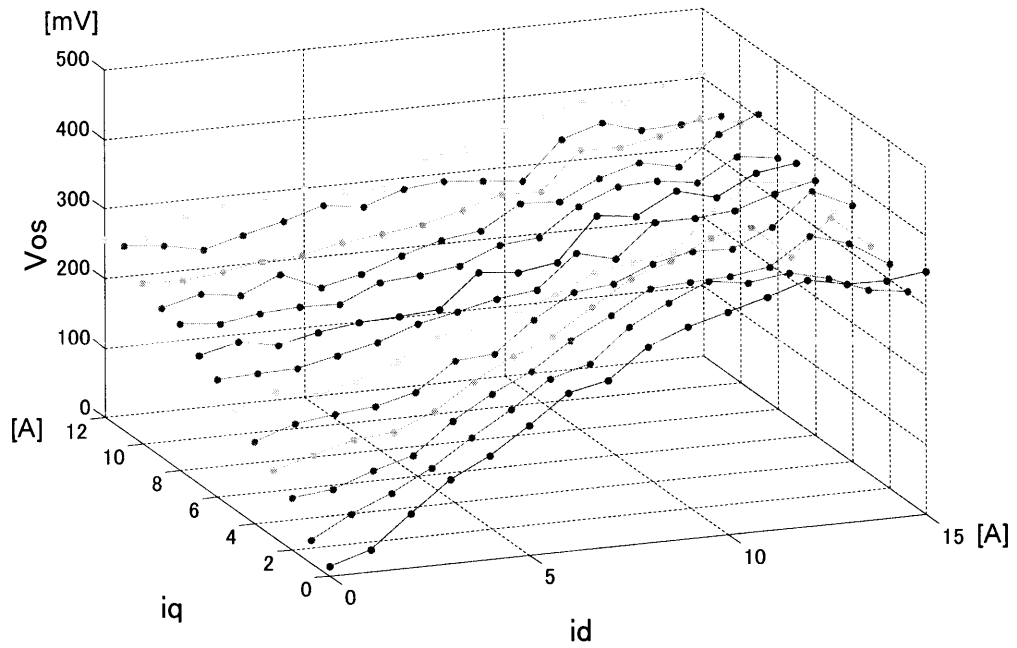


図 20 定常時における電流に対するスロット高調波振幅(Experiment)

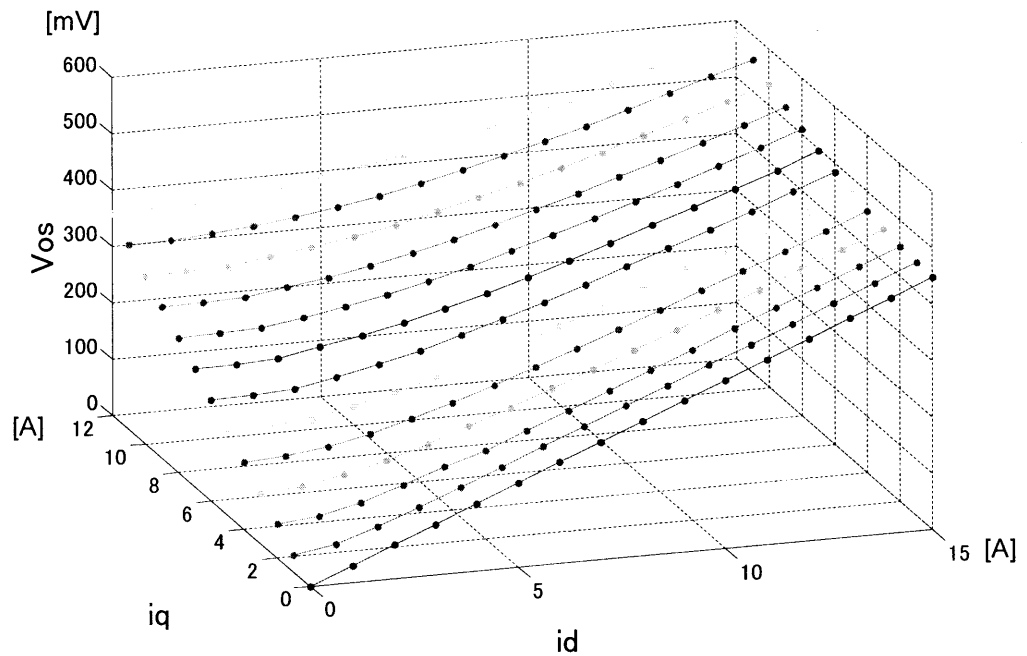


図 21 定常時における電流に対するスロット高調波振幅(Simulation with constant k_s, k_r)

