

超高速駆動誘導電動機の速度センサレス  
のための回転子スロット高調波を  
利用した回転速度推定法に関する研究

平成 18 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

西 端 幸 一

—修士論文—

超高速駆動誘導電動機の速度センサレス  
のための回転子スロット高調波を  
利用した回転速度推定法に関する研究

平成 18 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

西端 幸一



第1章 緒言.....	5
1.1 本研究の背景.....	5
1.1.1 現在社会の電動機の用途と今後の展望.....	5
1.1.2 本研究で着目する超高速回転機及び制御法.....	7
1.2 本研究の目的.....	8
1.3 本論文の構成.....	8
第2章 スロット高調波.....	9
2.1 スロット高調波発生原理.....	9
2.1.1 誘導電動機の回転子構造.....	9
2.1.2 スロット高調波の発生.....	10
2.2 スロット高調波の理論式.....	11
2.2.1 スロット高調波の理論式の概要.....	11
2.2.2 中性点電圧に現れるスロット高調波の理論式.....	12
2.2.3 線電流に現れるスロット高調波の理論式.....	13
2.3 スロット高調波を利用した回転速度推定手法の歴史.....	15
2.4 本研究で着目するスロット高調波を利用した回転速度推定法.....	16

第3章 スロット高調波を利用した回転速度推定法.....	18
3.1 回転速度検出法.....	18
3.2 FFT の点数の選定.....	19
3.3 検出帯域の制限.....	20
3.4 検出帯域内の電流のスペクトラムの評価.....	21
3.5 スロット高調波電圧検出法.....	23
3.6 提案する回転速度推定法の構成.....	24
3.7 高調波モデルパラメータの選定.....	25
第4章 提案する回転速度推定法のオフライン検証 .....	29
4.1 はじめに.....	29
4.2 実験構成及び実験条件.....	30
4.3 オフライン検証の実験結果.....	31
4.3.1 定常運転時の実験結果.....	31
4.3.2 始動・加速駆動時の実験結果.....	35
4.3.3 始動・加速・減速駆動時の実験結果.....	38
4.4 オフライン検証のまとめ.....	42

第5章 提案する回転速度推定法のオンライン検証.....	43
5.1 はじめに.....	43
5.2 実験構成.....	44
5.3 オンライン検証の実験条件.....	46
5.4 回転速度補正法.....	47
5.4.1 回転速度補正法の必要性.....	47
5.4.2 回転速度補正法の概要.....	48
5.4.3 イナーシャの同定.....	50
5.4.4 回転速度補正手法の検証.....	52
5.4 オンライン検証の実験結果.....	55
第6章 結言.....	56
6.1 本研究の成果.....	56
6.2 今後の課題.....	57
付録A 中性点方式のスロット高調波を利用した回転速度推定法.....	58
A.1 はじめに.....	58
A.2 スロット高調波検出法.....	59

---

A.2.1	スロット高調波電圧検出原理.....	59
A.2.2	スロット高調波の検出.....	60
A.3	回転速度推定法とそのパラメータ設定.....	62
A.3.1	回転速度推定法.....	62
A.3.2	FFT パラメータの設定.....	63
A.3.3	検出帯域の制限.....	64
A.4	提案する回転速度推定法のオフライン検証.....	69
A.5	中性点方式のまとめ.....	73
A.6	線電流方式と中性点方式の比較.....	74
参考文献.....		76
口頭発表.....		79
謝辞.....		80

## 第1章 緒言

### 1.1 本研究の背景

#### 1.1.1 現在社会の電動機の用途と今後の展望

現代社会においてモータは、産業分野のみならず民生分野においても欠かせないものとして、我々の生活に密着したものとなっている。身近な例では、洗濯機、掃除機、エアコンなどの家電製品を始め、鉄道やエレベータなど様々なものが挙げられる。また、産業分野においては、産業用ロボットや工作機械など、可変速動力源として利用されている。これら多岐に渡る利用の背景として以下の理由が挙げられる。

- ・環境にやさしいクリーンな動力源である
- ・用途に応じ形状や仕様が設計しやすい
- ・大量生産による低価格化が実現できる
- ・日常生活において、電化が一般的となった

また近年、京都議定書が発効されたことに代表されるように地球環境に対する関心が非常に高まっている。それに伴い様々な分野において動力源の電動化が進んでおり、電動機の適応範囲の拡大が望まれている。その一環として近年のパワーエレクトロニクス技術の発展、鉄損の少ない磁性材料の出現、軸受け・冷却・潤滑技術の進歩、マイクロプロセッサの高速・高機能化、解析・シミュレーション・設計技術の向上などにより、数万 rpm、さらには数十万 rpm を超えるような超高速回転機の開発が報告されるようになってきた<sup>(1)~(7)</sup>。この超高速回転機の開発により、発電機の駆動機あるいは電動機の負荷機械が本質的に 10 万 rpm あるいはそれ以上の高速回転を必要とする用途である自動車用のターボチャージャ、小型ガスタービン、マイクロガスタービンなどへの応用が期待されている<sup>(9)</sup>。また、コンプレッサ、ブ

ロワなどでも高速タービンに直結する超高速回転機が求められている<sup>(9)</sup>。さらに自動車用のターボチャージャにおいては、従来問題となっていたターボラグと呼ばれる応答遅れの改善や高速低負荷運転時に破棄していたエネルギーを回生させ、バッテリーに回収することも可能となる<sup>(3)(4)</sup>。

また、超高速回転機は一般的な回転機と比較して軸出力を大きくできるため、それ自体が小型・軽量に設計でき、システム全体の小型化・軽量化・高効率などが可能となる<sup>(7)</sup>。そのため、大出力化、小型化が要求されるハイブリッド自動車や電気自動車への応用が考えられる。例えばハイブリッド自動車では、ギアを介して駆動用電動機が車軸に接続されており、燃費を向上するためには、電動機の寸法、重量を低減し、小型・軽量化することが必要となる。さらに、小型・軽量化することにより使用する鉄心、磁石量が減少するためコストダウンが行える。最近発売されたハイブリッド自動車では電動機の回転速度を2倍程度高速化した結果、出力/重量比を大幅に改善でき、さらに電動機の効率の向上している<sup>(9)</sup>。

このように超高速回転機の産業界への普及が望まれているものの、解決すべき課題が数多く存在する。その中でも本研究では主に超高速回転機の制御に焦点を当てることとする。



### 1.1.2 本研究で着目する超高速回転機及び速度制御法

超高速回転機の分類として、(1)の文献では超高速回転機に誘導電動機(IM)を、(2)～(7)の文献では永久磁石同期電動機(PMSM)を採用した例が報告されている。超高速回転機の制御においては超高速回転に伴う速度起電力対策として弱め界磁制御が必要となる。PMSMにおいて弱め界磁制御を行うと、効率の低下や減磁のおそれがあり、高速回転時には大きな電圧での駆動が必要となる。一方、かご形誘導電動機(IM)は、励磁電流制御により速度に合わせて鎖交磁束を制御可能であるため、比較的容易に弱め界磁制御が可能であり、高速回転領域も低電圧で駆動可能という特長がある。さらに、PMSMと比較すると安価・堅牢である点に着目し、本研究では超高速回転機としてIMについて検討する。

超高速回転機の速度制御においては、高性能の速度センサが必要となるが、超高速回転に伴う速度センサの耐久性、省スペース化、高分解能に伴うコスト増加の観点から速度センサレス制御が求められる。一般的なACモータの速度センサレス制御法として、磁束オブザーバ方式などモータモデルを用いた方式が主流である<sup>(10)</sup>。しかしながら、超高速回転機の駆動においては、スイッチング周波数の問題から矩形波駆動が用いられることが多くなると予想されるため、正弦波駆動を基本としているこれらの方式は所望の性能が得られないことが懸念される。さらにこれらの方式はモータモデルを利用しているため、パラメータ変動に対するロバスト性の確保も問題となる。

しかし、IMの場合は、その構造上、発生が避けられない固有の回転子スロット高調波（以下スロット高調波）が存在し、それに着目したセンサレス制御法も提案されている<sup>(11)～(18)</sup>。このスロット高調波はIMの構造に依存して発生するため、この方式は矩形波駆動においても適用可能であり、モータモデルを用いないため、パラメータ変動に対して感度が低い。そこで本研究では、このスロット高調波を利用した速度センサレス制御法に着目する。

## 1.2 本研究の目的

超高速回転機のセンサレス制御法としてはモータモデルを利用した手法が一般的であるが、超高速回転機の駆動においては、矩形波駆動が求められることが多くなると予想されるため、正弦波駆動を基本としているこれらの方式は所望の性能が得られないことが懸念される。そこで、超高速誘導電動機の色度センサレス制御のための色度推定手法として、矩形波駆動に適用可能であり、パラメータ変動の色度に対して色度が低いという特徴を持つ回転子スロット高調波を利用した新しい回転色度推定法を提案し、提案手法の有効性及び実現の可能性を示すことを本研究の目的とする。

## 1.3 本論文の構成

本論文の第2章では本研究で着目するスロット高調波の発生原理及び理論式を記述し、これまで提案されてきたスロット高調波を利用したセンサレス制御法の色度を述べ、本論文で着目する手法の利点について述べる。

第3章では実際に提案するスロット高調波を利用した色度推定手法について詳細に説明する。

そして、第4章では実験データを用いた提案する回転色度推定法のオフライン検証実験を行い、提案手法の有効性を示す。さらに、第5章では提案する回転色度推定法のオンライン検証結果を行い、提案手法を用いた色度センサレス制御法実現の可能性を示す。

そして、第6章にて本研究の成果と今後の課題を示す。

## 第2章 スロット高調波

### 2.1 スロット高調波発生原理

#### 2.1.1 誘導電動機の回転子構造

誘導電動機は回転子構造により、巻線形とかご形に分けられる。巻線形誘導電動機は積層鉄心に、絶縁電線を用いて三相巻線を施したもので、その回転子巻線端子はスリップリングという環状の導体に接続され、さらにブラシを通して抵抗器を接続することにより、始動特性を改善し、速度制御を行う。一方、かご形誘導電動機の回転子は通常積層鉄心のスロットに溶かしたアルミを流し込み回転子鉄心と二次導体を一体としてダイカスト鋳造されるため構造的に簡単で堅牢である<sup>(20)</sup>。本論文では後者のかご形誘導電動機を前提としており、以後特に断りがない限りかご形誘導電動機を誘導電動機と示すこととする。

図 2.1 にかご形誘導電動機の断面図を模式的に表したものを示す。図 2.1 に示すように誘導電動機の回転子には二次導体を収めるためのスロットが存在する。このスロット部分には通常、純度の高いアルミが挿入される。一方、回転子の鉄心部分には純鉄にケイ素(3.5%以下)を混ぜたケイ素鋼板を用いる<sup>(21)</sup>。このように、回転子鉄心とスロット部分では異なった材質を用いた構造となっている。

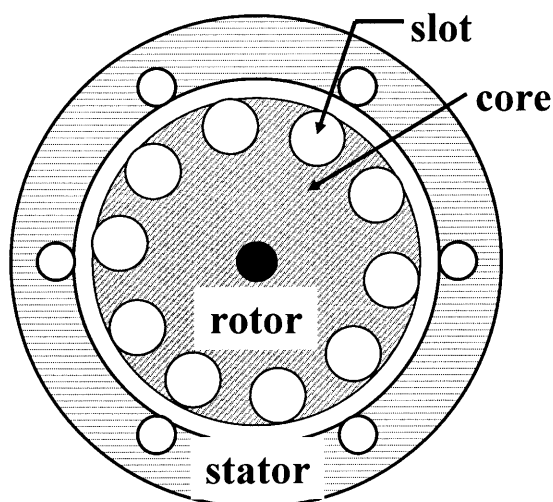


図 2.1 かご形誘導電動機の模式図

### 2.1.2 スロット高調波の発生

2.1.1 節に示したように、回転子鉄心部分とスロット部分では異なる材質のものを使用するためそれぞれの透磁率は異なる。よって、固定子で発生し回転子を通過した磁束および回転子で発生した磁束は、回転子スロットの影響を受けた部分と受けなかった部分とではその大きさが異なったものとなる。その一例として、固定子と回転子とのエアギャップ中に現れる磁束の模式図を図 2.2 に示す。図 2.2 に示すように、回転子スロットを考慮しなかった場合、エアギャップ中に現れる磁束密度は基本波成分のみとなる。しかし、回転子スロットを考慮した場合、図 2.2 に示すようにエアギャップ中の磁束密度は回転子スロット数だけ変調される。このように透磁率の違いにより変調された磁束密度の脈動成分がスロット高調波であり、基本波成分にスロット高調波が重畳した形となる。

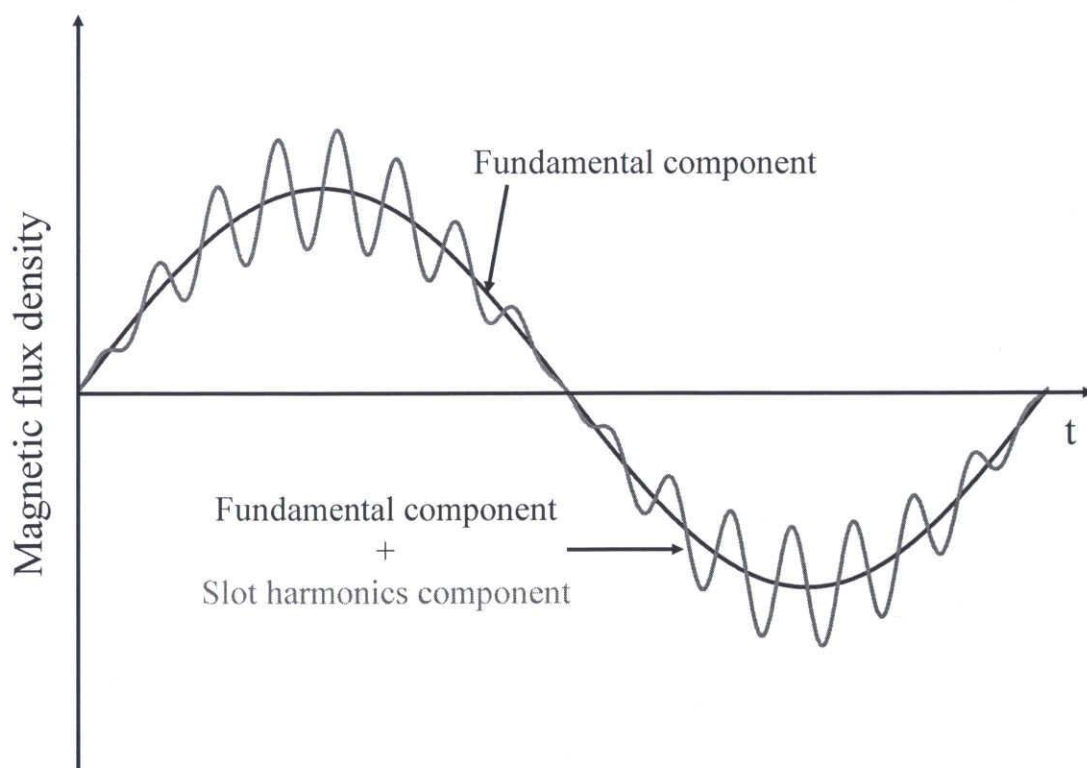


図 2.2 スロット高調波を考慮したエアギャップ中の磁束密度

## 2.2 スロット高調波の理論式

### 2.2.1 スロット高調波の理論式の概要

図 2.2 に示したこのスロット高調波を考慮したエアギャップ中の磁束密度は次式で示される<sup>(8)(9)(10)</sup>。

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

ここに、 $\omega$ ：駆動角速度、 $\omega_r$ ：回転子角速度、 $\varphi$ ：観測地点の位相(U相を基準とする)、 $N_r$ ：1極対あたりの回転子スロット数、 $B_0$ ：基本波磁束密度の大きさ、 $k_H$ ：磁束密度の回転子スロット係数(スロット高調波の基本波に対する割合)を表す。

式(1)に示すように、スロット高調波成分は速度情報である回転角速度  $\omega_r$  を含むため、スロット高調波より回転速度を検出できることが確認できる。さらに式(1)において、第1項が基本波成分であり、第2項及び第3項はスロット高調波成分を示している。そして、回転子スロット数  $N_r$  によって決まるが、(1)式の第2項及び第3項の一方が中性点電圧に現れるスロット高調波成分であり、他方が線電流に現れるスロット高調波成分（電圧型インバータを用いた場合）を示している。具体的には、 $N_r=3N+1$  のとき、第二項が中性点電圧に現れる成分、第三項が線電流に現れる成分となり、 $N_r=3N-1$  のとき、第三項が中性点電圧に現れる成分、第二項が線電流に現れる成分となる。なお、一般に誘導機の回転子スロット数を選定する場合、振動や騒音を軽減するために、回転子スロット数  $N_r$  を3の倍数でない整数となるように設計をすることが多い<sup>(13)</sup>ため、この場合は考えないこととする。以後、インバータにおいては、特に断りが無い限り、電圧型インバータを用いた場合を考える。次節及び次々節ではこの中性点電圧に現れるスロット高調波と線電流に現れるスロット高調波の理論式について記述する。

### 2.2.2 中性点電圧に現れるスロット高調波の理論式

本節では中性点電圧に現れるスロット高調波の理論式を導出する。ここで、式(1)に示す磁束密度より IM の中性点電圧、つまり U 相、V 相、W 相の相起電圧の和を計算する。さらに、回転子スロット数  $N_r$  が 3 の倍数でない場合を考えると、中性点電圧  $v_n$  は次式で示される。なお、式(1)中の  $\varphi$  は U 相を基準とし、式(1)中において  $\varphi=0$  とおいた式を U 相の磁束密度  $B_u$  とし、 $\varphi=2\pi/3$  とおいた式を V 相の磁束密度  $B_v$  とし、 $\varphi=4\pi/3$  とおいた式を W 相の磁束密度  $B_w$  とした。

$$\begin{aligned} v_n &= \frac{1}{3} \left( K \frac{\partial B_u}{\partial t} + K \frac{\partial B_v}{\partial t} + K \frac{\partial B_w}{\partial t} \right) \\ &= -\frac{Kk_H B_0}{2} (N_r \omega_r \mp \omega) \sin(N_r \omega_r \mp \omega)t, \\ N_r &= 3N \pm 1 \end{aligned} \quad (2)$$

ここに、 $K$ ：固定子歯の寸法，透磁率，コイルの巻き方で決まる比例定数， $B_u$ ， $B_v$ ， $B_w$ ：U 相，V 相，W 相の磁束密度を表す。

前述したように一般に誘導機の回転子スロット数を選定する場合，振動や騒音を軽減するために，回転子スロット数  $N_r$  を 3 の倍数でない整数となるように設計をすることが多い<sup>(13)</sup>ので，式(2)は一般的な式と考えて良い。式(2)に示すように，中性点電圧  $v_n$  は，基本波成分など相電圧を含まず，スロット高調波電圧のみを含むことが確認できる。このように，中性点電圧を測定することにより，式(1)で示されていた 2 つのスロット高調波成分の一方のみを検出することができる。なお，どちらの成分が検出できるかは回転子スロット数による。さらに相電圧を除去でき，高い S/N 比のスロット高調波電圧を検出することが可能である。そして，式(2)より中性点電圧に現れるスロット高調波電圧の周波数  $f_{SH}$  は次式で示される。

$$f_{SH} = N_r f_r \mp f, \quad N_r = 3N \pm 1 \quad (3)$$

ここに， $f$ ：駆動周波数， $f_r$ ：回転周波数を表す。

### 2.2.3 線電流に現れるスロット高調波の理論式

本節では線電流に現れるスロット高調波の理論式を導出する。ここでは、1例としてU相に現れるスロット高調波の理論式を導出する。まず、式(1)に示す磁束密度よりIMのUV線間起電圧  $v_{uv0}$  と UW 線間起電圧  $v_{uw0}$  を求める。

$$\begin{aligned}
 v_{uv0} &= \left( K \frac{\partial B_u}{\partial t} - K \frac{\partial B_v}{\partial t} \right) \\
 &= \sqrt{3} K \left[ \omega B_0 \cos\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) \pm \frac{k_H B_0}{2} \cos N\pi \right. \\
 &\quad \left. \times (N_r \omega_r \pm \omega) \cos\left\{ (N_r \omega_r \pm \omega)t + (N_r \pm 1) \frac{\pi}{3} \right\} \right] \\
 N_r &= 3N \pm 1
 \end{aligned} \tag{4}$$

$$\begin{aligned}
 v_{uw0} &= \left( K \frac{\partial B_u}{\partial t} - K \frac{\partial B_w}{\partial t} \right) \\
 &= -\sqrt{3} K \left[ \omega B_0 \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) \pm \frac{k_H B_0}{2} \cos N_r \pi \right. \\
 &\quad \left. \times (N_r \omega_r \pm \omega) \cos\left\{ (N_r \omega_r \pm \omega)t - (N_r \pm 1) \frac{\pi}{3} \right\} \right] \\
 N_r &= 3N \pm 1
 \end{aligned} \tag{5}$$