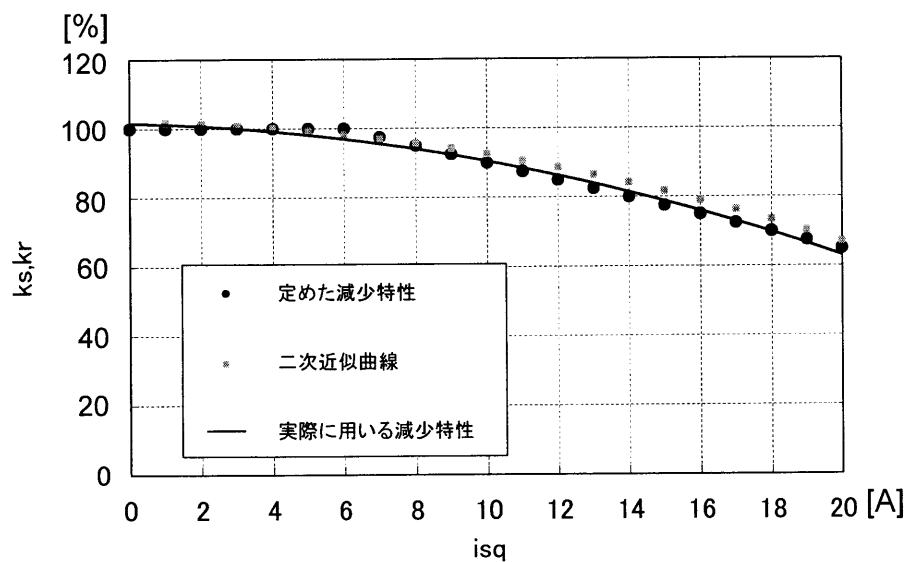


図 22 k_s, k_r のと電流 i_{sq} の関係

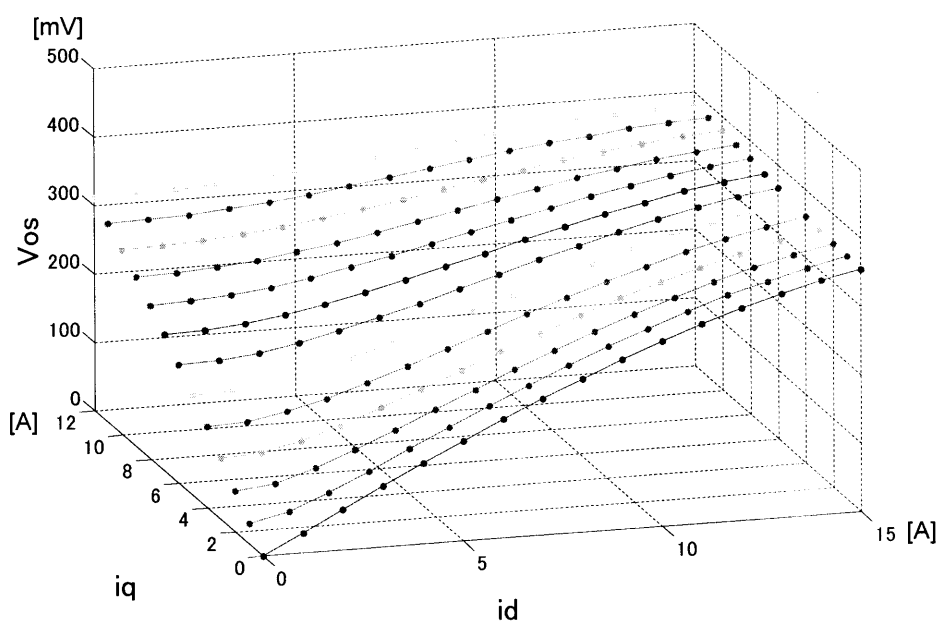


図 23 定常時における電流に対するスロット高調波振幅(Simulation with k_s, k_r shown in Fig.22)

4.2.2 定常時の電流に対するスロット高調波周波数

前節と同様に、カップリング接続された AC サーボモータにより軸の回転速度を 600rpm 一定と管理した条件下で、トルク電流 i_q をそれぞれ変化させたときの定常時におけるスロット高調波周波数をプロットしたものを図 24 に示す。一つのプロット点は磁束電流 i_d を 0~10A まで 1A 刻みに変えて得られたデータの平均値である。また、同条件におけるシミュレーションでの結果を図 25 に示す。

実機においては、オシロスコープの FFT 機能を用い、その周波数分解能は 1Hz である。シミュレーションでは、実機と同等の周波数分解能を得るため、サンプリング周波数 10kHz, FFT の点数を $16384(2^{17})$ とした。このとき、周波数分解能は約 0.6Hz となる。

スロット高調波周波数 v_{sh} の理論式としては、式(3)より次式となる。

$$v_{sh} = N_r f_r - f = (N_r - 1) f_r - f_{se} \dots \dots \dots (57)$$

本研究の供試機は回転子スロット数 N_r が 22 であるので、

$$v_{sh} = 22 f_r - f = 21 f_r - f_{se} \dots \dots \dots (58)$$

となる。

この実験では AC サーボモータによって速度一定で駆動されているので f_r 一定となるが、式(16),(18)からも分かるように q 軸電流を流すことによってトルクが発生するとすべりが大きくなる。 q 軸電流が大きくなるにつれてスロット高調波周波数は下がっていくことが式(58)より予想される。図 24, 図 25 はこの傾向を示している。

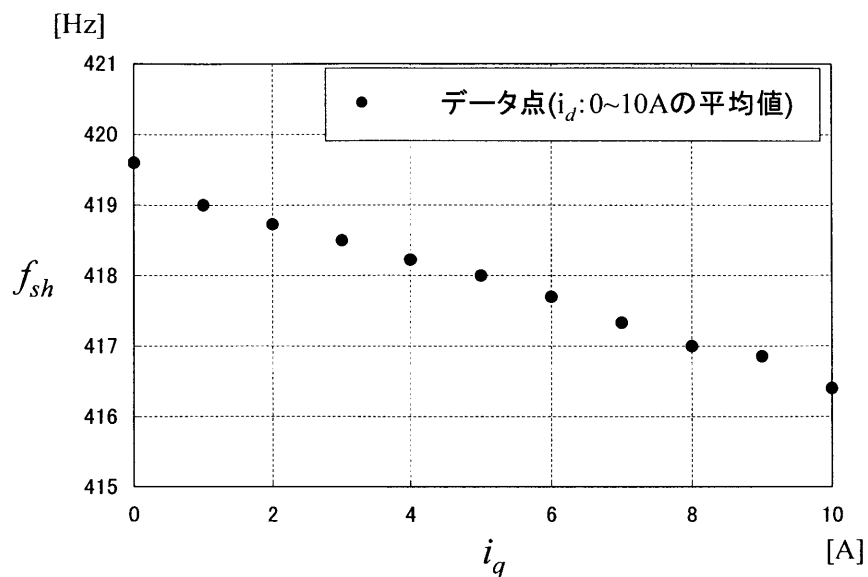


図 24 定常時における電流に対するスロット高調波周波数(Experiment)