そして、式(4)、(5)を用いてU相電圧  $v_u$  を導出する。

$$v_u = \frac{1}{3} (v_{uv0} + v_{uw0})$$

$$\begin{aligned}
&= -K \left\{ \omega B_0 \sin(\omega t - \varphi) + \frac{k_H B_0}{2} (N_r \omega_r \pm \omega) \right. \\
&\quad \left. \times \sin(N_r \omega_r \pm \omega) t \right\} \\
&N_r = 3N \pm 1
\end{aligned} \tag{6}$$

式(6)より、U相電圧は基本波成分の他に、式(1)で示されていた2つのスロット高調波成分の一方のみ含むことが確認できる。なお、どちらの成分を含むかは前述の通り回転子スロット数による。さらに、V相電圧  $v_v$  及びW相電圧  $v_w$  も同様にして導出でき、式(6)とそれぞれ位相が  $2\pi/3$ ,  $4\pi/3$  遅れた形となる。そして、電圧形インバータを用いた場合、線間電圧はインバータ出力電圧に固定されるが、IM内部でこれらのスロット高調波を含んだ電圧が発生するため、スロット高調波成分は各相の線電流に現れる。この線電流に現れるスロット高調波周波数  $f_{SH}$  は次式で示される。

$$f_{SH} = N_r f_r \pm f, \quad N_r = 3N \pm 1 \tag{7}$$

なお、電流形インバータを用いた場合は線間電圧にスロット高調波成分は現れる。



## 2.3 スロット高調波を利用した回転速度推定手法の歴史

スロット高調波を利用した速度推定手法の基本概念は初めに石田氏らにより提案され、アナログ的信号処理手法として、アナログフィルタや零クロス検出を用いた速度推定手法が提案されている<sup>(11)~(13)</sup>。しかしながら、このようなアナログ的信号処理手法は精度や線形性や速度分解能の点で限界があった。このアナログ的信号処理手法の欠点を克服するために、Ferrah氏らによって高速フーリエ変換(FFT)に基づくデジタル的信号処理手法が提案されている<sup>(15)</sup>。この手法はとても広い速度範囲や負荷時において良好な精度や線形性を有している。しかしながら、FFT には式(8)に示す周波数分解能と時間分解能の間にトレードオフの関係をもつため、十分な推定回転速度分解能を得るためには、とても長いデータが必要となり、応答性の点で非常に問題となる。

$$\Delta f = \frac{1}{T_{ff}} \quad (8)$$

ここに、 $\Delta f$ : FFT の周波数分解能,  $T_{ff}$ : FFT の解析データ時間を表す。

そのため、文献(15)において様々動作点で検証は行われているものの、定常時の検討しか行われていない。これらの問題を解決する手法として、デジタル適応フィルタを用いた手法も提案されている<sup>(16)</sup>。また、近年では低速時の制御性向上のため、高調波電圧励磁を行い発生したスロット高調波をパルス化してカウントすることで速度推定を行う手法<sup>(17)</sup>や d 軸電流に含まれるスロット高調波から回転座標変換を利用した適応 BPF を用い回転子速度を推定手法<sup>(18)</sup>が提案されている。

## 2.4 本研究で着目するスロット高調波を利用した

### 回転速度推定法

本研究で適用する回転機は数万 rpm を超えるような超高速回転機である。ここで、一例として定格回転速度が 2000[rpm]の一般的な回転機と定格回転速度が 100,000[rpm]の超高速回転機における FFT を用いた回転速度推定法の推定回転速度分解能を比較する。この比較表を表 1.1 に示す。なお、FFT の解析データ時間  $T_{\text{fft}}$  を 5[ms]、つまり FFT の周波数分解能  $\Delta f$  を 200[Hz]、回転子スロット数  $N_r$  を 22、極対数  $p$  を 1 とした。表 1.1 に示すように、この条件において回転速度分解能  $\Delta n_r$  は 545[rpm]となる。定格回転速度が 2000[rpm]においては、推定回転速度分解能  $\Delta n_r$  の比率は 27.3[%]と非常に大きいものの、定格回転速度が 100,000[rpm]においては、0.545[%]と非常に小さいことが確認できる。このように、超高速回転機においては相対的に必要な推定回転速度分解能は通常の回転機と比較すると粗くて良く、FFT の時間分解能の制約は小さい。そのため、超高速駆動誘導電動機の世界速度センサレス制御法として FFT を利用した方式を適用すれば良好な精度や線形性に加え、良好な応答性を実現することができる。さらに、FFT を利用するためスロット高調波の非常に高い S/N 比を要求しないと利点も有する。

これまで著者らは中性点電圧に現れるスロット高調波に着目し、FFT 結果に検出帯域を制限し、スロット高調波周波数を検出することにより回転速度を推定する手法を提案してきた<sup>(19)</sup>。この手法は非常に高いスロット高調波の S/N 比を確保できるものの、IM 内部の中性点を IM 外部に引き出し中性点端子を作る必要がある。しかしながら、一般的な IM は中性点を外部に引き出さない。さらに、本研究で対象とする超高速回転機は小型に設計されることが多くなると予想されるため、このような誘導機の場合は中性点端子を引き出すことは困難となる。一方、中性点電圧に現れるスロット高調波と比較すると線電流に現れるスロット高調波はそれ自体では S/N 比の面では劣るものの、中性点端子が必要ではなく、適応範囲の拡大と低コスト化が期待できる。そこで本論文では、線電流に現れるスロット高調波に着目し、FFT に検出帯域の制限を行うことによりスロット高調波を検出する方法を基本に、IM の高調波モデルを併用することにより、スロット高調波を高い S/N 比で検出し、回転速度推定法を提案する。次章では、この提案する線電流に現れるスロット高調波を利用した回転速度推定法について説明する。なお、上記の通り中性点電圧に現れるスロット高調波に着目した回転速度推定法に関しても検討を行っているため、この手法に関しては付録で詳しく記述する。また、以後中性点電圧に現れるスロット高調波を利用した方式を中性点方式、線電流に現れるスロット高調波を利用した方式を線電流方式と呼ぶこととする。

表 1.1 FFT を利用した推定回転速度分解能の比率の比較

	Rated speed [rpm]	$\Delta n_r$ [rpm]	Ratio [%]
General machine	2,000	545	27.3
Ultra high speed machine	100,000	545	0.545

## 第3章 スロット高調波を利用した回転速度推定法

### 3.1 回転速度検出法

IM が矩形波電圧で駆動される場合、線電流にはスロット高調波成分が含まれるものの、矩形波に伴う  $5f$ ,  $7f$ ,  $11f$ ,  $13f$ ,  $17f$  などの高調波成分が含まれるため、線電流より速度情報を検出する上で問題となる。そこで、スロット高調波が式(7)のように周期関数であることに着目し、回転速度推定に FFT を利用する。

図 3.1 に FFT を利用した回転速度検出過程を示す。図 3.1 に示すように、適切な時間のスロット高調波を含む電流及び電圧を切り出し、FFT 解析を行う。そして、FFT 解析結果においてスロット高調波周波数  $f_{SH}$  の変化範囲を考慮し、適切な検出帯域の制限を行った上で、一番大きな周波数成分をスロット高調波周波数  $f_{SH}$  とし検出する。そして、式(8)より回転周波数  $f_r$  を求め、回転速度  $n_r$  を演算する。このような操作を適切な時間ごとに繰り返すことによって各時間における回転速度  $n_r$  を推定することができる。次節では、提案手法の性能を決める FFT のパラメータの設定を行う。

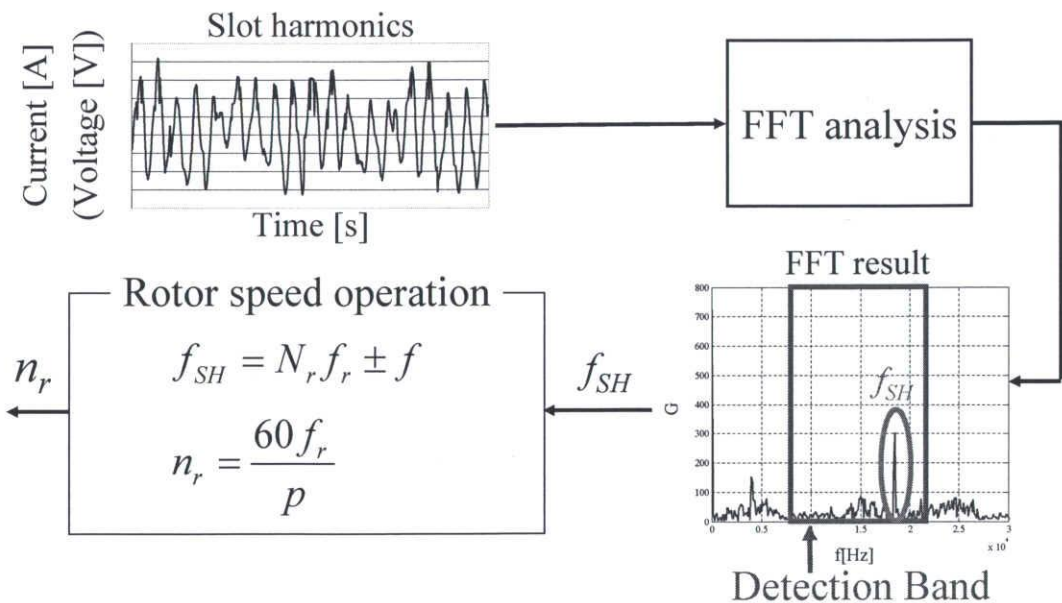


図 3.1 回転速度検出手法の過程

### 3.2 FFT の点数の選定

前節では FFT を利用し回転速度  $n_r$  を推定する手法を説明した。この回転速度推定手法において FFT のパラメータは推定回転速度分解能や時間分解能を決める重要なパラメータとなる。そこで、本節では FFT パラメータの設定について説明する。

FFT の点数を  $N_{fft}$ 、サンプリング周波数を  $f_s$  とすると、FFT の周波数分解能  $\Delta f$  及び FFT の解析データ時間  $T_{fft}$  は次式で示される。

$$\Delta f = \frac{f_s}{N_{fft}} \quad (9)$$

$$T_{fft} = \frac{N_{fft}}{f_s} (= \frac{1}{\Delta f}) \quad (10)$$

式(9)より FFT の点数  $N_{fft}$  を多くすると周波数分解能は細くなり、回転速度推定分解能を小さくできるものの、式(10)より FFT の解析データ時間  $T_{fft}$  は長くなり、応答性の面で問題となる。このように FFT の周波数分解能  $\Delta f$  と FFT の解析データ時間  $T_{fft}$  の間にはトレードオフの関係があり、IM の回転子スロット数  $N_r$  や加速性能を考慮してパラメータを決定する必要がある。

ここで本供試機の回転子スロット数  $N_r$  は 16 である。また、本論文では最大励磁速度を 80000[rpm]とした。さらに、供試機の加速実験より有効なすべりの変化範囲を 0.5 とし、さらに、速度制御を見越して減速時も考慮し、すべりの変化範囲を -0.5 から 0.5 とした。以上の条件において、式(7)よりスロット高調波周波数  $f_{SH}$  の上限は約 33[kHz]であり、後述する提案手法の微分演算を考慮し、サンプリング周波数  $f_s$  を 200[kHz]とした。また、前述したように本供試機の回転速度は非常に高速であり、そのためスロット高調波周波数も高いため、推定回転速度分解能への要求はあまり厳しくない。今回は供試機の必要な推定回転速度分解能や加速度等を考慮し、FFT の点数  $N_{fft}$  を 2048 点、つまり推定回転速度分解能を約 370[rpm]とした。さらに、時間分解能を細かくするため、FFT の点数  $N_{fft}$  の半分の 1024 点をオーバーラップし、回転速度推定を行う。つまり、時間分解能は 5.12[ms]となるように設計した。

### 3.3 検出帯域の制限

3.1 節で示したように FFT を用いた回転速度検出手法において, スロット高調波のスペクトラムを検出し, 回転速度を演算する。ここではすべり  $slip$  を用いて式(7)を変形すると, 次式のようなになる。

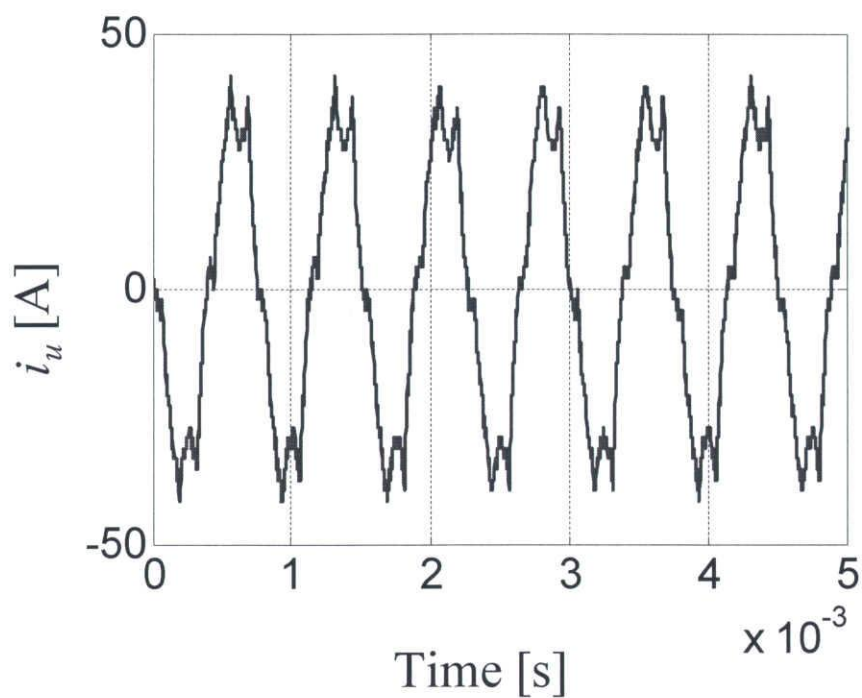
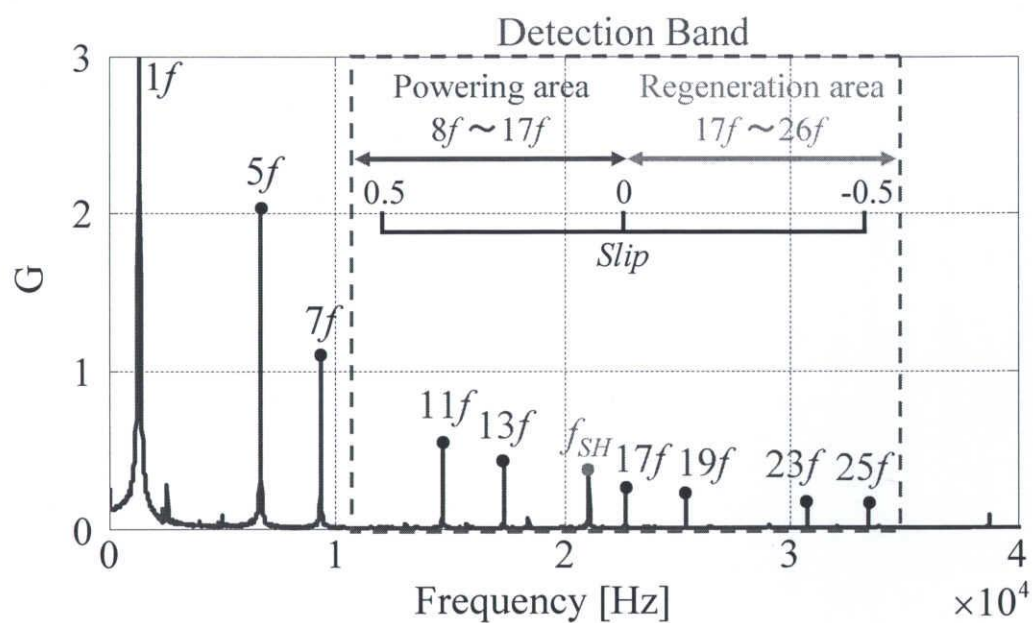
$$f_{SH} = \{(N_r \pm 1) - N_r slip\}f, \quad N_r = 3N \pm 1 \quad (11)$$

式(11)よりすべり  $slip$  の変化範囲を考慮すれば, スロット高調波周波数  $f_{SH}$  の変化帯域を見積もることが可能である。そこで, FFT 解析結果からスロット高調波のスペクトラムを検出する際に, 検出帯域の制限を行う。

前述の通り本供試機のすべり  $slip$  の変化範囲は-0.5 から 0.5 と見積もっている。そこで, 式(11)よりこのすべりの最大の変化範囲とマージンを取ることを考慮し, 検出帯域を  $8f \sim 26f$  に制限した。この手法により, 供試機が矩形波電圧で駆動される場合, 電流に重畳する高調波成分の中で大きい成分である  $5f$  と  $7f$  成分を帯域外とすることが可能である。

### 3.4 検出帯域内の電流のスペクトラムの評価

前節ではすべりの変化範囲より、スロット高調波成分の検出帯域を制限することが可能であることを示した。本節では実際に測定した線電流の検出帯域内のスペクトラムの評価を行う。今回は一例として、矩形波電圧駆動、励磁速度  $n_s$  が 80000[rpm]一定時の評価を行う。測定したU相電流  $i_u$  及びそのFFT結果を図3.2に示す。なお、サンプリング周波数  $f_s$  は 1[MHz]、FFTの点数  $N_{fft}$  は  $2^{16}$  とした。図3.2(b)のFFT結果において、検出帯域の  $8f$  から  $17f$  が力行時(すべり  $s: 0 \sim 0.5$ )の帯域を、 $17f$  から  $26f$  が回生時(すべり  $s: -0.5 \sim 0$ )の帯域を示している。このように検出帯域の制限を行うことにより基本波成分だけではなく、矩形波駆動に伴う高調波成分の中で大きい成分である  $5f$  と  $7f$  成分を帯域外としており、スロット高調波のスペクトラムを検出する上で大きな利点となっていることが確認できる。しかしながら、検出帯域内においてスロット高調波と同程度の信号強度を持つ  $11f$ ,  $13f$ ,  $17f$  などの矩形波電圧駆動に伴う高調波成分が存在するため、スロット高調波のスペクトラムを検出するためには、未だ不十分であることが確認できる。そこで、次節ではIMの高調波モデルを用いることにより、これらの問題となる高調波成分を低減し、スロット高調波電圧  $v_{SH}$  を高いS/N比で検出可能な手法を説明する。

(a) U相電流  $i_u$  の測定結果(b) U相電流  $i_u$  のFFT結果図 3.2  $n_s=80000$  rpm 一定, 矩形波電圧駆動時の測定結果



### 3.5 スロット高調波電圧検出手法

ここではIMの1相分について考える。IMが矩形波電圧で駆動される場合、1相分の相電圧及び線電流はそれぞれ基本波成分、矩形波駆動に伴う高調波成分、スロット高調波成分から構成される。ここで、IMの1相分の高調波等価回路をLR直列回路で簡単に近似できることが知られている<sup>(18)</sup>。そこで、本稿では帯域制限内のIMの1相分の高調波等価回路を高調波モデル( $A+B_s$ )で近似する。なお、高調波モデルの $s$ はラプラス演算子である。また、FFT結果に検出帯域の制限を行いスロット高調波のスペクトラムを検出するため、以後検出帯域内の成分のみを対象とする。つまり基本波成分及び検出帯域外の高調波成分は無視する。そして、この高調波モデル( $A+B_s$ )を利用したスロット高調波電圧検出手法の概念を図3.3に示す。図3.3において、IMに印加された矩形波駆動に伴う高調波電圧 $v_{sq}$ とIMの内部で発生したスロット高調波電圧 $v_{SH}$ により、IMには矩形波駆動に伴う高調波成分とスロット高調波成分を含んだ高調波線電流 $i_h$ が流れる。そして、高調波モデル( $A+B_s$ )を利用し高調波線電流 $i_h$ より、矩形波駆動に伴う高調波成分とスロット高調波成分を含んだ高調波電圧 $v_h$ を演算する。最後に、この高調波電圧 $v_h$ とIMに印加した矩形波駆動に伴う高調波電圧 $v_{sq}$ の差を取ることで、スロット高調波電圧 $v_{SH}$ を検出することが可能となる。次節では、これまで説明した提案手法の実際の構成について説明する。

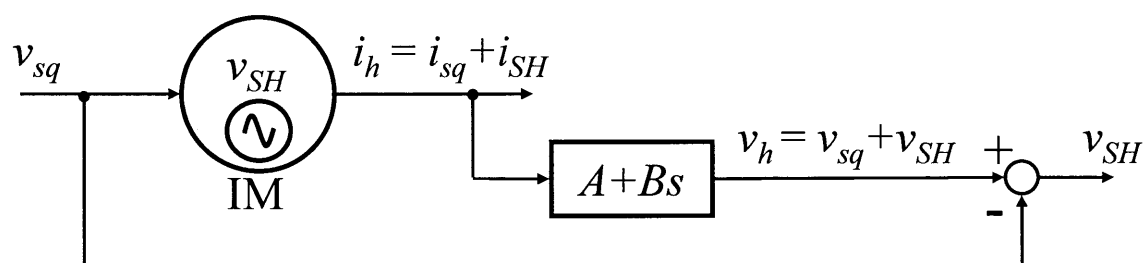


図3.3 スロット高調波電圧検出手法の概念

### 3.6 提案する回転速度推定法の構成

図3.4にU相に着目した提案する回転速度推定法の構成を示す。図3.4の上段では、U相電流  $i_u$  から高調波モデル( $A+Bs$ )を利用し、矩形波駆動に伴う高調波電圧  $v_{u\_sq}$  とスロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  を含んだ高調波電圧  $v_{u\_h}$  を演算する。次に、図3.4の下段においては、検出したUV線間電圧  $v_{uv}$  と UW 線間電圧  $v_{uw}$  を用いて、矩形波駆動に伴う高調波電圧  $v_{u\_sq}$  を含んだ相電圧を演算している。そして、これらの相電圧の差を取ることで、スロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  を検出することができる。そして、エリアシング対策のLPFを適用後、3.1節で説明した回転速度検出手法を用いて回転速度  $n_r$  を推定する。