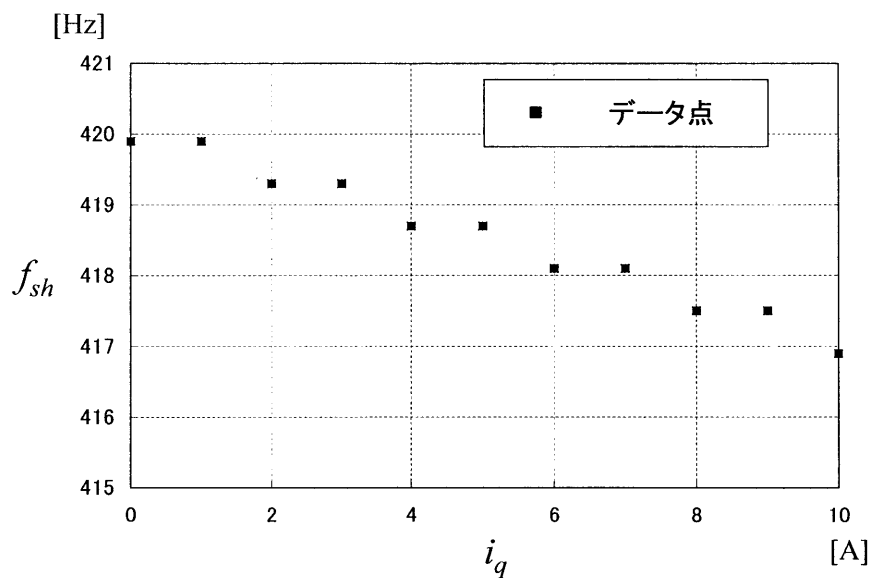


図 25 定常時における電流に対するスロット高調波周波数(Simulation)

4.3 過渡時における実機とシミュレーション結果の比較

4.3.1 軸速度過渡時のスロット高調波振幅の変化

本節以降は過渡時におけるスロット高調波振幅および周波数の応答について評価する。

誘導電動機側は電流を一定に制御($i_d=5.0A, i_q=8.0A$)した上で、誘導電動機とカップリング接続した AC サーボモータにより軸の回転速度を変化させる。その速度変化の指令値としては、図 26 に示すように、

- ・一定速駆動(100rpm)
- ↓
- ・750rpm まで加速(6500rpm/s)
- ↓
- ・一定速駆動(750rpm)
- ↓
- ・100rpm へ減速(6500rpm/s)
- ↓
- ・一定速駆動(100rpm)
- ↓
- ・1500rpm まで加速(14000rpm/s)
- ↓
- ・一定速駆動(1500rpm)
- ↓
- ・0rpm へ減速(1500rpm/s)
- ↓
- ・1500rpm まで加速(1500rpm/s)
- ↓
- ・0rpm へ減速(15000rpm/s)

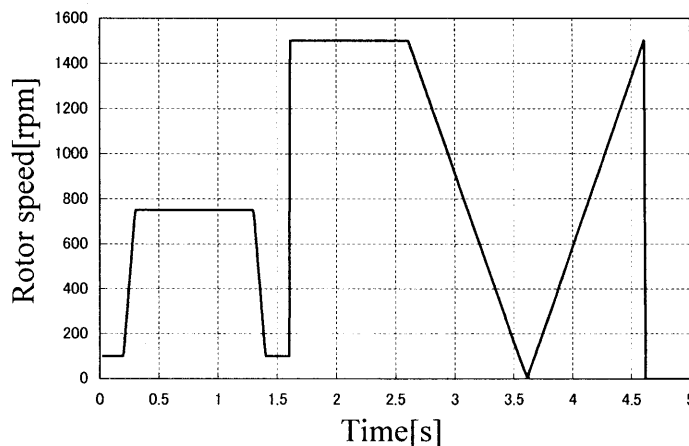


図 26 AC サーボモータへの速度指令値

となる 10 モードの速度指令値のパターンを用意した。この軸速度指令値を与えたときの軸の回転速度とスロット高調波の実機波形を図 27 に示す。また、シミュレーションでのスロット高調波波形を図 28 に示す。

図 27 と図 28 を比較すると、750rpm 一定で駆動している区間(0.3s~1.3s)では振幅値に若干の違いが見られるが、概形は合っており、シミュレーションモデルでのスロット高調波が実測波形に近いことが確認できる。