このように、提案手法はFFT結果に検出帯域の制限を行い、スロット高調波成分を検出するため、検出帯域内においてスロット高調波が検出可能であることを補償できれば良いため、非常に高いS/N比を必要とせず、安定して回転速度を推定することができる。次節では、検出帯域内でスロット高調波成分が検出可能である適切な高調波モデルパラメータの設計法について説明する。

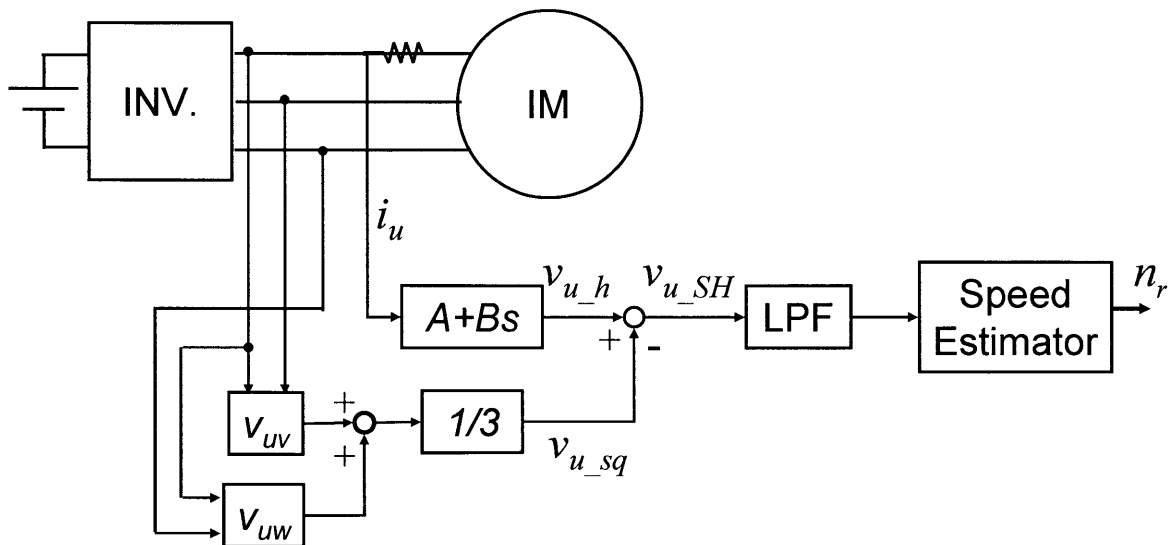


図3.4 提案する回転速度推定法の構成

### 3.7 高調波モデルパラメータの選定

本章ではこれまで高調波モデルを用いて、問題となる矩形波駆動に伴う高調波電圧  $v_{u\_sq}$  を低減することで、安定してスロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  を検出し、FFT を利用し回転速度を推定する手法を説明した。本節では実測の U 相電流  $i_u$  と線間電圧から求めた高調波電圧  $v_{u\_sq}$  を用いて、最適の高調波モデルパラメータを選定し、その有効性を確認する。

図 3.5 に U 相高調波電圧  $v_{u\_h}$  と U 相高調波電流  $i_{u\_h}$  の関係を示す。なお、高調波電流  $i_{u\_h}$  方向を x 軸、高調波電流微分  $di_{u\_h}/dt$  方向を y 軸とし、y 軸と高調波電圧  $v_{u\_h}$  の位相差を  $\theta$  とした。今回は  $n_s=80000[\text{rpm}]$  一定時における実測データ(サンプリング周波数  $f_s=20[\text{MHz}]$ )を用いてフーリエ級数展開し、検出帯域内の矩形波駆動に伴う高調波成分である  $11f$ ,  $13f$ ,  $17f$ ,  $19f$ ,  $23f$ ,  $25f$  成分について振幅・位相を求めたものが表 3.1 である。そして、実測の U 相電流  $i_u$  を用いて高調波モデルにより求めた高調波電圧  $v_{u\_h}$  と実測値の線間電圧から求めた高調波電圧  $v_{u\_sq}$  との比較を行うことにより、各成分ごとに適切な高調波モデルパラメータ  $A$ ,  $B$  を求める。つまり、次式を用いて高調波モデルパラメータ  $A$  及び  $B$  を求める。

$$A = \frac{V_{u\_sq} \sin \theta}{i_{u\_h}} \quad (12)$$

$$B = \frac{V_{u\_sq} \cos \theta}{di_{u\_h}/dt} \quad (13)$$

式(12), (13)を用いて演算した各成分の高調波モデルパラメータを表 3.2 に示している。なお、解析は 50ms 間の実測データを用いて行い、その平均値を計算した。

表 3.2 より、 $B$  の値は各高調波において比較的近い値であるため、 $B$  の値は一番フーリエ級数展開の精度が高いと考えられる  $11f$  の値を採用し、 $1.06\text{E-}5$  とした。しかしながら、 $A$  の値は各成分においてばらつきがあるため、 $A$  の値の検討が必要と考えられる。そこで、 $A$  の値を表 3.1 の解析結果の周辺で変化させ、実際に高調波モデルと U 相電流  $i_u$  と矩形波駆動に伴う高調波電圧  $v_{u\_sq}$  を用いてスロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  を演算し、その FFT 結果の各成分のスペクトラムの大きさを評価することにより、最適の  $A$  の値を決定する。励磁速度  $n_s=80000[\text{rpm}]$  一定、FFT の点数  $N_{fft}=2048$ 、サンプリング周波数  $f_s=200[\text{kHz}]$  の条件で、 $A$  の値を  $0 \sim 0.6$  まで変化させた時の FFT 解析結果における各成分のスペクトラムの大きさを測定し、各成分に対するスロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  の比率を求めた結果を図 3.6 に示す。

図 3.6 によれば,  $A$  の値に関わらず, 非常に高いスロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  の比率が確保できていることが確認できる。これは高周波数になるほど  $y$  軸成分の値, つまり電流微分成分が顕著になるため,  $x$  軸成分, すなわちパラメータ  $A$  の感度が非常に小さいことが考えられる。そのため, 仮に最適な  $A$  の値が変化したとしても, その影響は小さいと考えられる。よって, 図 3.6 より  $11f$  成分に対するスロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  の比率が一番大きなパラメータである  $0.3$  を  $A$  の値とした。

以上で同定した高調波モデル( $0.3+1.06E-5s$ )を用いて, 励磁速度  $n_s=80000[\text{rpm}]$  一定時の実際に問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分を低減したスロット高調波電圧  $v_{u\_SH}$  の演算結果及び FFT 結果を図 3.7 に示す。なお, サンプル周波数  $f_s$  は  $1\text{MHz}$ , FFT の点数  $N_{fft}$  は  $2^{16}$  とした。図 3.7(a)より, スロット高調波電圧波形を見るだけではスロット高調波成分を確認することは困難である。しかしながら, 図 3.7(b)の FFT より, 検出帯域内においてスロット高調波周波数  $f_{SH}$  が顕著な成分であることが確認できる。さらに, 問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分が十分低減できていることが確認できる。また, 力行領域だけではなく回生領域において矩形波駆動に伴う高調波成分が十分低減できていることから, 速度制御を見越した加減速運転時において安定して回転速度を推定可能であると考えられる。次章では, 本章で説明した提案手法を用いて実機実験を行い, 提案手法の有効性を検証する。

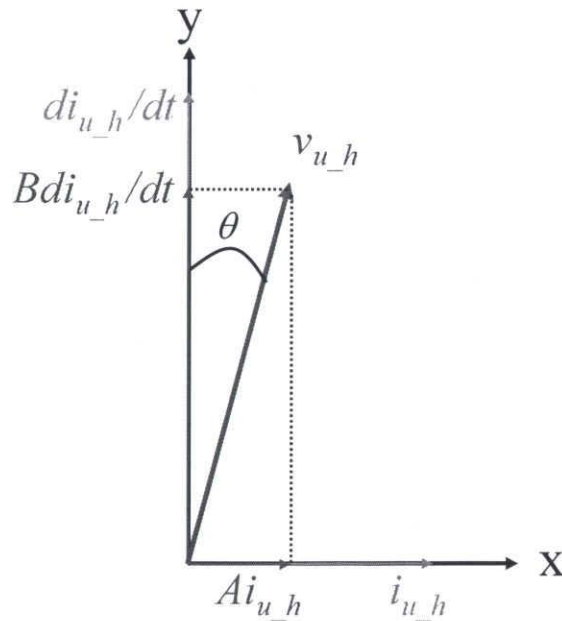


図 3.5 高調波成分のベクトル図

表 3.1 高調波成分の解析結果

	$i_{u_h}$	$di_{u_h}/dt$	$\theta$ [°]	$V_{u_{sq}}$ [V]
11f	5.42E+00	2.27E+05	9.69E+00	2.51E+00
13f	2.88E+00	1.69E+05	7.53E+00	1.76E+00
17f	1.15E+00	1.06E+05	6.08E+00	1.13E+00
19f	7.62E-01	8.31E+04	8.61E+00	9.50E-01
23f	4.93E-01	7.02E+04	1.21E+01	7.22E-01
25f	4.30E-01	6.84E+04	5.57E+00	6.52E-01

表 3.2 高調波モデルパラメータの同定結果

	$A$	$B$
11f	1.04E-01	1.06E-05
13f	1.87E-01	1.13E-05
17f	3.08E-01	1.01E-05
19f	1.47E-01	9.49E-06
23f	3.67E-01	1.00E-05
25f	4.86E-01	1.03E-05

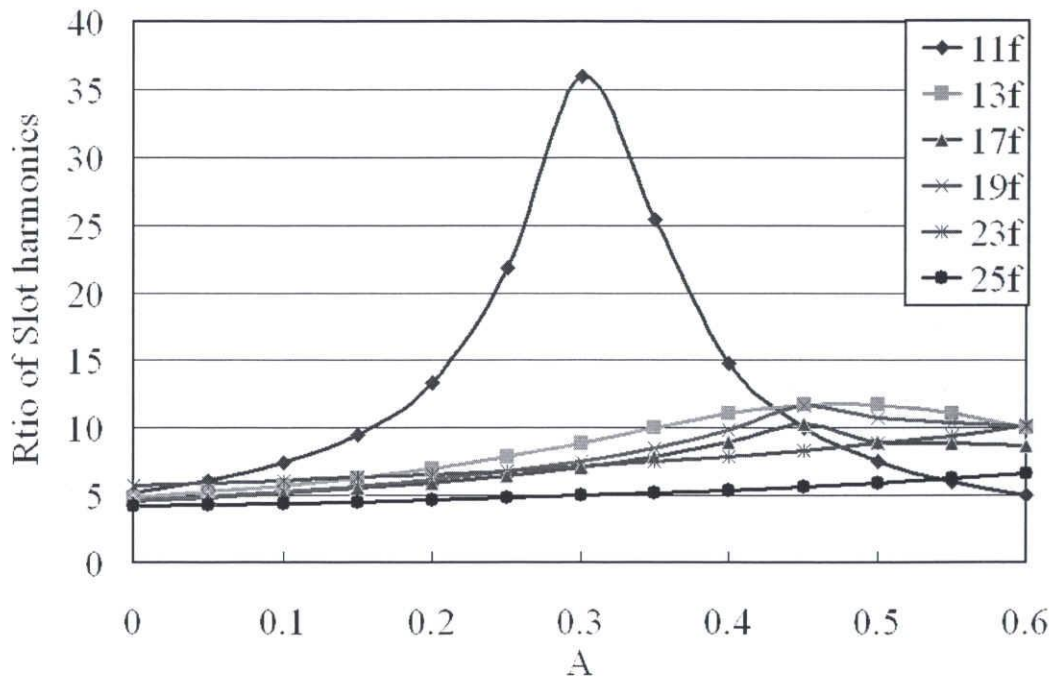
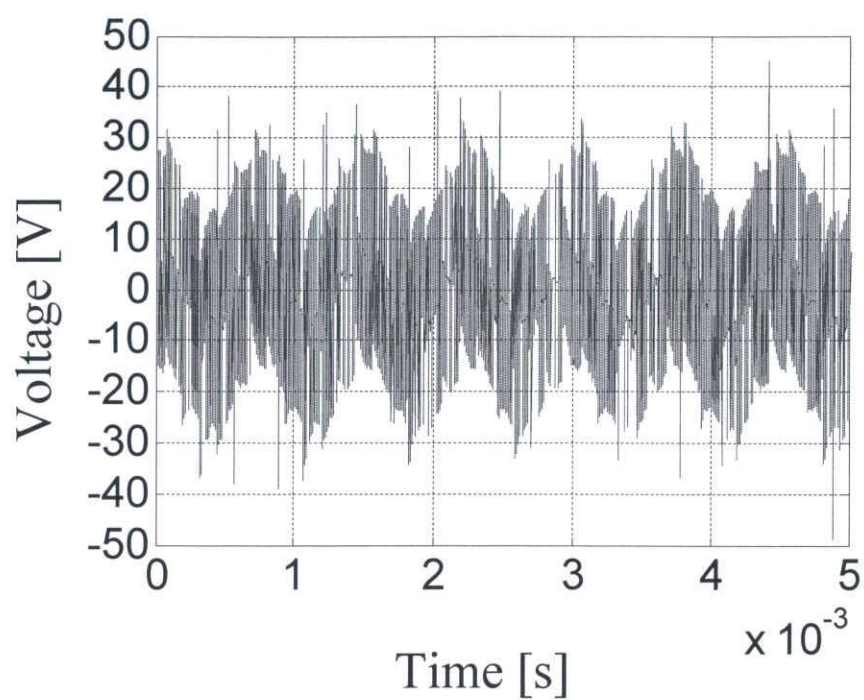
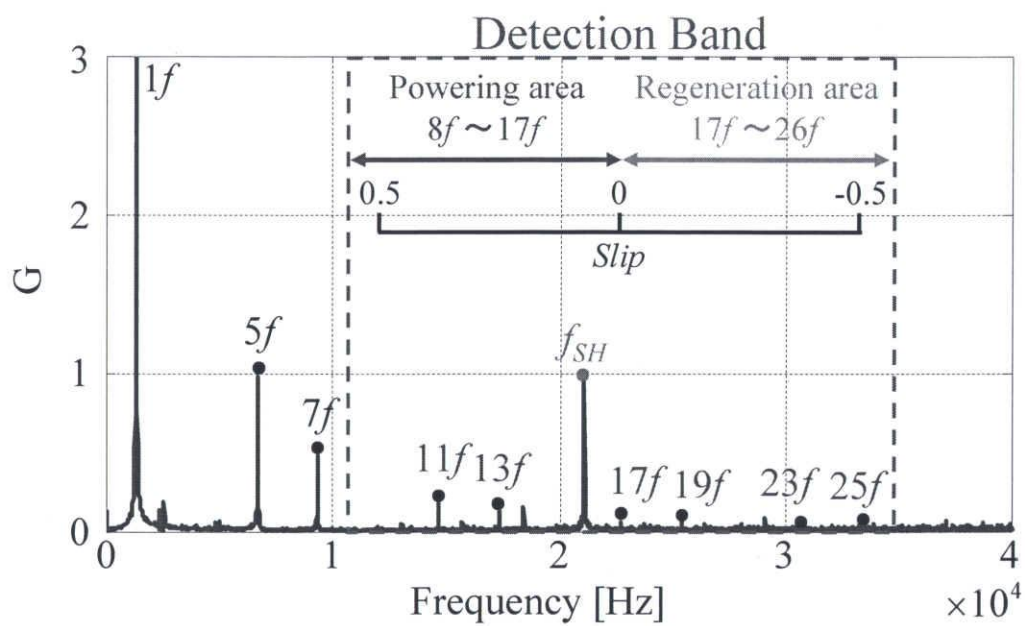


図 3.6 各高調波成分に対するスロット高調波の比率



(a) スロット高調波電圧波形



(b) スロット高調波電圧の FFT 結果

図 3.7  $n_s=80000\text{rpm}$  一定時のスロット高調波電圧演算結果



## 第4章 提案する回転速度推定法のオフライン検証

### 4.1 はじめに

3章では線電流に現れるスロット高調波に着目し, FFT 結果に検出帯域の制限を行うことによりスロット高調波を検出する方法を基本に, IM の高調波モデルを併用することにより, スロット高調波を高い S/N 比で検出し, 回転速度を推定する手法を提案した。さらに, 励磁速度  $n_s=80000[\text{rpm}]$  一定時の実測データを用いて, 高調波モデルを同定法を提案した。そして, この高調波モデルを利用することにより, 検出帯域内において問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分を十分低減でき, 安定してスロット高調波を検出可能であることを確認し, 広い運転条件において回転速度を推定できる可能性を示した。そこで, 本章では提案手法を用いて回転速度の推定実験を行い, 提案手法の有効性を検証する。しかしながら, 本研究室には提案手法をオンラインで十分検証可能な実験設備を備えていない。そこで, 本章では実験データを用いてオフラインで提案手法の有効性を詳細に検証する。

## 4.2 実験構成及び実験条件

前節で説明したように、本章では提案手法の有効性をオフラインで検証する。図 4.1 にこの実験構成を示す。図 4.1 に示すように、実際に供試機を矩形波電圧、 $V/f$ 一定制御で駆動させ、その時の U 相電流  $i_u$ 、UV 線間電圧  $v_{uv}$ 、UW 線間電圧  $v_{uw}$  を測定し、計算機に取り込む。そして、コントローラより出力される励磁速度  $n_s$  も共に計算機に取り込み、3 章で説明した回転速度推定手法を用いて回転速度  $n_r$  を推定し、実測値との比較を行う、提案手法の有効性を検証する。なお、実測データを計算機に取り込む際、オシロスコープを用いており、その分解能のため、励磁速度  $n_s$  と実測の回転速度  $n_r$  の分解能は約 400[rpm] (最大励磁速度の約 0.5%) となっている。また、IM に負荷はファン負荷である。一般的にファン負荷はモータの回転速度が高速になるにつれて大きくなる。

3 章で設計した実験条件及びその際の提案手法の性能をまとめたものを表 4.1 に示す。表 4.1 に示す回転速度分解能  $\Delta n_r$  は実測の回転速度分解能と同程度の精度であるため、詳細な誤差の検証は困難であるものの、有効性の検証は可能であると考ええる。

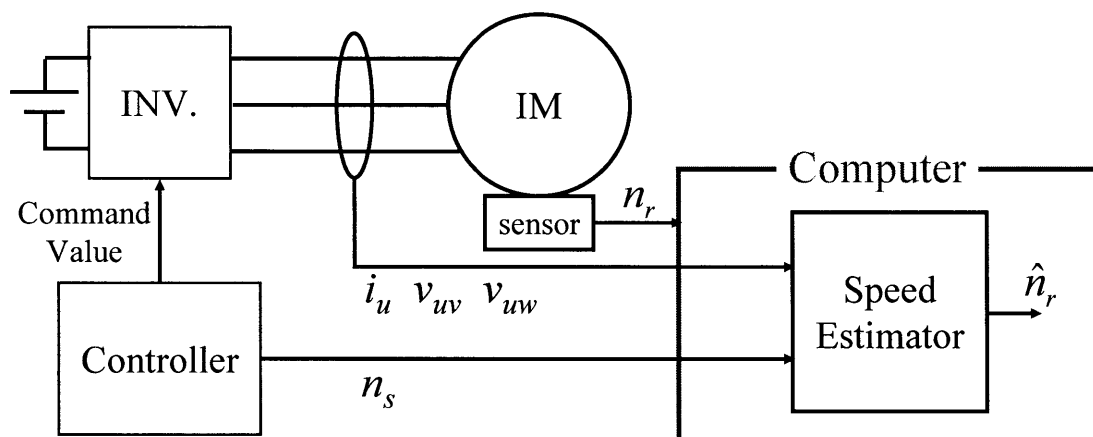


図 4.1 実験構成

表 4.1 実験条件及び提案手法の性能

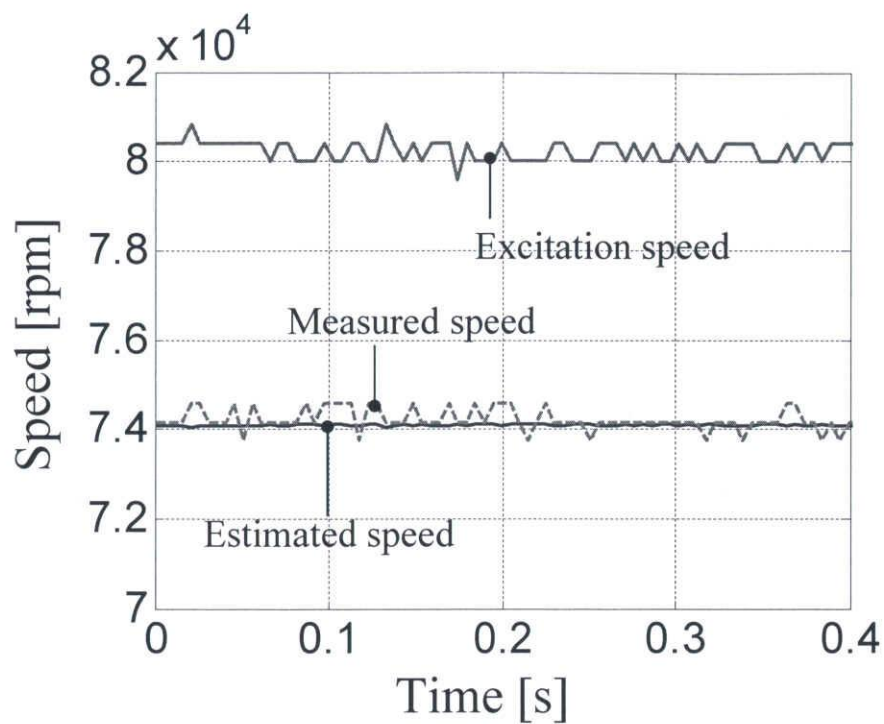
Sampling frequency $f_s$	200 kHz
Number data for FFT $N_{fft}$	2048
Number data for overlap $N_{ol}$	1024
Detection band	$8f - 26f$
Harmonic model (A+B <sub>s</sub> )	$0.3+1.06E-5s$
Cutoff frequency of LPF $f_c$	100 kHz
Frequency resolution $\Delta f$	97.7 Hz
Estimated speed resolution $\Delta n_r$	366 rpm
Time resolution $\Delta t$	5.12 ms



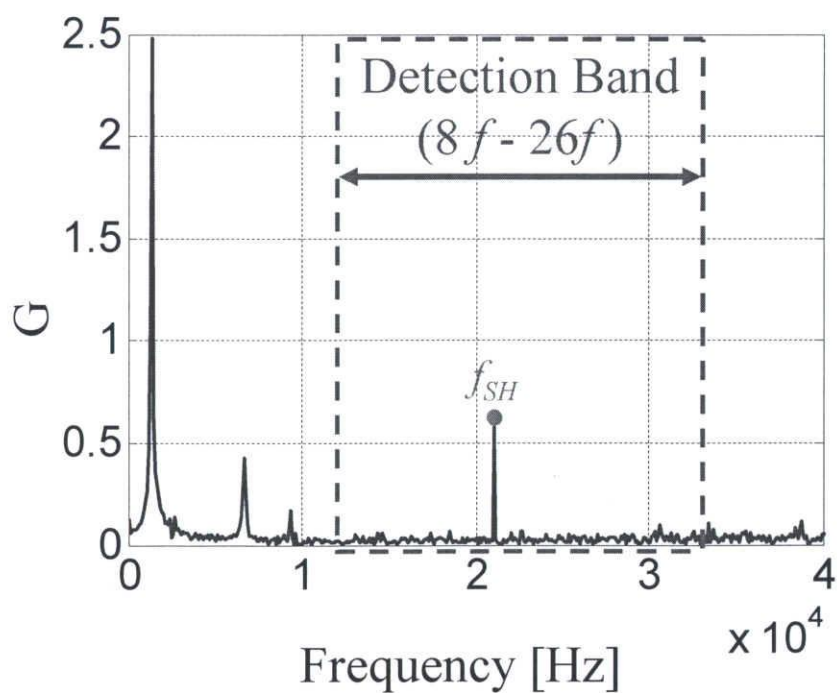
## 4.3 オフライン検証の実験結果

### 4.3.1 定常運転時の実験結果

本節では定常運転時の回転速度推定を行う。図 4.2 に励磁速度(図中では Excitation speed と表記する) $n_s=80000[\text{rpm}]$ 一定時の実験結果を、図 4.3 に励磁速度  $n_s=60000[\text{rpm}]$ 一定時の実験結果を、図 4.4 に励磁速度  $n_s=40000[\text{rpm}]$ 一定時の実験結果を示す。図 4.2(a), 図 4.3(a), 図 4.4(a) の回転速度推定結果より、ほとんど誤差なく回転速度を推定できていることが確認できる。次に図 4.2(b), 図 4.3(b), 図 4.4(b) の FFT 結果より、検出帯域内の  $8f \sim 26f$  において問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分を十分低減できており、スロット高調波  $f_{SH}$  を検出できていることが確認できる。特にファン負荷が大きくなるためすべりが大きくなり、スロット高調波が発生しやすい高速領域である励磁速度  $n_s=80000[\text{rpm}]$ 一定時の FFT 結果の方がより高い S/N 比でスロット高調波  $f_{SH}$  を検出できていることが確認できる。なお、低速かつ負荷が小さいためすべりが 0 に近い励磁速度  $n_s=40000[\text{rpm}]$ 一定時の FFT 結果においてもスロット高調波の S/N 比は約 2 程度を確保できていることが確認できる。以上の結果より、今回の高調波モデル( $A+Bs$ )は励磁速度  $n_s=80000[\text{rpm}]$ の実測データを用いて同定しているものの、他の励磁速度の条件においても十分適用できることが確認できる。さらに、検出帯域内の高周波領域においても高調波成分が低減できているため、すべりが正や負にさらに大きいような駆動条件においても速度推定が十分可能であることが確認できる。

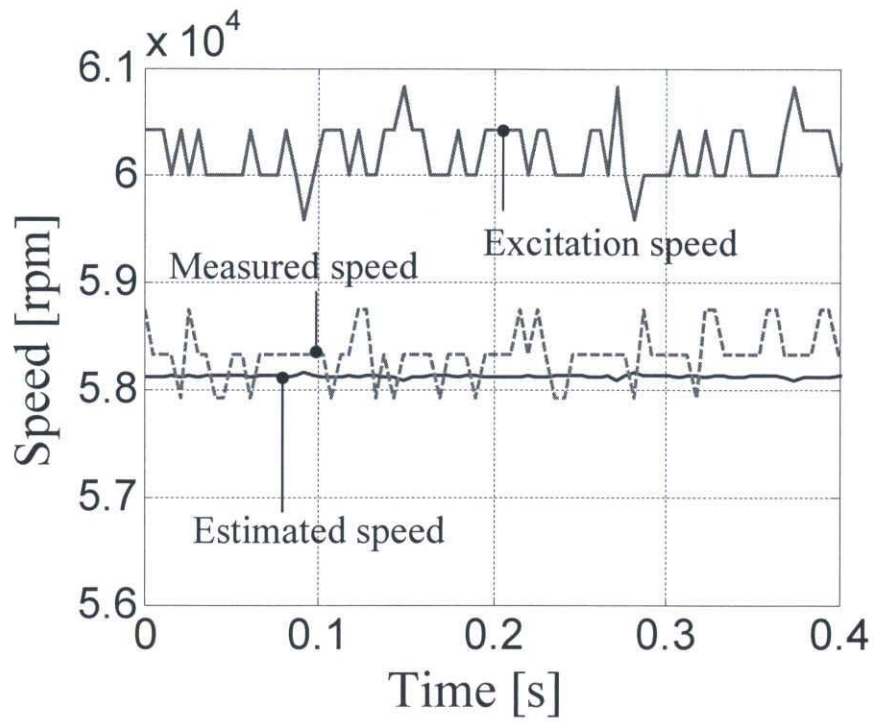


(a) 回転速度推定結果

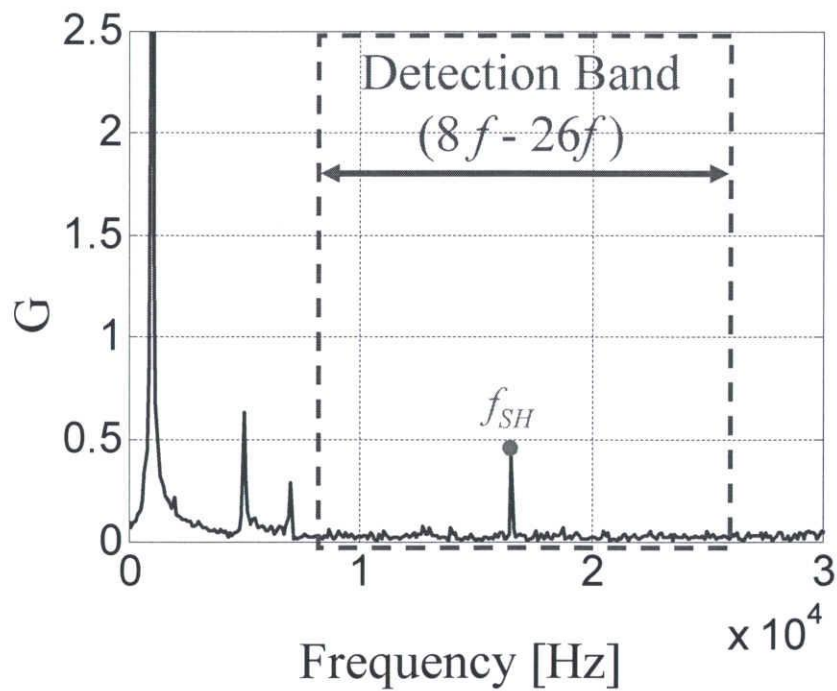


(b) FFT 結果

図 4.2  $n_s=80000[\text{rpm}]$ 一定時の実験結果

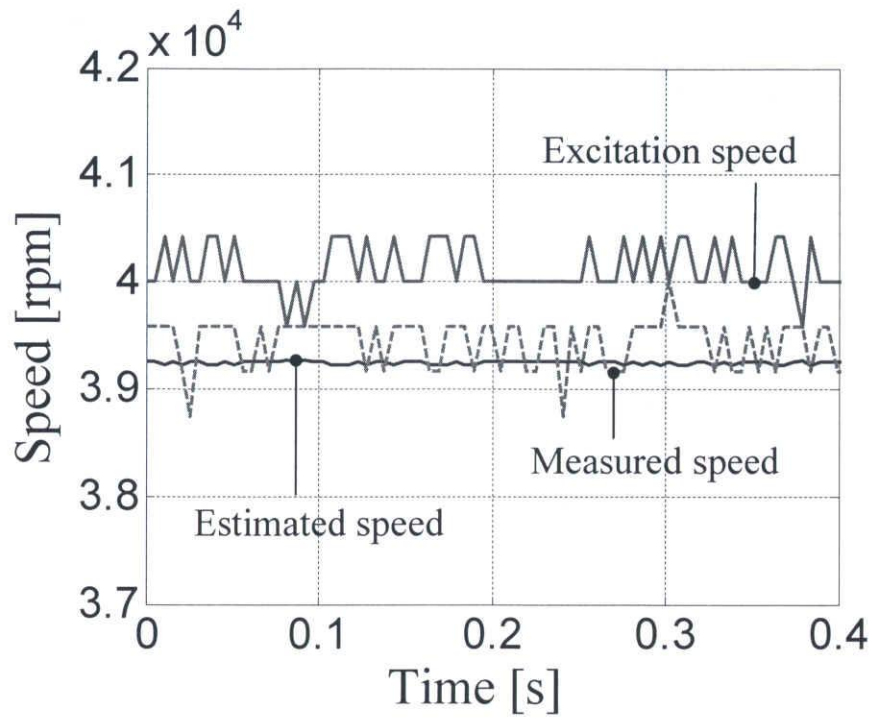


(a) 回転速度推定結果

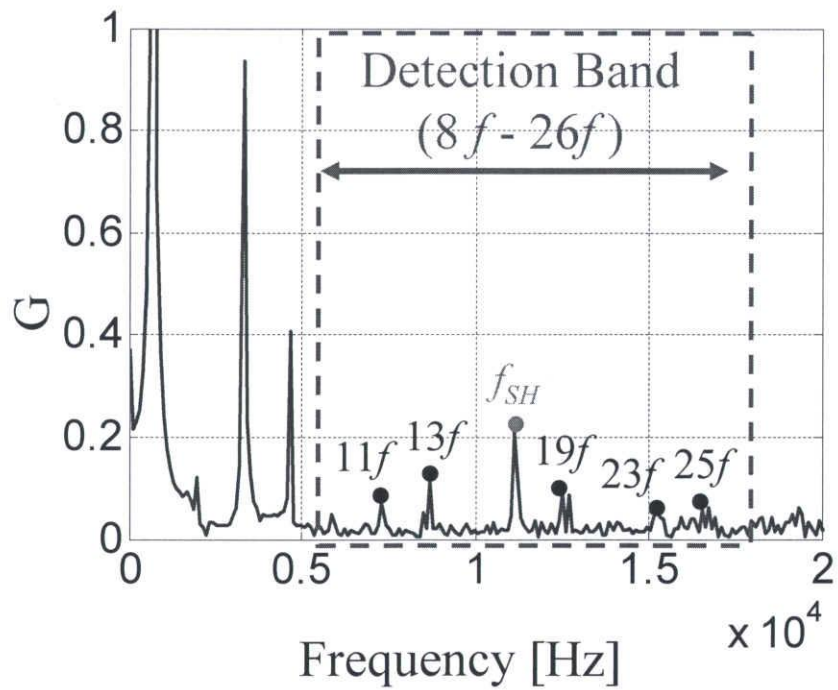


(b) FFT 結果

図 4.3  $n_s=60000$ [rpm]一定時の実験結果



(a) 回転速度推定結果



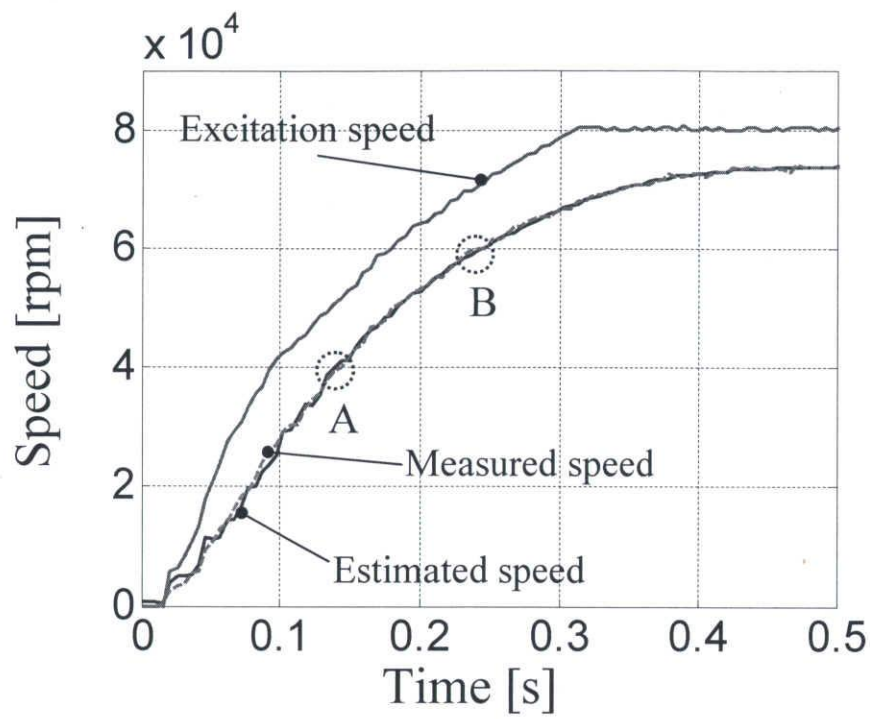
(b) FFT 結果

図 4.4  $n_s=40000[\text{rpm}]$ 一定時の実験結果

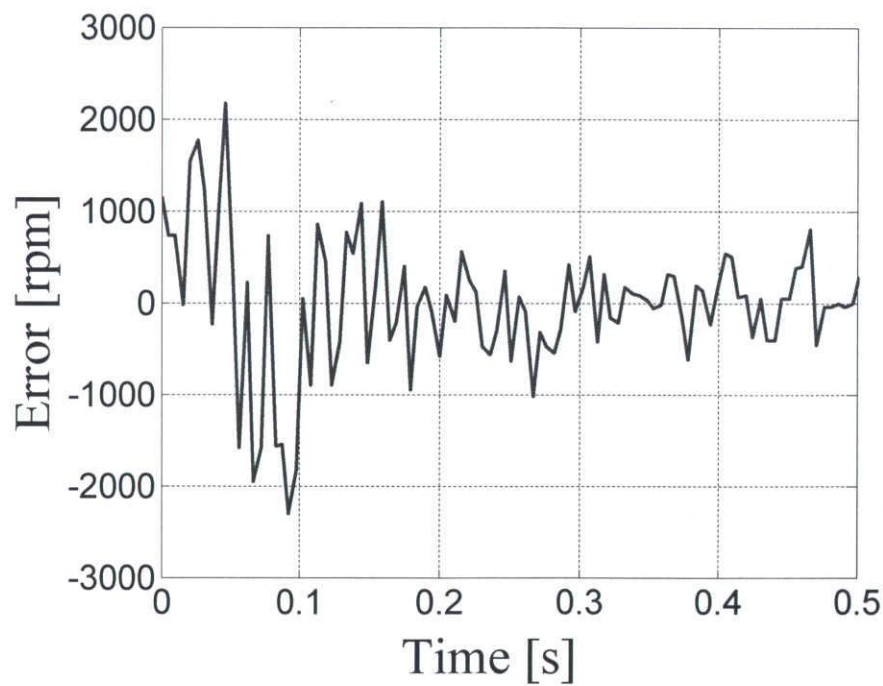
### 4.3.2 始動・加速駆動時の実験結果

本節では始動・加速駆動時の回転速度推定を行う。図 4.5 に励磁速度  $n_s$  を 0 から 80000[rpm] に加速した時の実験結果を図 4.5 に示す。図 4.5 より加速初期時には最大で約 2000[rpm](最大励磁速度の 2.5%)の誤差が発生しているものの、その後の加速時には約 1000[rpm](最大励磁速度の 1.25%)以内の誤差しか発生していないことが確認できる。加速初期の低速時においては、スロット高調波があまり発生しないことや高速時と比べると相対的に FFT の分解能が荒くなるため、誤差が大きくなっていると考えられる。しかしながら、その後の加速時の誤差は、実測回転速度の分解能である約 400[rpm]と今回設計した提案手法の推定回転速度分解能である 366[rpm]を考慮すると妥当な誤差であると考えられる。さらに、式(9)と式(10)に示すように FFT の周波数分解能と時間分解能の間にはトレードオフの関係があるものの、今回設計したパラメータによって良好な推定精度と応答性を実現できていることが確認できる。

次に時間 Time=0.143[s]時の加速時である A 点( $n_s=51667$ [rpm],  $n_r=40000$ [rpm], slip=0.226)の FFT 結果である図 4.5(c)と時間 Time=0.143[s]時の加速時である B 点( $n_s=71667$ [rpm],  $n_r=60000$ [rpm], slip=0.163)の FFT 結果である図 4.5(d)より、過渡状態であるためスロット高調波  $f_{SH}$  のスペクトラムが多少分散しているものの、検出帯域内の  $8f \sim 26f$  においても良好にスロット高調波周波数  $f_{SH}$  を検出できていることが確認できる。このように FFT は周期関数を基本としている方式であるものの、過渡状態においても FFT による誤差は小さく、加速時においても十分適用可能であることが確認できた。