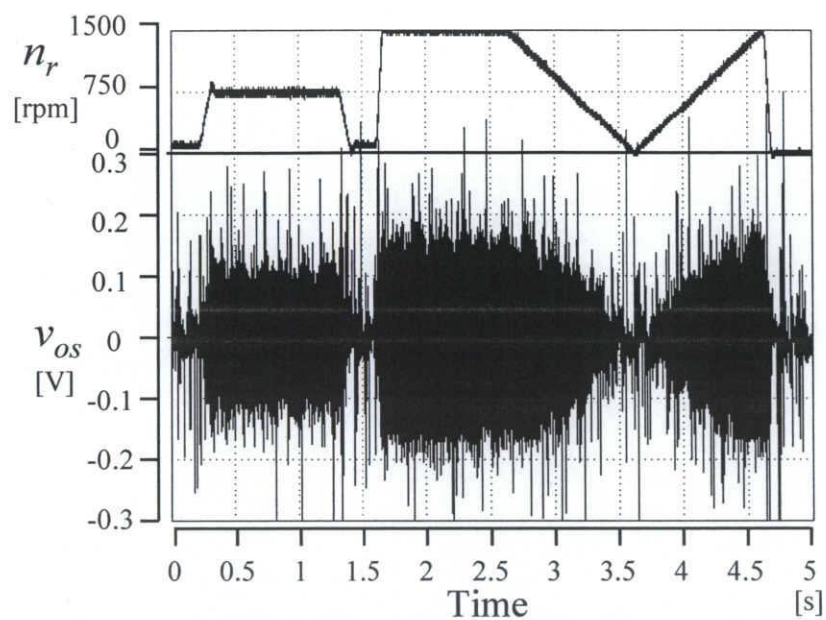


図 27 軸速度過渡時の回転速度とスロット高調波(Experiment)

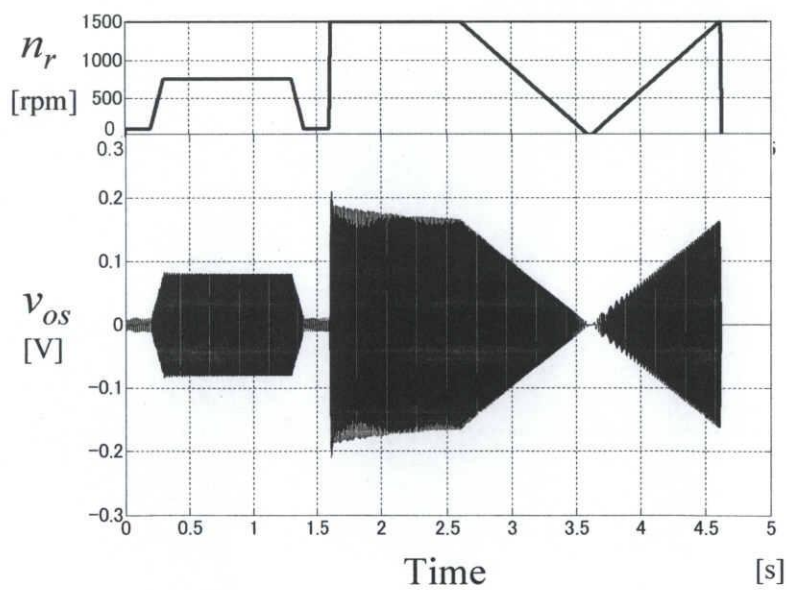


図 28 軸速度過渡時の回転速度とスロット高調波(Simulation)

4.3.2 軸速度過渡時のスロット高調波周波数の変化

前節では、過渡時も含めたスロット高調波振幅についてシミュレーションモデルが模擬できていることを確認した。本節では軸速度変化時にシミュレーションモデルのスロット高調波周波数が実機波形と一致しているか検討を行う。検討方法としては、前節と同様に誘導電動機を電流一定制御し、負荷としてカップリング接続した AC サーボモータに図 26 の速度指令値を与え軸の速度を変化させる。得られたスロット高調波波形のデータをオフラインで FFT にかけて、瞬時のスロット高調波周波数を算出する方法で行う。図 29 にその概念図を示す。