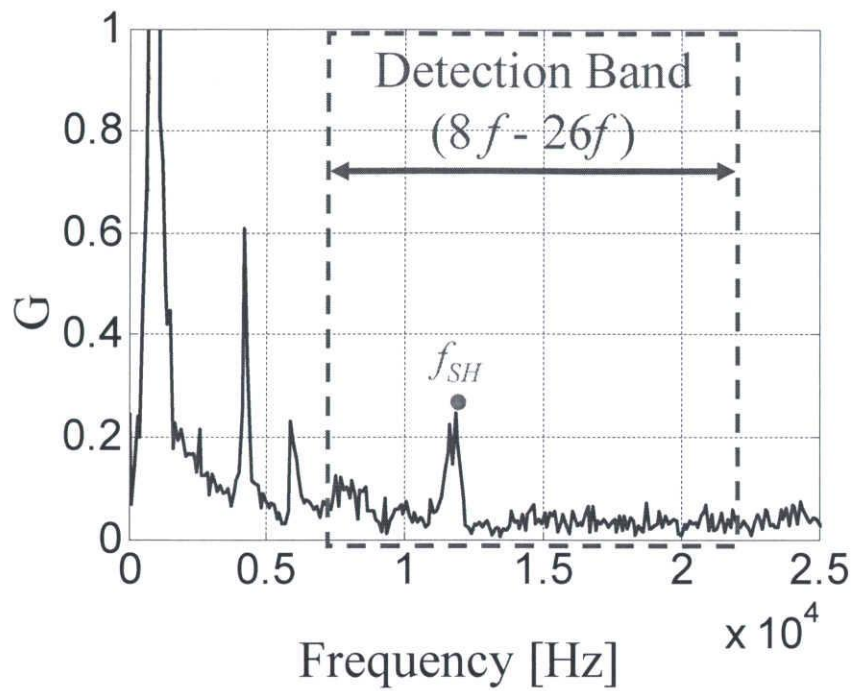


(a) 回転速度推定結果

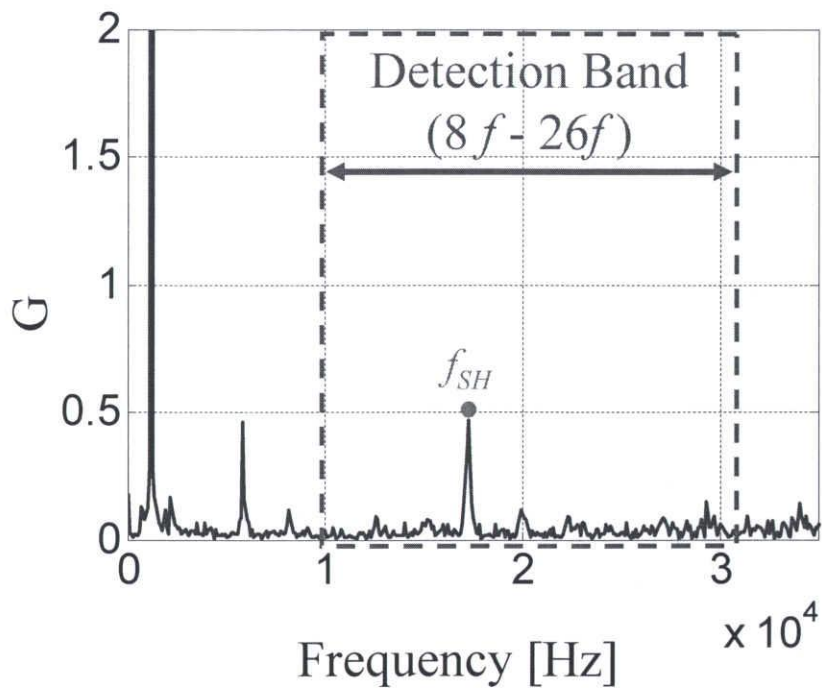


(b) 推定値と実測値の誤差

図 4.5  $n_s$  : 0 から 80000[rpm]に加速した時の実験結果



(c) A 点の FFT 結果

(t=0.143[s],  $n_s=51667$ [rpm],  $n_r=40000$ [rpm], slip=0.226)

(d) B 点の FFT 結果

(t=0.246[s],  $n_s=71667$ [rpm],  $n_r=60000$ [rpm], slip=0.163)図 4.5  $n_s$ : 0 から 80000[rpm]に加速した時の実験結果



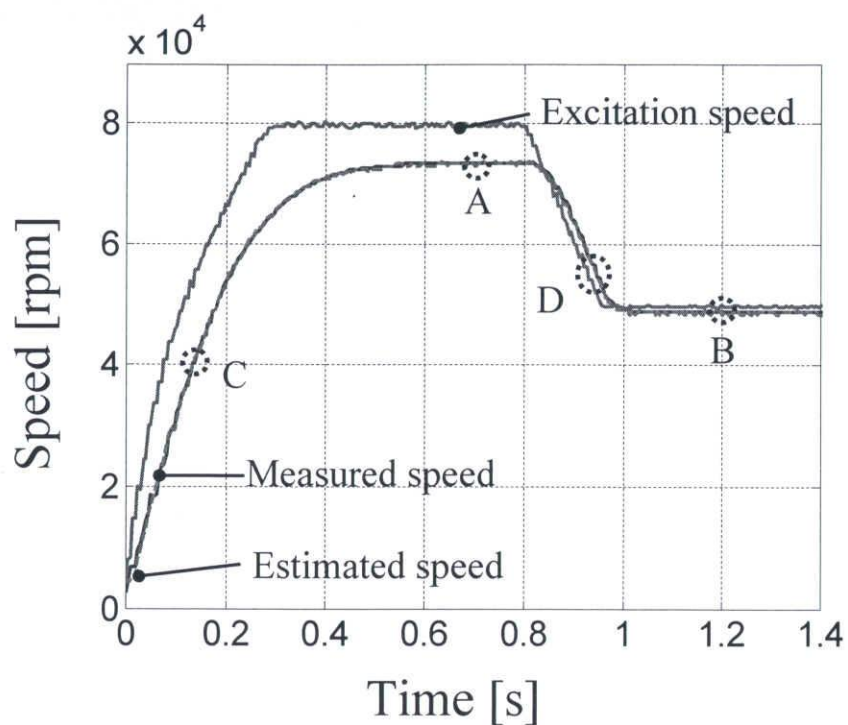
### 4.3.3 始動・加速・減速駆動時の実験結果

本節では実際の速度制御を見越した始動・加速・減速駆動時の回転速度推定を行う。図 4.6 に励磁速度  $n_s$  を 80000[rpm] に加速→80000[rpm]一定→50000[rpm]まで減速→50000[rpm]一定という運転パターン時の実験結果を示す。図 4.6(a)及び(b)より、加速初期時には最大で約 2000[rpm](最大励磁速度の 2.5%)の誤差が発生しているものの、その後の加減速駆動時には最大で約 1000[rpm](最大励磁速度の 1.25%)以内の誤差しか発生していないことが確認できる。加速初期の低速時には、スロット高調波があまり発生しないことや高速時と比べると相対的に FFT の分解能が荒くなるため、誤差が大きくなっていると考えられる。しかしながら、その後の加減速駆動時の誤差は、実測回転速度の分解能である約 400[rpm]と今回設計した提案手法の推定回転速度分解能である 366[rpm]を考慮すると妥当な誤差であると考えられる。さらに、式(9)と式(10)に示すように FFT の周波数分解能と時間分解能の間にはトレードオフの関係があるものの、今回設計したパラメータによって減速時においても良好な推定精度と応答性を実現できていることが確認できる。

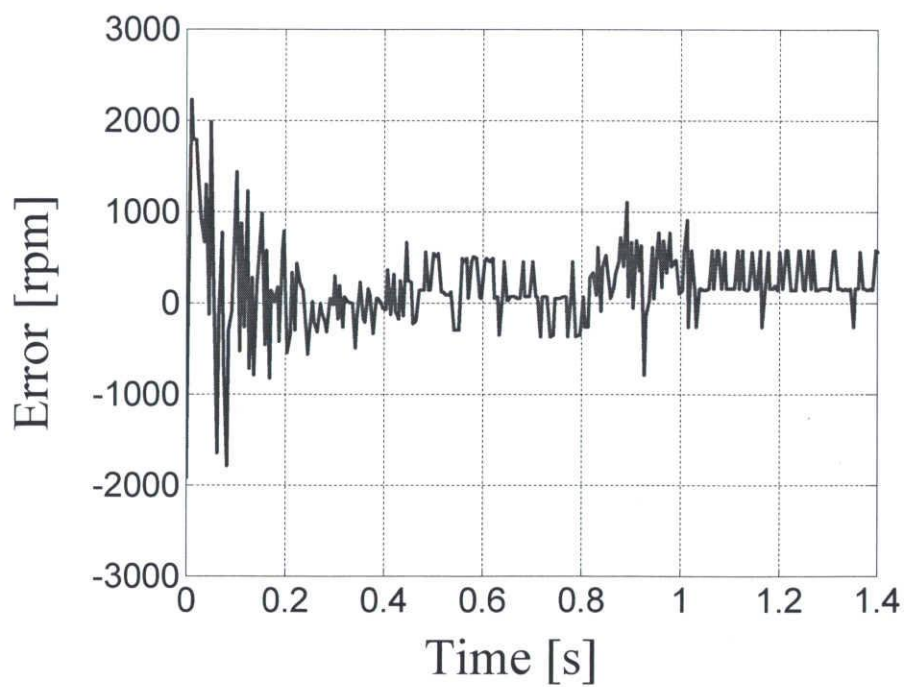
次に励磁速度  $n_s=80000$ [rpm]一定時である A 点( $n_s=80000$ rpm,  $n_r=72917$ rpm,  $slip=0.088$ )の FFT 結果である図 4.6(c)と励磁速度  $n_s=50000$ [rpm]一定時である B 点( $n_s=50000$ rpm,  $n_r=48333$ rpm,  $slip=0.033$ )の FFT 結果である図 4.6(d)より、4.3.1 節と同様に検出帯域内の  $8f \sim 26f$  において問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分を十分低減できており、良好にスロット高調波周波数  $f_{SH}$  を検出できていることが確認できる。さらに、検出帯域の高周波領域においても高調波成分が低減できているため、すべりが負にさらに大きいような駆動条件においても速度推定が十分可能であることが確認できる。

次に加速時である C 点( $n_s=52917$ [rpm],  $n_r=40000$ [rpm],  $slip=0.244$ )の FFT 結果である図 4.6(e)とすべりが負に一番大きい D 点( $n_s=52083$ [rpm],  $n_r=55833$ [rpm],  $slip=-0.072$ )の FFT 結果である図 4.6(f)より、過渡時であるためスロット高調波  $f_{SH}$  のスペクトラムが多少分散しているものの、検出帯域内の  $8f \sim 26f$  においても良好にスロット高調波周波数  $f_{SH}$  を検出できていることが確認できる。このように FFT は周期関数を基本としている方式であるものの、今回のような加速及び減速時の過渡状態においても FFT による誤差は小さく、加速及び減速時においても十分適用可能であることが確認できた。



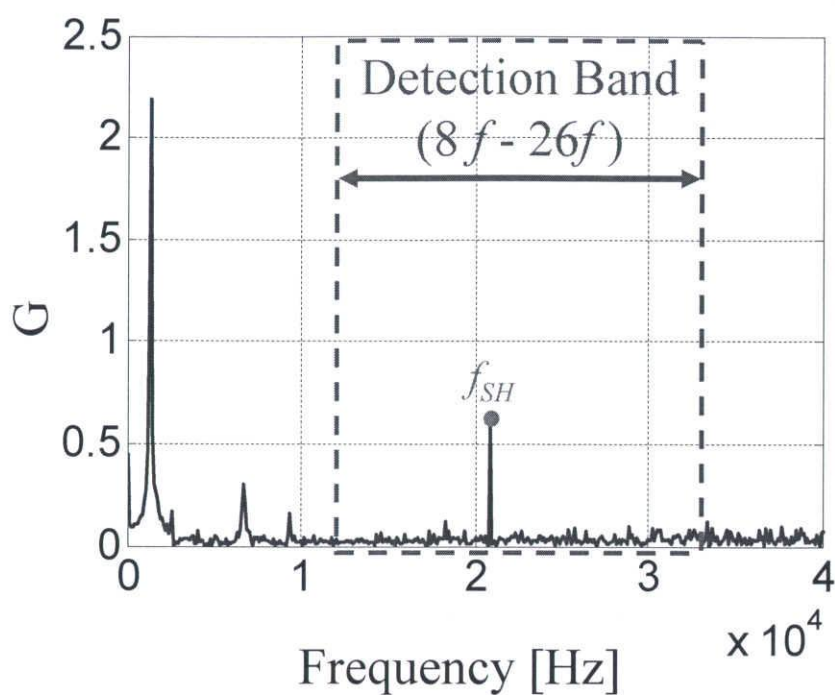


(a) 回転速度推定結果

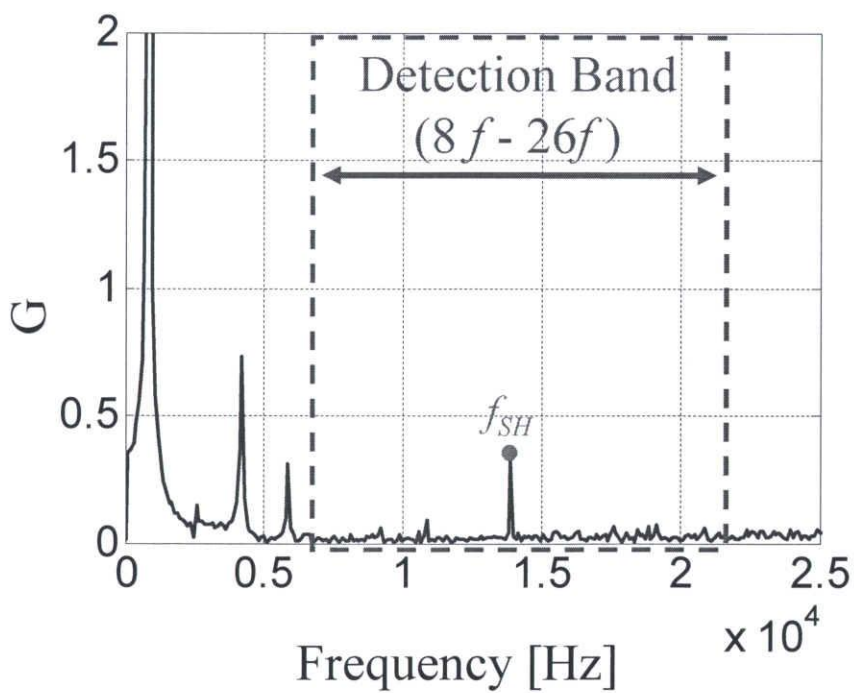


(b) 推定値と実測値の誤差

図 4.6 始動・加速・減速駆動時の実験結果



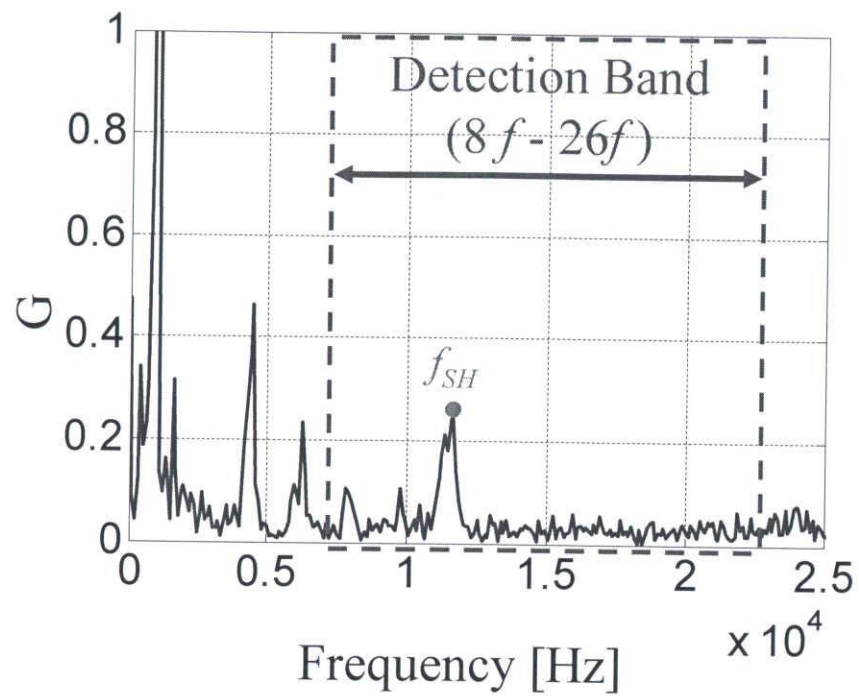
(c) A 点の FFT 結果

(t=0.701[s],  $n_s=80000$ [rpm],  $n_r=72917$ [rpm], slip=0.088)

(d) B 点の FFT 結果

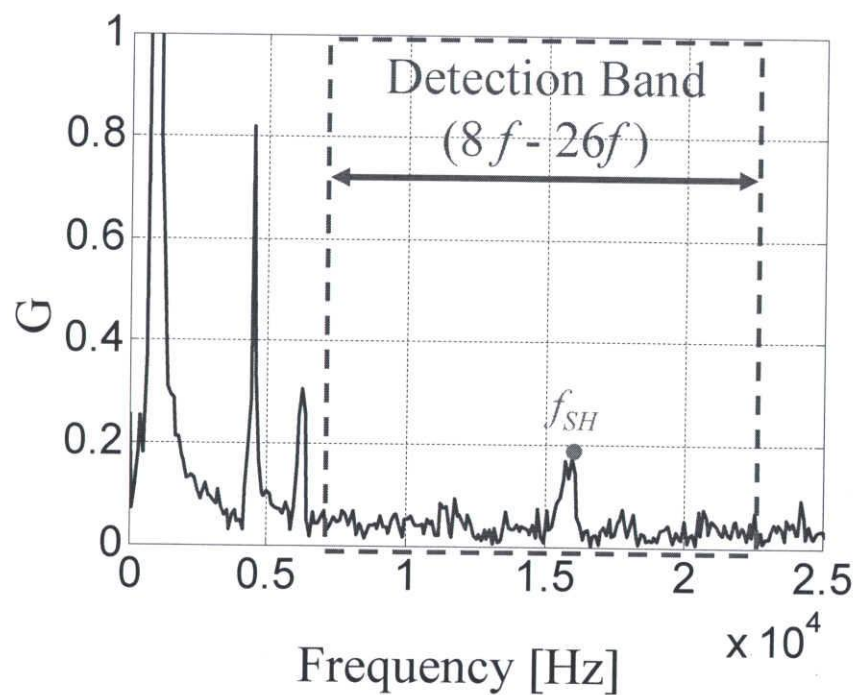
(t=0.120[s],  $n_s=50000$ [rpm],  $n_r=48333$ [rpm], slip=0.033)

図 4.6 始動・加速・減速駆動時の実験結果



(e) C 点の FFT 結果

( $t=0.133[s]$ ,  $n_s=52917[rpm]$ ,  $n_r=40000[rpm]$ ,  $slip=0.244$ )



(f) D 点の FFT 結果

( $t=0.942[s]$ ,  $n_s=52083[rpm]$ ,  $n_r=55833[rpm]$ ,  $slip=-0.072$ )

図 4.6 始動・加速・減速駆動時の実験結果

## 4.4 オフライン検証のまとめ

以上の結果より，提案する回転速度推定法のオフライン検証により定常時，始動・加速駆動時，速度制御を見越した始動・加速・減速駆動時において良好に回転速度を推定可能であることを示した。また，すべりの変化範囲の-0.5 から 0.5 を考慮し設定した非常に広い検出帯域である  $8f \sim 26f$  内において問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分を十分低減できおり，安定してスロット高調波  $f_{SH}$  を検出できることが確認できた。さらに，検出帯域である  $8f \sim 26f$  内において問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分を十分低減できていることから，今回は検証していないすべりが-0.5から0.5という非常に広い運転条件においても回転速度を良好に推定できると考えられる。よって，以上よりオフライン検証において提案手法の有効性を示すことができた。

## 第 5 章 提案する回転速度推定法のオンライン検証

### 5.1 はじめに

4 章ではオフライン検証により定常時，始動・加速駆動時，速度制御を見越した始動・加速・減速駆動時において良好に回転速度を推定可能であることを示し，提案手法の有効性を確認した。しかしながら，提案手法の中で特に FFT は比較的演算量が多いため，オンラインにおいても提案手法が実現可能かを示すことは重要となる。そこで，本章では DSP を用いてオンラインで速度推定を行い，提案手法を用いた速度センサレス制御の実現の可能性を検討する。

## 5.2 実験構成

図 5.1 にオンライン検証の実験構成を示す。図 5.1 に示すように実際に IM を駆動し、電流センサと電圧センサを用いて U 相電流  $i_u$ 、UV 線間電圧  $v_{uv}$ 、UW 線間電圧  $v_{uw}$  を検出し、DSP に取り込み 3 章で説明した提案手法を適用し、オンラインで回転速度を推定する構成となっている。なお、オフライン検証時と同様に IM の負荷はファン負荷である。

以下に今回用いる DSP、電流センサ、電圧センサの仕様を示す。

### ☆DSP の仕様

#### ○製品名

PE-Expert3 (マイウエイ技研株式会社製)

#### ○仕様

CPU : TMS320C6713-225 (TI 社製)

内蔵 RAM : 64k×32bit

外付け RAM : 2M×32bit

#### ○AD コンバータ

変換時間 : 2.0  $\mu$ s

分解能 : 12bit

入力範囲 :  $\pm 5V$

#### ○DA コンバータ DAC7741Y (バーブラウン社製)

出力電圧範囲 :  $\pm 10V$

分解能 : 16bit (符号含む)

応答速度 : 10  $\mu$ s 以内

### ☆電流センサ

○形名 : HC-W050V4B15 (甲神電機株式会社製)

○定格電流 :  $\pm 50A/4V$

○測定範囲 : 0 $\sim\pm 150A$

○過渡特性 : 10  $\mu$ s 以内

○電源圧 :  $\pm 15V \pm 5\%$

## ☆電圧センサ

- 形名 : CV 3-200(LEM 製)
- 測定範囲 : 0～±200V
- 入出力比 : 200V/10V
- 電源電圧 : ±15V±5%
- 周波数特性 (-1dB) : 300kHz