図 29 では FFT の窓を一定時間ずつずらしながら演算していく。実機、シミュレーションともにサンプリング周期 f_s は 10kHz, FFT の点数 N_{fft} は 256(2^8)点とした。つまり、時間幅が 25.6ms の FFT の窓となる。今回はこの窓を 10ms ずつずらしながら毎回 FFT 演算を行うこととし、256 点目をサンプリングした時点で FFT の演算結果が得られるものとした。すなわち、FFT の演算遅れによる誤差は考慮に入れていない。また、FFT の周波数分解能は次式で与えられるため、今回の周波数分解能 Δf は 39.06Hz である。

$$\Delta f = \frac{f_s}{N_{fft}} = \frac{10000}{256} = 39.06 \quad \dots \dots \dots (59)$$

FFT によって得られたスロット高調波周波数 f_{sh} を用いスロット高調波の理論式である式(4)を変形した式(60)と式(61)より誘導電動機の回転速度 n_r を推定する。

$$f_r = \frac{1}{N_r} (f_{sh} + f) \quad \dots \dots \dots (60)$$

$$n_r = \frac{60 f_r}{p} \quad \dots \dots \dots (61)$$

なお、今回の実験における周波数分解能はスロット高調波の最大周波数の 4%程度に相当するため、速度推定にも最大で約 4%の誤差が出ることが予想される。

以上のようにして、実機波形及びシミュレーションモデルのスロット高調波波形から求めた回転速度を図 30 に示す。

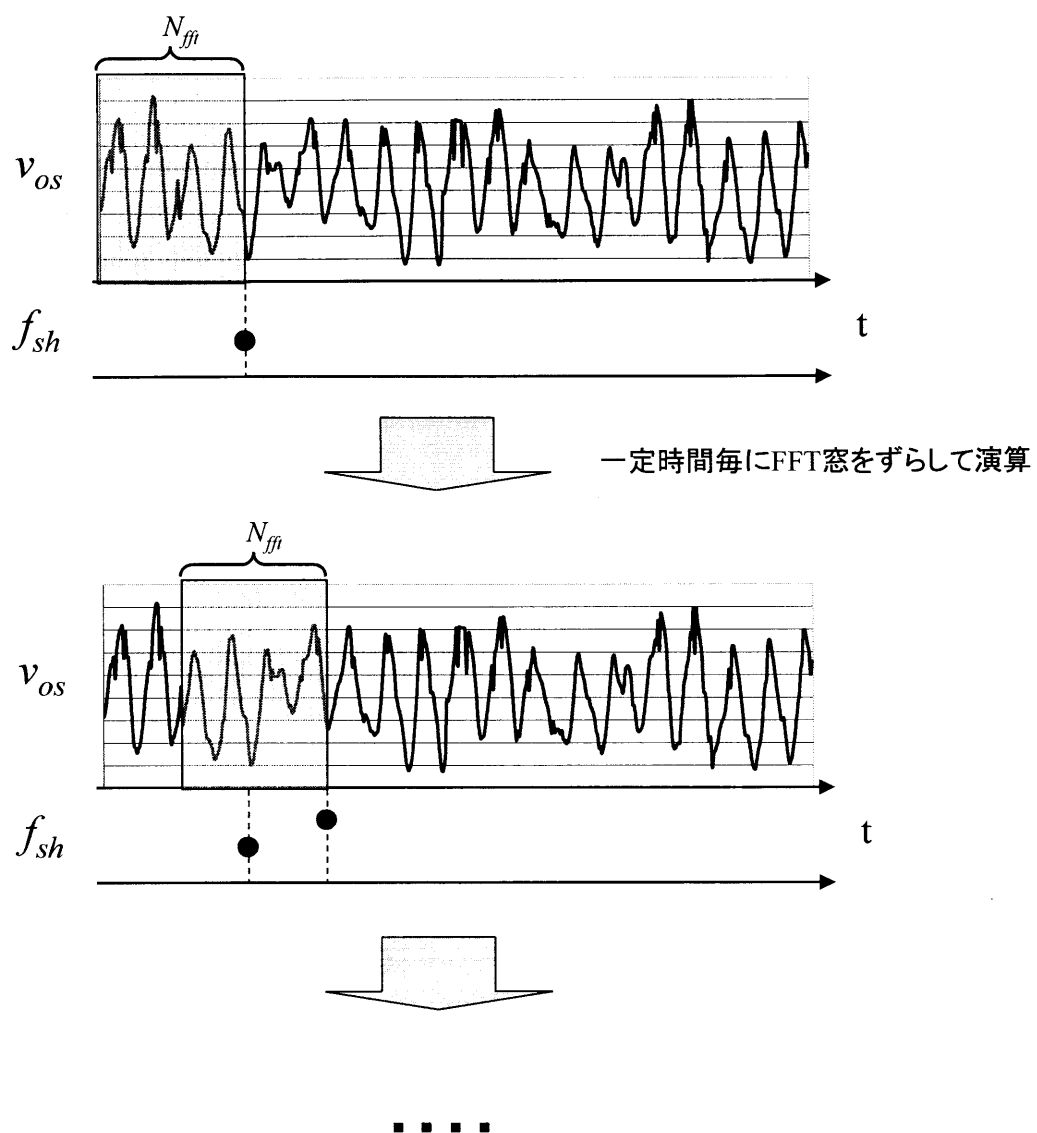


図 29 FFT 解析概念図

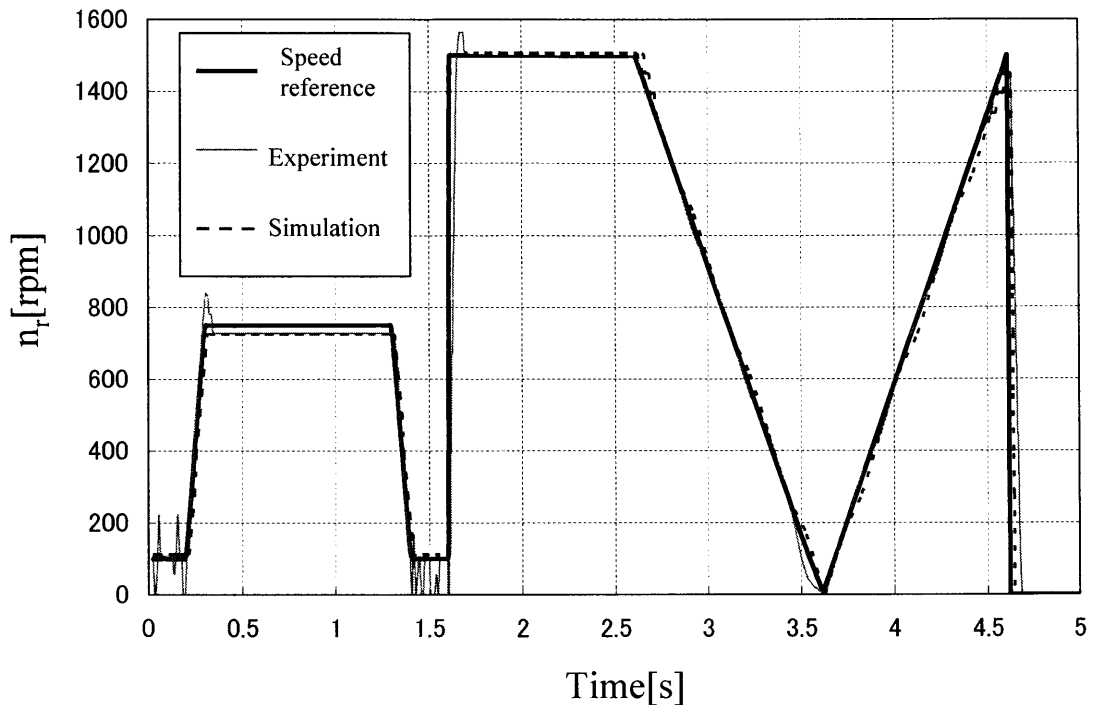


図 30 スロット高調波周波数からの回転速度推定結果