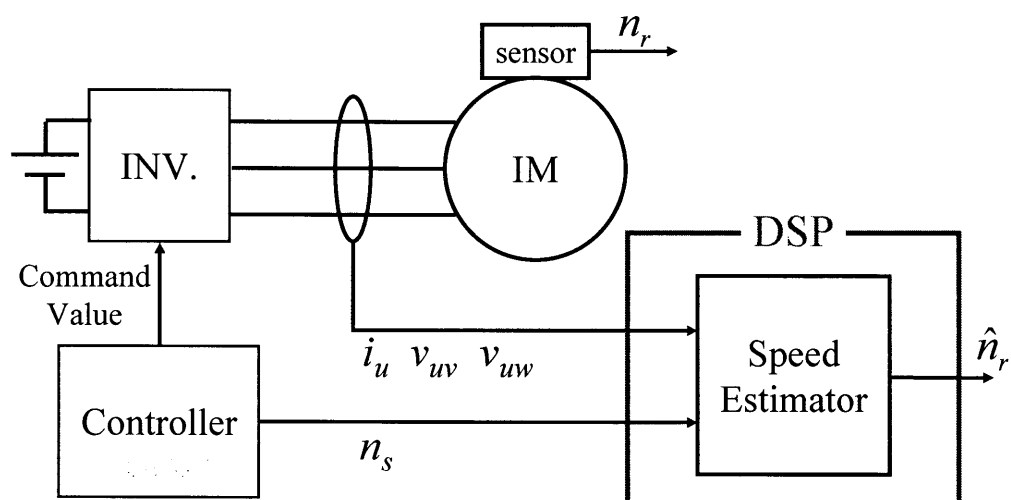


図 5.1 オンライン検証の構成図

### 5.3 オンライン検証の実験条件

前節ではオンライン検証の実験構成及び DSP、電流センサ、電圧センサの仕様について説明した。今回用いる DSP の性能によりサンプリング周波数  $f_s$  が 100[kHz] に制限される。この制限により、提案手法の高周波領域の性能劣化が懸念されるため、オンライン検証の最大励磁速度を 40000[rpm]、加速駆動時（力行時）のみの検証とした。これに伴いすべりの変化範囲である 0~0.5 とマージンを取ることを考慮し、検出帯域を  $8f \sim 18f$  とした。また、回転速度の更新時間が遅くなるものの、DSP の演算速度やメモリ等を考慮し、FFT の点数  $N_{fft}$  を 1024 点、オーバーラップは行わないこととする。つまり推定回転速度分解能を約 370[rpm] とし、時間分解能を 10.24[ms] とした。さらに、今回用いる電流センサと電圧センサの応答遅れ等を考慮し、励磁速度  $n_s=40000$ [rpm] 一定時の電流センサと電圧センサの実測値を用いて 3.7 節で説明した手順で高調波モデルを再同定し、 $-0.1+1.03E-5s$  とした。高調波モデルの  $A$  の値がマイナスとなっているのは、電流センサの出力の方が電圧センサの出力よりわずかに遅れているため、結果的に高調波電圧が高調波電流より  $90^\circ$  以上進んでいることが考えられる。しかしながら、測定データを用いて高調波モデルを同定することにより、センサの遅れ等も含めて同定できていることが確認できる。さらに、サンプリング定理を考慮し、LPF のカットオフ周波数  $f_c$  を 50[kHz] とした。以上をまとめ、前章で記述したオフライン検証時と本章で決定したオンライン検証時の実験条件および提案手法の性能を表 5.1 に示す。

表 5.1 オフラインとオンライン検証の実験条件と提案手法の性能の比較

	off-line	on-line
Maximum excitation speed	80000 rpm	40000 rpm
Sampling frequency $f_s$	200 kHz	100 kHz
Number data for FFT $N_{fft}$	2048	1024
Number data for overlap $N_{ol}$	1024	0
Detection band	$8f - 26f$	$8f - 18f$
Harmonic model (A+B <sub>s</sub> )	$0.3+1.06E-5s$	$-0.1+1.03E-5s$
Cutoff frequency of LPF $f_c$	100 kHz	50 kHz
Frequency resolution $\Delta f$	97.7 Hz	97.7 Hz
Estimated speed resolution $\Delta n_r$	366 rpm	366 rpm
Time resolution $\Delta t$	5.12 ms	10.24 ms



## 5.4 回転速度補正手法

### 5.4.1 回転速度補正手法の必要性

前節で説明したように、DSP の性能によりサンプリング周波数  $f_s$  や最大励磁速度や FFT の点数  $N_{ff}$  が制限され、オフライン検証時より低い条件でオンライン検証を行わなければならない。それに伴い FFT の精度も低下し、検出帯域内においてもスロット高調波  $f_{SH}$  ではない成分を検出し、推定ミスが発生する可能性がある。特に供試機においては比較的低い回転速度となる励磁速度  $n_s=40000[\text{rpm}]$  一定時はファン負荷が小さいためすべりも小さく、2 次電流が減少するため、スロット高調波があまり発生せず、推定ミスが発生する危険性が高くなると考えられる。実際に表 5.1 に示すオンラインの条件で励磁速度  $n_s$  を  $40000[\text{rpm}]$  まで加速した時の回転速度推定結果を図 5.2 に示す。なお、 $n_{r\_esti}$  が推定した回転速度、 $n_{r\_meas}$  が実測の回転速度を示している。図 5.2 の楕円の破線部分に示すように、定常時にスロット高調波以外の成分を検出したと考えられる推定ミスが発生していることが確認できる。

しかしながら、推定ミスが発生する時は、検出帯域  $8f \sim 18f$  内においてスロット高調波ではない成分が検出されと考えられるため、その際推定される回転速度はステップに近い変化をすると考えられる。そこで、機械系の運動方程式を利用し、物理的に変化不可能な回転速度を推定した際に、再度回転速度の推定を行うことにより、推定ミスを補正する手法を提案する。次節ではこの機械系の運動方程式を利用した回転速度補正手法について説明する。

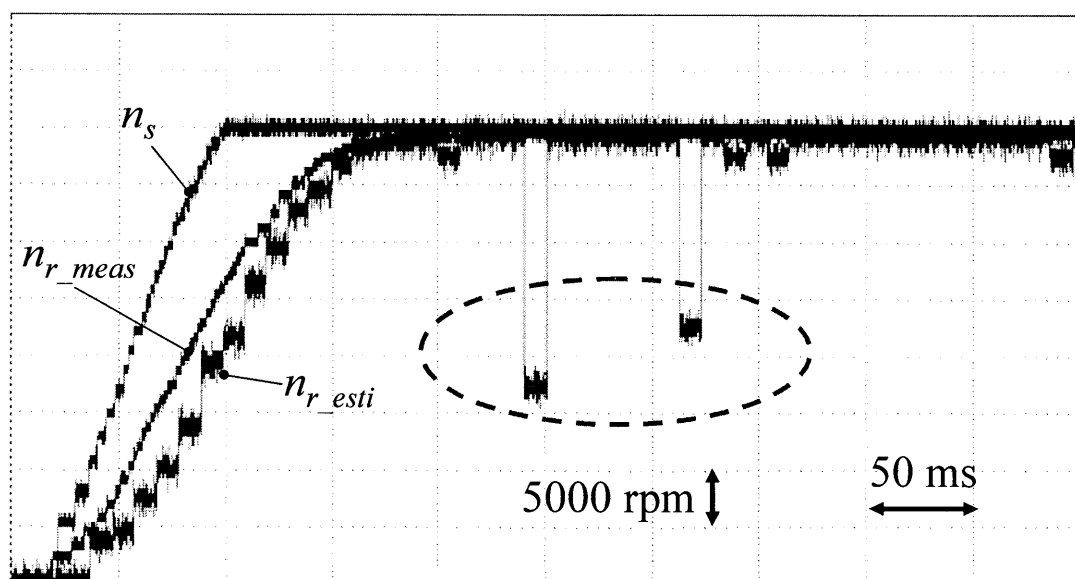


図 5.2 回転速度推定結果

### 5.4.2 回転速度補正手法の概要

前節ではオンライン検証の際の回転速度補正手法の必要性を説明した。そこで本節では運動方程式を利用した回転速度補正手法について説明する。ここで、機械系の運動方程式は次式で表される。

$$(Js + D)\omega_r = T_e - T_L \quad (13)$$

ここに、 $J$ ：イナーシャ， $D$ ：ダンパ定数， $T_e$ ：モータのトルク， $T_L$ ：負荷トルクを表す。

式(13)を用いて回転速度の変化の最大値を見積もればよいので、簡単のためダンパ定数  $D$  を無視する。前述したとおり供試機に負荷はファン負荷である。このファン負荷は高速になるほど負荷トルクは大きくなる。そのため、回転速度に応じてある程度のファン負荷を見積もることも可能ではあるが、式(13)を用いて回転速度の変化の最大値を見積もればよいので、簡単のため今回は負荷トルク  $T_L$  も無視する。以上を考慮すると式(13)は次式で表される。

$$Js\omega_r = T_e \quad (14)$$

そして、式(14)を離散化し、次式に示すように最大出力  $P_{max}$  時の回転速度の最大変化値  $\Delta n_r$  を推定する。

$$\Delta\omega_r = \omega_r - \omega_{r\_pre} = \frac{T_e * T}{J} = \frac{\frac{P_{max}}{J} * T}{J} \quad (15)$$

$$\Delta n_r = \frac{60}{2\pi} \frac{\omega_{r\_pre}}{J} = \left(\frac{60}{2\pi}\right)^2 \frac{\frac{P_{max}}{J} * T}{J} \quad (16)$$

ここに、 $T$ ：制御周期， $\omega_{r\_pre}$ ：1制御周期前の回転角速度， $n_{r\_pre}$ ：1制御周期前の回転速度を表す。

なお、トルク  $T_e$  を計算する際、回転速度は現在の回転速度を用いるべきであるが、1 制御周期前の回転速度  $n_{r\_pre}$  で代用している。そして、式(16)を用いて次式に示すように回転速度推定値の最大値  $n_{r\_max}$  及び最小値  $n_{r\_min}$  を次式のように推定する。

$$n_{r\_max} = n_{r\_pre} + \Delta n_r \quad (17)$$

$$n_{r\_min} = n_{r\_pre} - \Delta n_r \quad (18)$$

そして、1 度目に推定した回転速度が式(17), (18)に示す回転速度の最大値と最小値の範囲外の値であったなら、前回抽出した成分を無視し、推定回転速度が回転速度の最大値と最小値以内の値となるまで、検出帯域内でスロット高調波  $f_{SH}$  を探索する。この回転速度補正手法を用いることにより、推定ミスを補正し安定して回転速度を推定することができる。次節では実験結果を用いて、測定していないパラメータであるイナーシャ  $J$  を同定する。

### 5.4.3 イナーシャの同定

前節では回転速度補正手法の概要について説明した。本節ではこの手法の重要なパラメータであるイナーシャ  $J$  を実験データを用いて同定する。

ここで、周期  $T$  の間の回転角速度の変化量を  $\Delta\omega_r$  とし式(14)を変形すると次式となる。

$$J = \int_0^T T_e dt / \Delta\omega_r \quad (19)$$

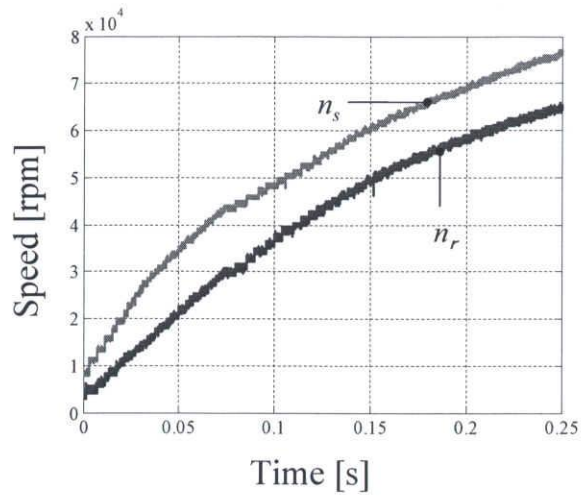
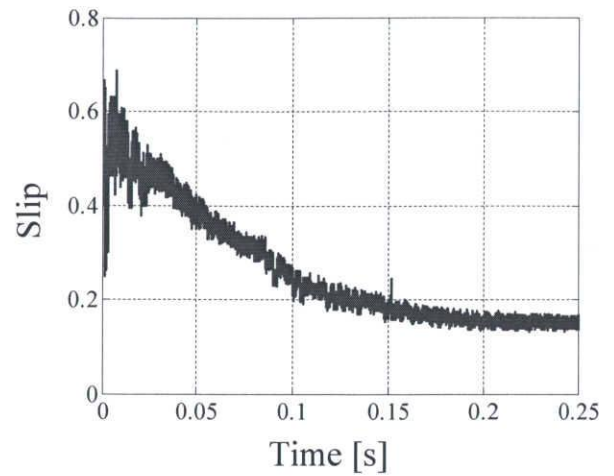
式(19)に示すようにトルク  $T_e$  の積分値を回転角速度の変化量を  $\Delta\omega_r$  で割ったものがイナーシャ  $J$  となることがわかる。しかしながら、トルク  $T_e$  はトルクメータ等がないので直接求めることができないため、次式を用いて計算する。

$$T_e = \frac{60}{2\pi n_s} \frac{V_1^2 \frac{r_2'}{slip}}{\left(r_1 + \frac{r_2'}{slip}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2} \quad (20)$$

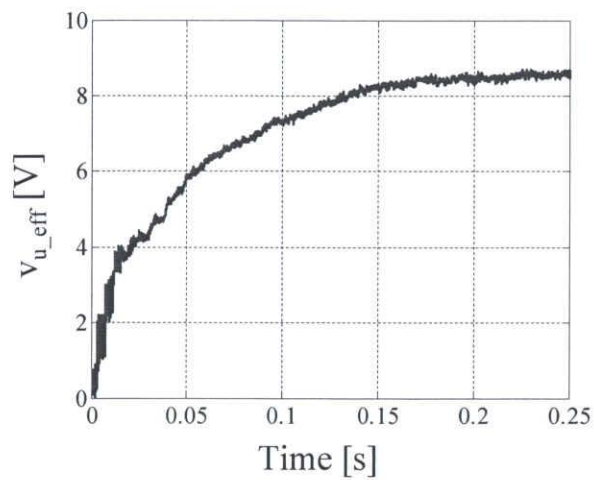
ここに、 $V_1$ ：基本波相電圧の実効値、 $r_1$ ,  $r_2'$ ,  $x_1$ ,  $x_2'$ ：それぞれ1次側の抵抗値、1次側換算の2次側の抵抗値、1次側のリアクタンス、1次側換算の2次側のリアクタンス、 $slip$ ：すべりを表す。

以上より、式(19)と式(20)を利用し、励磁速度  $n_s$  を 80000[rpm]まで加速した実測データを用いてイナーシャ  $J$  を同定する実験を行った。ここで、 $V_1$  は UV 線間電圧と UW 線間電圧から求めた U 相電圧よりトルクの寄与する基本波成分の実効値をフーリエ級数展開を用いて求めた値を利用した。実験結果を図 5.3 に示す。なお、低速時のすべり  $slip$  と相電圧の基本波成分の実効値  $V_1$  の演算誤差が大きい点を考慮し、図 5.3(a)に示すように励磁速度  $n_s$  が 10000[rpm] から加速終了前付近のデータを用いた。

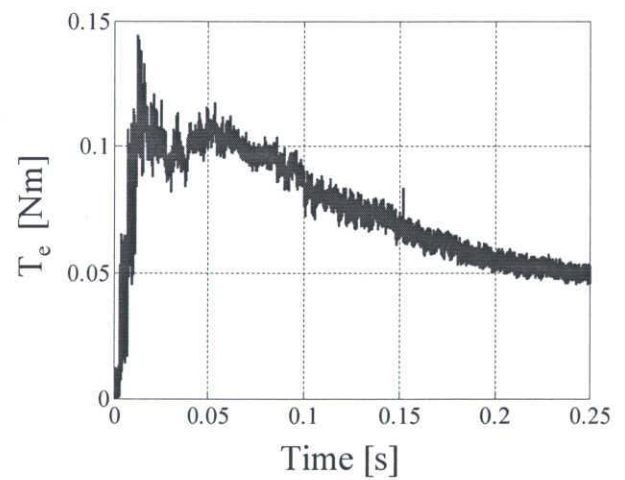
図 5.3 より、すべり  $slip$ 、相電圧の基本波成分の実効値  $V_1$ 、トルク  $T_e$  とともに良好に演算できていることが確認できる。次に図 5.3(e)において、すべりの演算誤差が大きいと考えられる低速時とファン負荷トルクが問題となる高速時を除いて、楕円の破線で囲った領域である回転速度  $n_r$  が 10000[rpm] から 40000[rpm] の値の平均値を計算し、イナーシャ  $J$  の値を 3.17E-6[kgm<sup>2</sup>]とした。

(a)  $n_s$  を 80000rpm まで加速時の実験結果

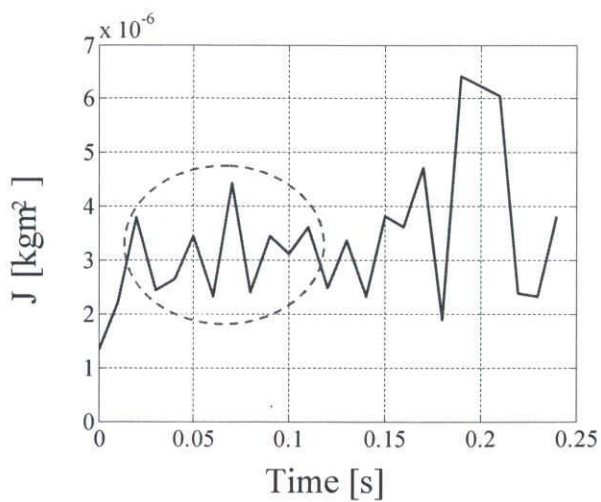
(b) すべり演算結果



(c) U 相電圧の実効値演算結果



(d) トルク演算結果



(e) イナーシャ演算結果

図 5.3 イナーシャ同定結果

#### 5.4.4 回転速度補正手法の検証

前節で同定したイナーシャ  $J$  を用いて、5.4.3 で提案した回転速度補正手法の検証を行う。ここで、実際には IM に流れる電流を制限するため、低速領域には定トルク領域が存在する。そこで、この電流の最大値を考慮し、回転速度補正手法において式(16)に示す回転速度の最大変化値  $\Delta n_r$  の最大値  $\Delta n_{r\_max}$  を 10000[rpm] に制限する。また、 $\Delta n_r$  が小さくなりすぎても回転速度推定を良好に行えない可能性があるため、 $\Delta n_r$  の最小値  $\Delta n_{r\_min}$  を 4000[rpm] に制限する。以上の回転速度補正手法のパラメータをまとめたものを表 5.2 に示す。そして、表 5.2 に示す実験条件のもと、回転速度補正手法の検証を図 5.4 に示す励磁速度  $n_s$  を 40000[rpm] まで加速するテストパターンの実験データを用いて行う。回転速度の補正手法の検証結果を図 5.5 に示す。図 5.5(a) に示す回転速度の最大変化値  $\Delta n_r$  より、設定した最大値と最小値の間で  $\Delta n_r$  を演算できていることが確認できる。さらに図 5.5(b) より、回転速度の推定範囲を非常に演算できており、良好に回転速度の補正が可能であると考えられる。特に推定ミスが発生しやすいと考えられる励磁速度  $n_s=40000$ [rpm] 一定の定常時において、スロット高調波  $f_{SH}$  ではなく  $11f$  成分のスペクトラムを選択した場合の推定される回転速度は 25000[rpm] であり、 $13f$  成分のスペクトラムを選択した場合の推定される回転速度は 30000[rpm] であるため、検出帯域内で矩形波電圧駆動に伴う高調波成分による推定ミスは完璧に補正可能であることがわかる。

このように提案する回転速度補正手法は、十分な性能を持たない計算機を用いる場合などにおいて有効であるといえる。また、提案手法は FFT 結果からスロット高調波スペクトラムを抽出し回転速度を推定するため、突発的なノイズを拾った場合の大きな推定ミスも提案手法を用いたセンサレス制御を実現する上で問題となる可能性がある。このような場合においても、回転速度補正手法は有効であると考えられる。この提案手法を用いたセンサレス制御を構築する上での回転速度補正手法の適用の検討は今後の課題である。