図 30 より、実測のスロット高調波波形より速度推定した結果では低速時に推定精度が悪化している様子が見られる。これは低速時にはスロット高調波の発生が不十分で S/N 比が悪く、FFT 演算でスロット高調波周波数が正確に検出できておらず、速度推定が行えていないことによるものである。また、750rpm で一定速駆動している区間(0.3s~1.3s)では速度指令値との誤差が大きく現れているが、これは先で述べたように FFT 演算時のスロット高調波周波数の周波数分解能の粗さ(最大で約 4%)のために生じているものと考えられる。一番急激な加速をする 1.6s 付近と一番急激な減速をする 4.6s 付近では実測のスロット高調波からの推定値に若干の遅れが見られるが、どちらも良好に速度推定が行えていることが確認できる。

以上より、4.2 の定常時のスロット高調波振幅・周波数の結果、そして、前節の過渡時も含めた波形概形の結果と合わせて、実際のスロット高調波を数式モデルで模擬できていることが確認でき、これまでに提案されたスロット高調波数式モデルの有効性を示すことができたと言える。

第5章 結言

5.1 まとめ

本論文では前研究者によって提案された回転子スロット高調波電動機数式モデルについて、誘導電動機を電流制御、あるいは軸速度の制御を行った上で過渡時も含めた検討を行った。

定常時においては、電流と軸の回転速度を一定に制御した上でスロット高調波を観測し、その振幅と周波数が実測波形とシミュレーション波形で再現できることを確認した。また、誘導電動機を電流一定制御とし、軸の速度が変化した過渡時におけるスロット高調波波形から速度推定が行えることを示し、シミュレーションモデルの応答と実機の結果が近いものを示すことを確認した。

以上、本稿では過渡時も含めて回転子スロット高調波電動機数式モデルの有効性を示すことができた。

5.2 今後の検討課題

本稿では汎用誘導電動機でのスロット高調波モデルの有効性を示した。しかし、最終的には超高速誘導電動機の世界速度センサレス制御にスロット高調波を用いることを念頭に入れているため、このスロット高調波モデルが超高速駆動時にも適応できるか検証する必要性が残っている。また、誘導電動機のモータパラメータとスロット高調波の関係についてさらに検討を進めていくことが必要である。

参考文献)