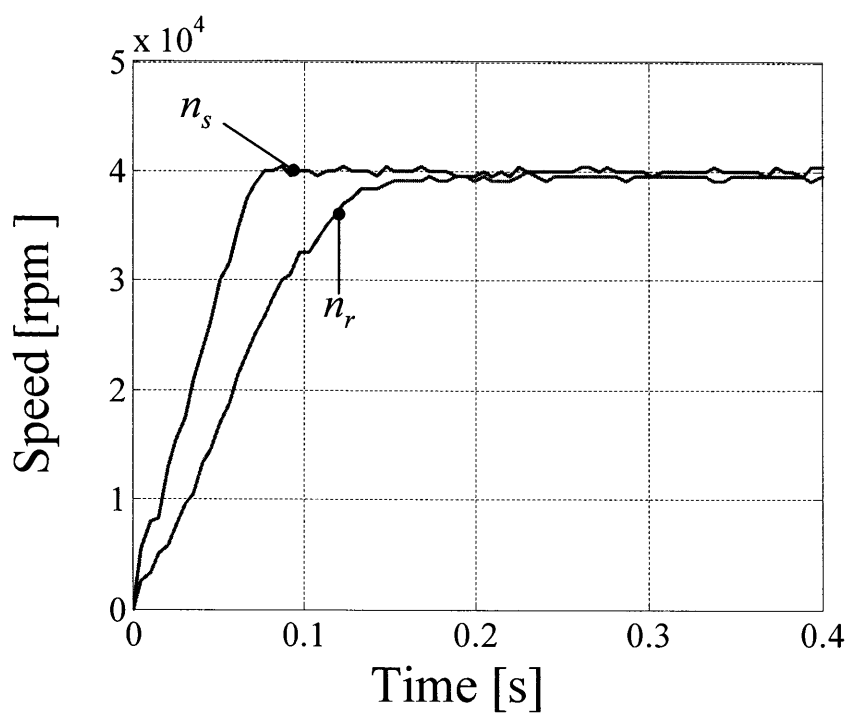
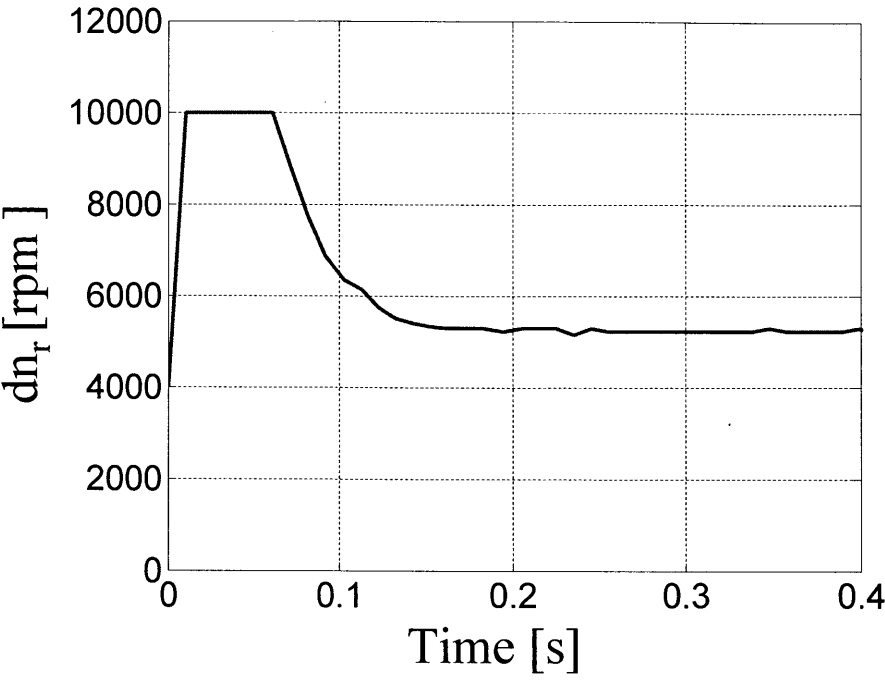
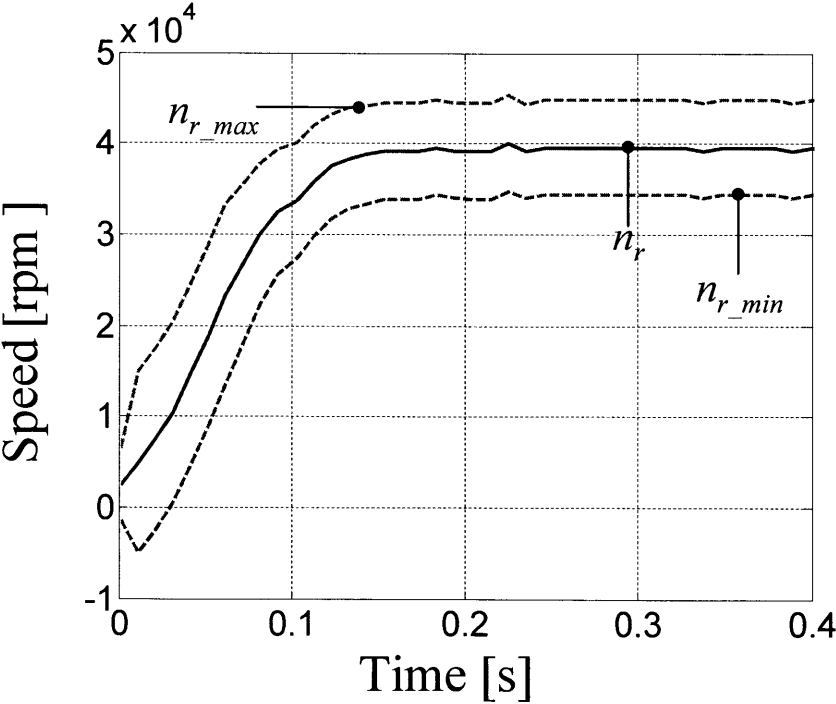
図 5.4 励磁速度  $n_s$  を 40000[rpm] に加速時の実験結果

表 5.2 回転速度補正手法のパラメータ

Inertia $J$	3.17E-6 [kgm <sup>2</sup> ]
$P_{max}$	700 [W]
Control period $T$	10.24 [ms]
$\Delta n_{r\ max}$	10000 [rpm]
$\Delta n_{r\ min}$	4000 [rpm]



(a)回転速度の最大変化値  $\Delta n_r$



(b)推定回転速度の変化範囲

図 5.5 回転速度補正の検証結果



## 5.4 オンライン検証の実験結果

本節では提案手法のオンライン検証を行う。 $V/f$ 一定制御、矩形波電圧で供試機を励磁速度  $n_s$  を 0 から 40000rpm まで駆動し、表 5.1 に示す実験条件で DSP を用いてオンラインで回転速度を推定する実験を行った。なお、前節で説明したように回転速度を推定する際、機械系の運動方程式より回転速度の変化を観測し、推定回転速度の補正を行っている。この実験結果を図 5.6 に示す。ここで図 5.6 において、 $n_{r\_esti}$  が推定した回転速度、 $n_{r\_meas}$  が実測の回転速度を示している。なお、励磁速度  $n_s$  と推定した回転速度  $n_{r\_esti}$  は回転速度更新時間 10.24ms の分解能となっている。図 5.6 より、スロット高調波があまり発生しない低速時の A 点を除けば、演算遅れがあるものの、良好に回転速度を推定できていることが確認できる。なお、提案手法は超高速駆動誘導電動機のための速度推定手法であるため、低速時の A 点の誤差は問題ない。

以上より、さらに高性能な計算機を用いることにより、オーバーラップを行うことも可能となるため推定回転速度更新時間の改善、サンプリング周波数を高くすることによりさらに高速領域に適用、FFT の点数を増やすことにより FFT の精度の向上を行うことが可能である。このように今後開発されるであろう高速な計算機や近年様々な分野で使用され始めている FPGA 等を用いることにより、オフライン検証で示したような十分な精度で提案手法がオンラインで実現できると考えられる。よって、提案手法を用いた速度センサレス制御の実現の可能性を示すことができたと考える。

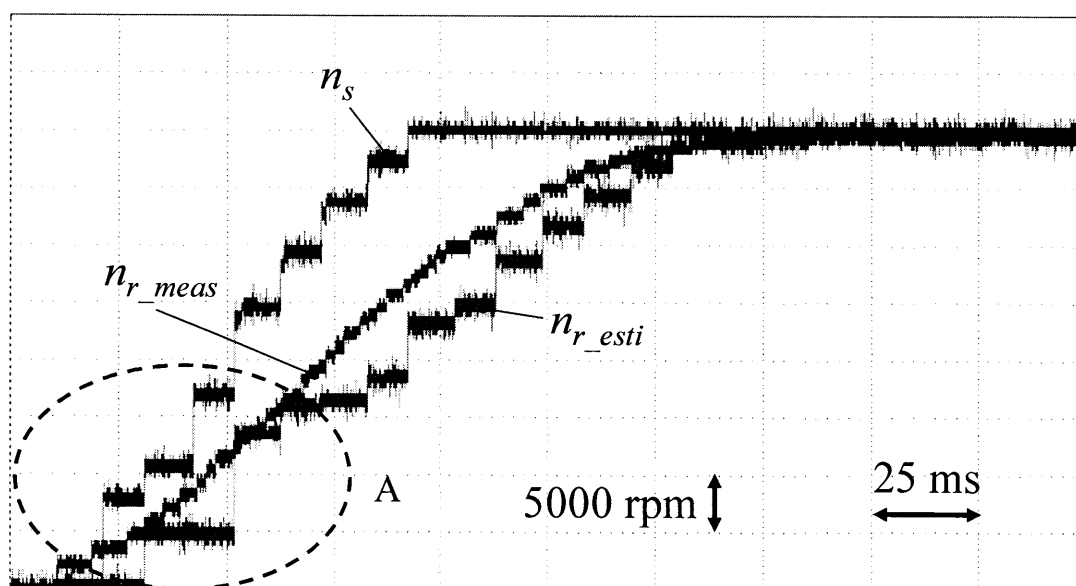


図 5.6 オンラインの回転速度推定結果

## 第6章 結言

### 6.1 本研究の成果

本研究では、超高速駆動誘導電動機の色度センサレス制御のための色度推定法として、回転子スロット高調波を利用した手法に着目した。その中でも中性点端子が必要ないため適応範囲の拡大と低コスト化が期待できる線電流に現れるスロット高調波に着目した。そして、線電流から FFT 結果に検出帯域の制限を行うことによりスロット高調波を検出する手法を基本に、IM の高調波モデルを併用することにより、スロット高調波を高い S/N 比で検出し、回転速度を推定する手法を提案した。さらに、提案手法の性能を決定する FFT に関するパラメータの設計法、検出帯域の設計法及び高調波モデルの同定法を提案した。そして、実機実験データを用いたオフライン検証により、定常運転時、始動・加速駆動時及び速度制御を見越した始動・加速・減速運転時において良好かつ安定に回転速度が推定可能であることを確認した。また、様々な条件の回転速度推定に用いた FFT 結果より、すべりの変化範囲-0.5～0.5 を考慮して設計した検出帯域内において、問題となる矩形波駆動に伴う高調波成分を十分低減できており、安定してスロット高調波を検出可能であると考えられることから、今回は実験設備の都合上実験を行っていないすべりが-0.5～0.5 の範囲の様々な運転条件においても良好に回転速度を推定できる可能性を示した。さらに、実験システムの問題によりオフライン検証時より低い回転速度及び条件ではあるが、機械系の運動方程式を利用した回転速度補正手法を適用した提案手法のオンライン検証を行い、良好に回転速度を推定できることを示した。以上の結果より、今後開発されるであろう高速な計算機や近年様々な分野で使用され始めている FPGA 等を用いることにより、オフライン検証で示したような幅広い運転条件において十分な精度で提案手法をオンラインで実現できると考えられる。よって、提案手法を用いた速度センサレス制御の実現の可能性を示すことができた。

## 6.2 今後の課題

本論文では提案手法のオンライン検証は実験設備の都合上、オフライン検証より低い回転数及び条件でしか検証することはできなかった。また、提案手法は超高速駆動誘導電動機のための速度推定法であるため、このように回転速度が比較的低い条件で提案手法を用いたセンサレス制御を行うことはあまり意味がない。そこで、さらに高性能な演算機や FPGA 等を用いることにより、オフライン検証時と同様の実験条件で提案手法をオンラインで実現し、提案手法を用いた速度センサレス制御法を確立することが今後の大きな課題である。

さらに提案手法の性能向上や適用範囲の拡大や各種パラメータの設計を補助するために以下の検討の必要性も考えられる。

- ・提案手法は超高速駆動誘導電動機のための速度推定法であるが、スロット高調波が発生しづらい低速時でも適用できれば、適用範囲の拡大が期待できると考えられる。低速時の検討としては高調波励磁を用いた手法が提案されている。このような手法の適用を検討し、低速時でも速度推定可能な手法の検討を行う必要がある。
- ・スロット高調波は IM の機械的構造により発生する成分であるが、このスロット高調波の周波数や振幅といった特徴と IM の機械的構造の詳細な関係についてはまだあまり研究されていない。そこで、IM の機械的構造とスロット高調波の関係を考慮したモデルを作成することにより、スロット高調波が発生しやすい IM の設計指針、検出帯域の詳細な設計、提案手法の安定性の検討に応用できると考えられる。
- ・FFT は高速・高性能である一般的な周波数解析手法である。しかしながら、周波数解析手法は FFT だけではなく、数多くの手法が現在までに提案されている。周波数解析手法のさらなる高速・高性能化は、提案手法の性能向上に大きく貢献する。特に計算機の性能向上の程度にもよるが、演算の高速化は推定回転速度更新時間の改善に直結するため、重要となる。よって、他の周波数解析手法の適用を検討するとも必要と考える。

## 付録 A 中性点方式のスロット高調波を利用した回転速度推定法

### A.1 はじめに

2 章ではスロット高調波は中性点電圧に現れるスロット高調波成分と線電流に現れるスロット高調波成分（電圧型インバータを用いた場合）に分類できることを示した。そして、本論文では主として中性点端子が必要ではなく、適応範囲の拡大と低コスト化が期待できる線電流方式の回転速度推定手法について説明した。しかしながら、本研究では中性点方式の回転速度推定手法の検討も行っている。そこで、中性点方式のスロット高調波を用いた回転速度推定法を以下で付録として記述する。

## A.2 スロット高調波検出法

### A.2.1 スロット高調波電圧検出原理

本節では中性点電圧に現れるスロット高調波電圧  $v_{SH}$  を検出する原理について説明する。図 A.1 に提案するスロット高調波電圧  $v_{SH}$  の検出原理を示す。図 A.1 に示すように、スロット高調波電圧  $v_{SH}$  の検出は IM の各相に並列に接続した Y 接続の抵抗を用いた構成となっている。ここで IM の各相にはスロット高調波成分と相電圧が誘起される。一方、Y 接続の抵抗の各相には相電圧のみが誘起される。そこで、IM の中性点電圧  $v_{n\_IM}$  と Y 接続の抵抗の中性点電圧  $v_{n\_R}$  の電位差を測定することで、相電圧を除去でき、非常に高い S/N 比でスロット高調波電圧  $v_{SH}$  を検出することが可能となる。

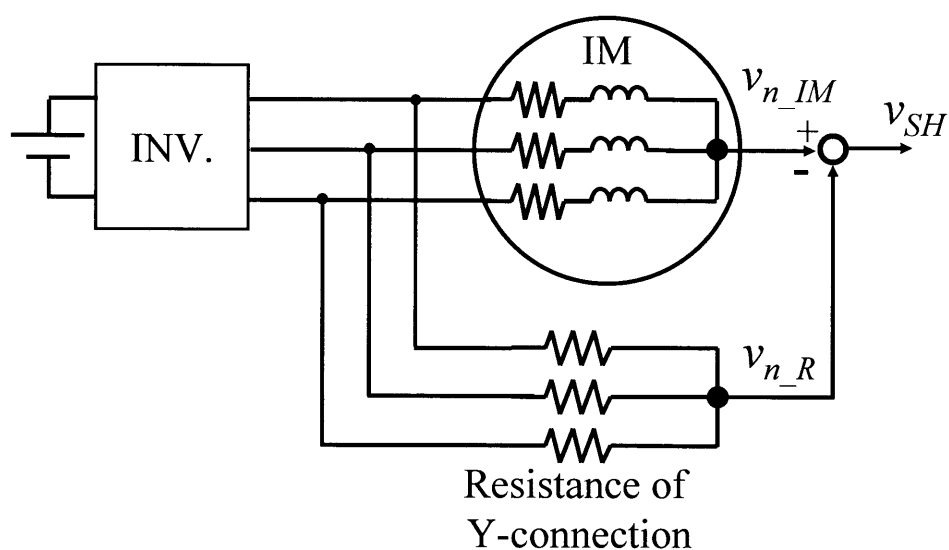


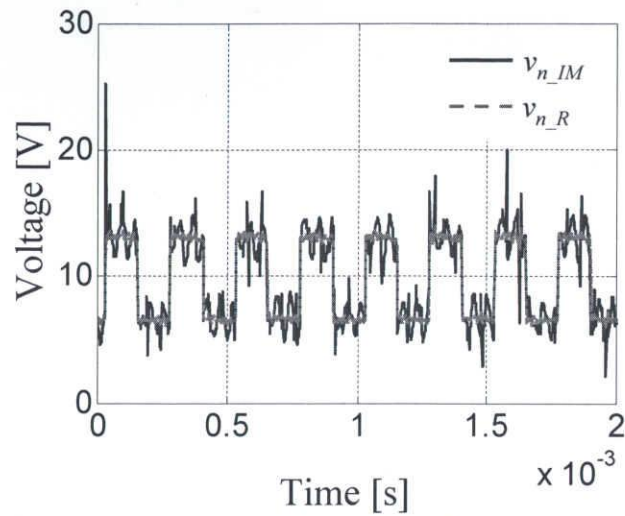
図 A.1 スロット高調波電圧  $v_{SH}$  の検出原理

### A.2.2 スロット高調波の検出

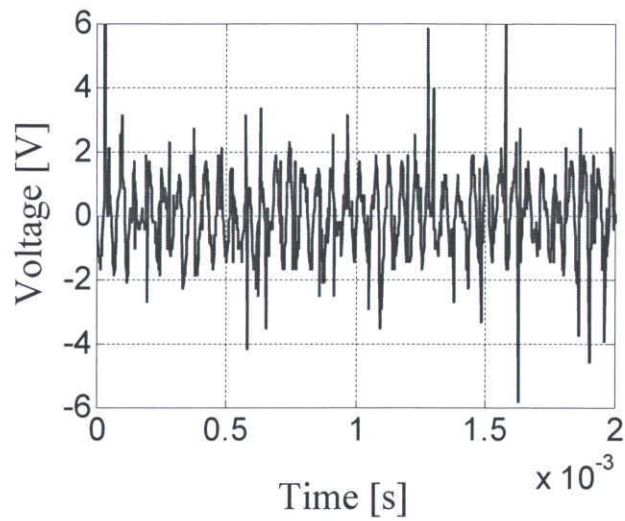
本節では図 A.1 に示す提案するスロット高調波検出手法を用いて、スロット高調波電圧  $v_{SH}$  を実際に検出し、その周波数の妥当性を検証する。ここで、2 章で求めた中性点電圧に現れるスロット高調波周波数を再度掲載すると以下ようになる。

$$f_{SH} = N_r f_r \mp f, \quad N_r = 3N \pm 1 \quad (\text{A.1})$$

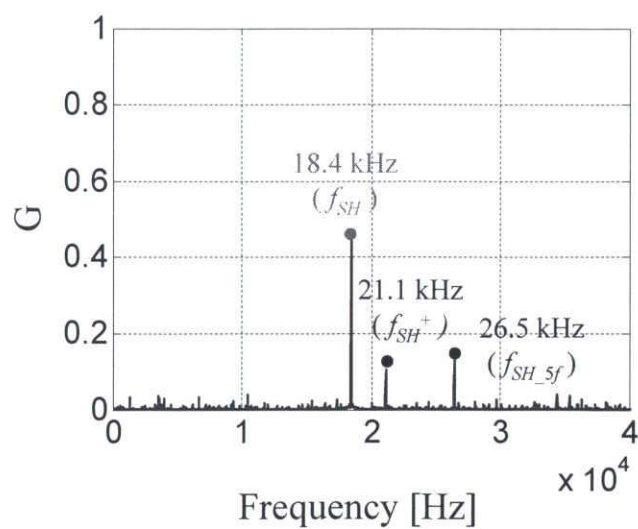
また、前述したように供試機の 1 極対当たりの回転子スロット数  $N_r$  は 16 である。今回は 1 例として、供試機を  $V/f$  一定制御、矩形波電圧で励磁速度  $n_s$  が 80000[rpm]一定で駆動した時の IM の中性点電圧  $v_{n\_IM}$  と Y 接続の抵抗の中性点電圧  $v_{n\_R}$ 、スロット高調波高調波電圧  $v_{SH}$  の測定結果及びその FFT 結果を図 A.2 に示す。なお、FFT はサンプリング周波数  $f_s$  が 500[kHz]、FFT の点数  $N_{fft}$  が  $2^{16}$  の条件で行った。式(A.1)より、この条件においてはスロット高調波周波数  $f_{SH}$  の理論値は 18.5[kHz]であり、図 A.2(c)の FFT 結果において理論値と等しい値を確認することができる。さらに、有意な精度でスロット高調波電圧  $v_{SH}$  を検出できることが確認できる。また、図 A.2(c)中の 21.1[kHz]の成分は式(1)で説明したもう一方のスロット高調波成分  $f_{SH}^+$  であり、26.5[kHz]成分は矩形波電圧駆動に伴う  $5f$  成分によって発生するスロット高調波成分  $f_{SH\_5f}$  である。このもう一方のスロット高調波成分  $f_{SH}^+$  は IM のインピーダンスのアンバランスにより除去されず発生していると考えられる。この  $f_{SH}^+$  は原理的にスロット高調波成分  $f_{SH}$  より大きな成分となることはないと考えられるため、本稿では無視することとする。次節では、提案する回転速度推定手法について説明する。