- [1] 武田・松井・森本・本田, 『埋込磁石同期モータの設計と制御』, オーム社, (2001)
- [2] 東北電力ホームページより http://www.tohoku-epco.co.jp/news/normal/1176150_1049.html
- [3] SANDEN ホームページより <http://www.sanden.co.jp/environment/compressor.html>
- [4] ジェイテクトホームページより <http://www.jtekt.co.jp/products/steering01.html>
- [5] 深尾, 『電気機器入門』, 実教出版, (1999)
- [6] 石田, 林, 上田, 『スロット高調波を利用した誘導機すべり周波数制御』, 電学論 B, 99 巻, 8 号, p63-70(1979)
- [7] 杉本, 小山, 玉井, 『AC サーボシステムの理論と設計の実際』, 総合電子出版, (1990)
- [8] 伊藤, 『誘導電動機センサレス制御のための回転子スロット高調波数式モデルの提案』, 三重大学大学院修士論文, (2006)

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成にあたり、全般にわたり熱く御指導、御鞭撻を賜りました三重大学工学部電気電子工学科 教授 石田宗秋先生に心から深く御礼申し上げます。また、本研究に対する的確な助言と御指導を賜りました名古屋大学工学部電子情報工学科 助教授 道木慎二先生に心から深く御礼申し上げます。そして、本論文を査読して頂いた三重大学工学部電気電子工学科 教授 平井淳之先生、同 助教 残間忠直先生に深く御礼申し上げます。また、本研究に対し数々の御助言賜りました三重大学工学部電気電子工学科 講師 山村直紀先生、研究を遂行するにあたり実機装置の作成に御助力賜りました三重大学工学部電気電子工学科 技官 廣田栄毅氏に心から感謝致します。本研究の遂行するにあたり数々の御助力頂いた同時期に研究室に在籍していた皆様にも感謝致します。

最後に、大学院まで進学を許可して頂いた両親に心から感謝致します。