(a)  $v_{n\_IM}$  と  $v_{n\_R}$  の波形



(b) スロット高調波電圧  $v_{SH}$  の波形



(c) スロット高調波電圧  $v_{SH}$  の FFT 結果

図 A.2 スロット高調波電圧  $v_{SH}$  の測定結果

## A.3 回転速度推定手法とそのパラメータの設定

### A.3.1 回転速度推定手法

図 A.1 で検出するスロット高調波電圧  $v_{SH}$  は有意な精度でスロット高調波成分を検出できるものの、図 A.2(c) に示したように、理想的なスロット高調波電圧  $v_{SH}$  のみを検出することは非常に困難である。そこで、スロット高調波電圧  $v_{SH}$  が式(A.1)のような周波数を持つ周期関数であることに着目し、線電流方式と同様に回転速度推定に FFT を利用する。

図 A.3 に FFT を利用した回転速度推定過程を示す。図 A.3 に示すように、適切な時間のスロット高調波  $v_{SH}$  を切り出し、FFT 解析を行う。そして、FFT 解析結果においてスロット高調波周波数  $f_{SH}$  の変化範囲を考慮し、適切な検出帯域の制限を行った上で、一番大きな周波数成分をスロット高調波周波数  $f_{SH}$  とし、式(A.1)より回転周波数  $f_r$  を求め、回転速度  $n_r$  を推定する。このような操作を適切な時間ごとに繰り返すことによって各時間における回転速度  $n_r$  を推定することができる。このように、FFT に検出帯域の制限を行うことで、安定して回転速度  $n_r$  を推定することができる。次節では提案手法の性能を決める FFT パラメータの設定を行う。

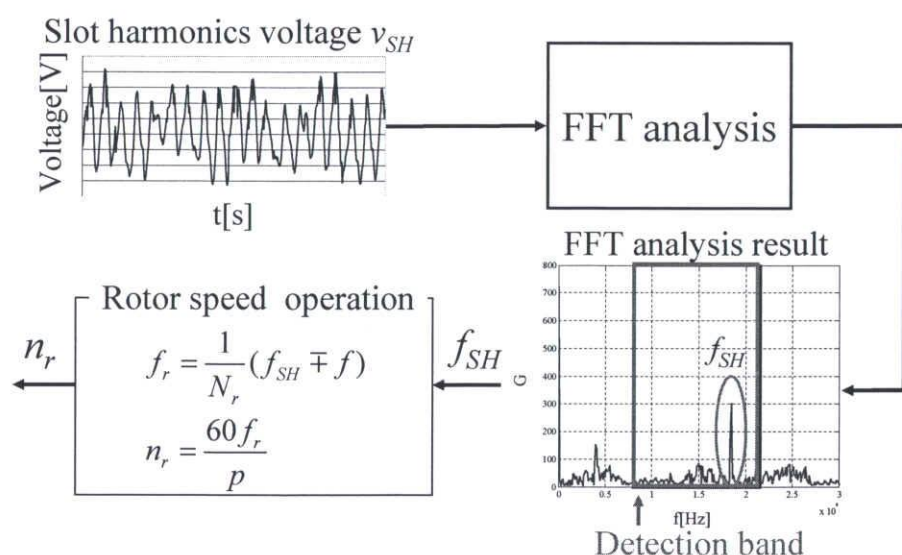


図 A.3 回転速度推定の過程



### A.3.2 FFT パラメータの設定

前節では FFT を利用し回転速度  $n_r$  を推定する手法を説明した。この回転速度推定手法において FFT のパラメータは推定回転速度分解能や時間分解能を決める重要なパラメータとなる。そこで、本節では FFT パラメータの設定について説明する。

3 章で説明したように FFT には周波数分解能  $\Delta f$  と FFT の解析データ時間  $T_{fft}$  の間にはトレードオフの関係があり、IM の回転子スロット数  $N_r$  や加速性能を考慮してパラメータを決定する必要がある。

前述したように本供試機の回転子スロット数  $N_r$  は 16 である。また、本稿では最大回転速度を 80000[rpm]としている。また、加速実験より有効なすべりの変化範囲を 0.5 とし、さらに、減速時も考慮し、すべりの変化範囲を -0.5 から 0.5 とした。以上の条件において、式(A.1)よりスロット高調波周波数  $f_{SH}$  の上限は約 31[kHz]であるため、サンプリング定理等を考慮してサンプリング周波数  $f_s$  を 100[kHz]とした。また、前述したように本供試機の回転数は非常に高速であり、そのためスロット高調波周波数も高いため、推定回転速度分解能への要求はあまり厳しくない。今回は供試機の必要な推定回転速度分解能や加速度等を考慮し、FFT の点数  $N_{fft}$  を 1024 点、つまり推定回転速度分解能を約 370[rpm]とした。さらに、時間分解能を細かくするため、FFT の点数  $N_{fft}$  の半分の 512 点をオーバーラップし、回転速度推定を行う。つまり、時間分解能は 5.12[ms]とした。

### A.3.3 検出帯域の制限

FFT を用いた回転速度推定法において、スロット高調波のスペクトラムを安定して抽出する必要がある。しかしながら、スロット高調波のスペクトラムを抽出する上で、運転条件によって以下に示す成分が特に問題となる可能性が考えられる。

- 【1】 矩形波電圧駆動に伴う  $5f$  成分によって発生するスロット高調波成分  $f_{SH\_5f}$
- 【2】 磁束飽和に伴う 3 次高調波成分

また、本供試機は比較的すべりが大きく設計されており、スロット高調波周波数の変化帯域が非常に広いため、バンドパスフィルタ(BPF)を用いる場合、カットオフ周波数の設計が複雑となる。また、遅れ等の問題も考慮しなければならない。

ここで、すべり  $slip$  を用いると式(A.1)は以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} f_{SH} &= (N_r \mp 1)f - N_r f_{sl} \\ &= \{(N_r \mp 1) - N_r slip\}f, \quad N_r = 3N \pm 1 \end{aligned} \quad (A.2)$$

式(A.2)よりすべり  $slip$  の変化範囲を考慮すればスロット高調波周波数  $f_{SH}$  の変化帯域を見積ることが可能である。そこで、線電流方式の場合と同様、速度検出手法において、FFT 解析結果からスロット高調波のスペクトラムを検出する際に、検出帯域の制限を行う。

前述したように、本供試機のすべりの変化範囲を-0.5 から 0.5 としている。このすべりの変化範囲を考慮し、検出帯域の設計を議論するため、一例として励磁速度が 60000[rpm]一定時の FFT 結果(図 A.4)を検証する。なお、図 A.4 の FFT はサンプリング周波数  $f_s$  が 200[kHz]、FFT の点数  $N_{fft}$  が  $2^{15}$  の条件で行った。図 A.4 においてすべりの変化範囲-0.5 から 0.5 を考慮すると、スロット高調波周波数  $f_{SH}$  の力行領域は  $5f \sim 15f$  となり、回生領域は  $15f \sim 23f$  となる。図 A.4 でも確認できる上記で説明した磁束飽和に伴う 3 次高調波成分は急加速時などの運転状況によってはスロット高調波より大きくなる可能性もあるものの、すべりの変化範囲の最大値である 0.5 を考慮すると検出帯域外とすることができると、問題ない。次に、図 A.4 において矩形波電圧駆動に伴う  $5f$  成分によって発生するスロット高調波成分  $f_{SH\_5f}$  がスロット高調波  $f_{SH}$  と同程度の大きさになっていることが確認できる。この成分はすべりの変化範囲を考慮すると、検出帯域内となる可能性があり、検出帯域内でスロット高調波を検出する上で

非常に問題となる可能性がある。ここで、 $f_{SH\_5f}$ の理論式は次式で表される。

$$\begin{aligned} f_{SH\_5f} &= N_r f_r \mp (-5f) \\ &= \{(N_r \pm 5) - N_r slip\} f, \quad N_r = 3N \pm 1 \end{aligned} \quad (A.3)$$

そして、スロット高調波  $f_{SH}$  と矩形波電圧駆動に伴う  $5f$  成分によって発生するスロット高調波  $f_{SH\_5f}$  の特徴を以下にまとめる。

#### <スロット高調波 $f_{SH}$ >

電流の基本波成分によって発生するため、発生するスロット高調波の振幅はすべりに対する感度が高い。よって、すべりが小さく 2 次電流があまり流れない定常時にはスロット高調波はあまり発生しない。

#### <矩形波電圧駆動に伴う $5f$ 成分によって発生するスロット高調波 $f_{SH\_5f}$ >

矩形波駆動に伴う電流の  $5f$  成分によって発生する。一般的に高周波成分のすべりは 1 と近似することができるため、高周波のインピーダンスは運転条件によってほとんど変化せず、基本波成分のインピーダンスと比較すると小さいと考えられる。そのため、この成分はすべりの変化に対して感度が低く、その振幅は同励磁速度においてほとんど変化しない。なお、 $f_{SH\_5f}$  の周波数は式(A.2), (A.3)より、 $f_{SH}$  より常に  $6f$  高い値となる。

上記の特徴より、運転状況、例えばすべりが小さい状況においては、検出帯域内でスロット高調波成分  $f_{SH}$  より  $f_{SH\_5f}$  の方が大きくなる可能性がある。そこで、この特徴を考慮し、検出帯域を決定する必要がある。ここで、式(A.2), (A.3)より、すべりの変化範囲が  $-0.5 \sim 0.5$  のときの  $f_{SH}$  と  $f_{SH\_5f}$  の周波数変化範囲を図 A.5 に示す。図 A.5 より、すべりが正に大きいほど  $f_{SH\_5f}$  が検出帯域に入る割合が大きくなることが確認できる。しかしながら、上記の特徴よりすべりが大きくなるほど、スロット高調波  $f_{SH}$  は大きくなるため  $f_{SH\_5f}$  は問題とならないと考えられる。そこで、スロット高調波が小さくなり、問題となる可能性があるすべりが小さい領域においては  $f_{SH\_5f}$  を考慮する必要があると考えられる。これらを厳密に考慮するためには、様々な運転条件で  $f_{SH}$  と  $f_{SH\_5f}$  の大きさを評価し検出帯域を決定する必要がある。しかしながら、本実験設備ではそのような実験を行うことは出来ないため、以下のように検出帯域を決定する。すべりが約 0.1 未満で  $f_{SH\_5f}$  が検出帯域外となることと図 A.6 に示す本実験の加速結果より負のすべりの最大値が  $-0.2$  以内であることを考慮し、検出帯域の上限を  $19f$  とする。なお、高速回転になるにつれてファン負荷が大きくなることもあり、急減速をしたとしてもすべりが負の大きな値にならないと考えられる。実際、図 A.6 の励磁速度の減速は  $200,000[\text{rpm/s}]$  と非常に大きな減速であるものの、すべりの負の最大値は  $-0.1$  を超えてはいない。よって、

提案手法を用いて速度制御を行う上で実用上問題はないと考えられる。また，検出帯域の下限はすべりの変化範囲とマージンを取ることを考慮し， $6f$  とした。以上より，中性点方式の検出帯域は  $6f \sim 19f$  となる。

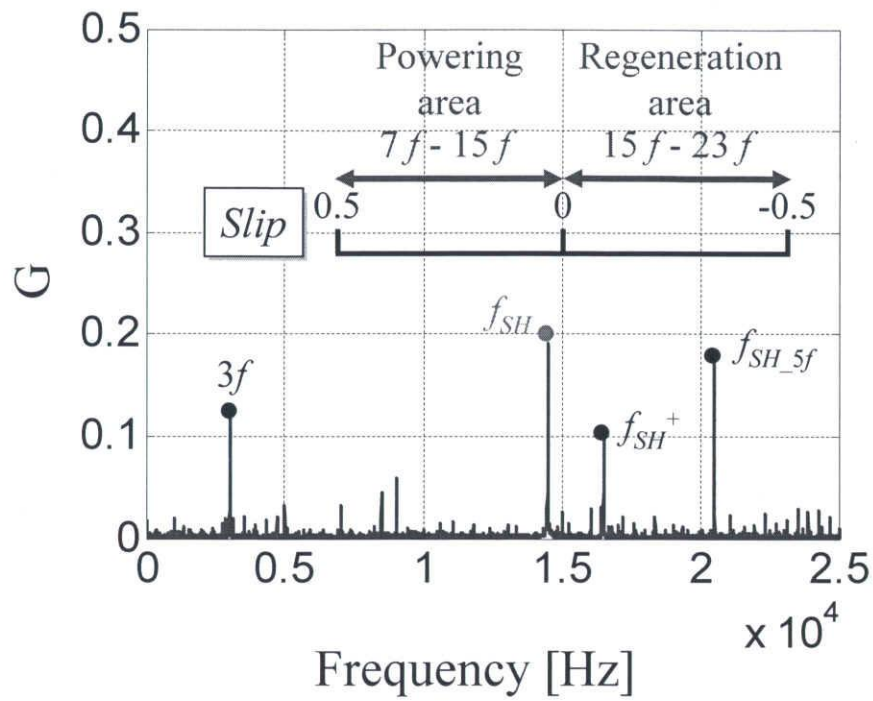


図 A.4 FFT 結果 ( $n_s=60000\text{rpm}$  一定時)

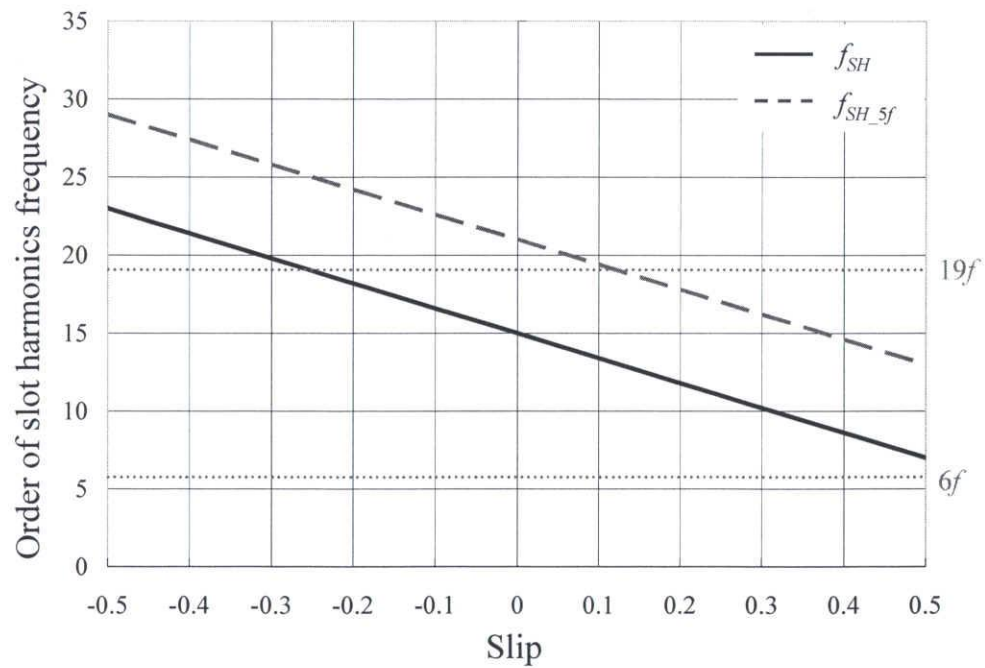


図 A.5 スロット高調波周波数の変化範囲( $-0.5 < slip < 0.5$ )

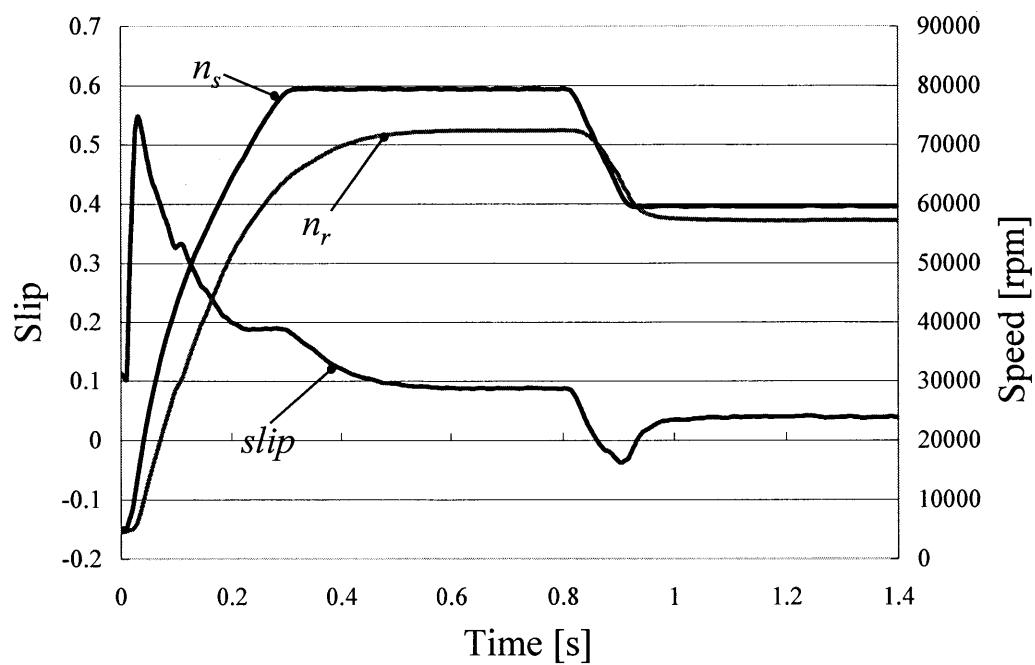


図 A.6 テストパターンとすべり

## A.4 提案する回転速度推定法のオフライン検証

以上の説明した中性点方式の提案手法の有効性をオフラインで検証する。今回は測定した実験データを計算機に取り込み、オフラインで検証を行う。図 A.7 に実験の構成図を示す。図 A.7 に示すように、A.2 章で説明したスロット高調波検出手法を用いてスロット高調波電圧  $v_{SH}$  を検出し、計算機にデータを取り込む。そして、コントローラから得られる励磁速度  $n_s$  も用いて A.4 章で説明した回転速度推定法を適用して回転速度  $n_r$  を推定し、実測値との比較を行った。なお、実験設備の性能により励磁速度  $n_s$  と実測の回転速度  $n_r$  の分解能は約 400[rpm] (最大励磁速度の約 0.5%) となっている。

今回は供試機を矩形波電圧、 $V/f$  一定制御で駆動し、励磁速度  $n_s$  を 80000[rpm] まで加速→80000[rpm] 一定→60000[rpm] まで減速→60000[rpm] 一定というテストパターン時のオフラインでの速度推定を行った。この実験結果を図 A.8 に示す。ここで、図 A.8(a) は各 FFT 演算時間内の平均値を表示している。なお実験条件及びその条件での回転速度推定法の性能を表 A.1 に示す。

図 A.8(a) 及び(b)より、加速初期時には最大で約 3500[rpm] (最大励磁速度の 4.4%) の誤差が発生しているものの、その後の駆動時には最大で約 1000[rpm] (最大励磁速度の 1.25%) 以内の誤差しか発生していないことが確認できる。式(1)からもわかるように加速初期の低速時には、スロット高調波があまり発生しないことや高速時と比べると相対的に FFT の分解能が荒くなるため、誤差が大きくなっていると考えられる。しかしながら、その後の駆動時の誤差は、実測回転速度の分解能と今回設計した提案手法の推定回転速度分解能を考慮すると妥当な誤差であると考えられる。また、FFT は周期関数を基本としている方式であるものの、過渡状態においても FFT による誤差は小さく、加速及び減速時においても十分適用可能であることが確認できた。さらに、式(9)と式(10)に示すように FFT の周波数分解能と時間分解能の間にはトレードオフの関係があるものの、今回設計したパラメータによって良好な推定精度と応答性を実現できていることが確認できる。

次に図 A.8(a)における励磁速度  $n_s$  が 80000[rpm] 一定時の A 点( $n_s=80000$ [rpm],  $n_r=72415$ [rpm],  $slip=0.095$ )の FFT 結果である図 A.8(c)より、もう一方のスロット高調波  $f_{SH}^+$  を無視すると、6f から 19f に制限した検出帯域内でスロット高調波  $f_{SH}$  が有意な精度で検出できていることが確認できる。また、A.3.3 節で設計した通り、 $f_{SH\_sf}$  を検出帯域外とできていることが確認できる。

次に図 A.8(a)におけるすべりが負に一番大きい B 点( $n_s=61420$ [rpm],  $n_r=63699$ [rpm],  $slip=-0.037$ )の FFT 結果である図 A.8(d)より、スロット高調波  $f_{SH}$  の大きさは小さくなっているものの、6f から 19f に制限した検出帯域内でスロット高調波  $f_{SH}$  が有意な精度で検出できていることが確認できる。また、磁束飽和に伴う 3 次高調波がスロット高調波  $f_{SH}$  より大きな成分

となっていることや $f_{SH\_5f}$ がスロット高調波 $f_{SH}$ に近い成分となっているものの、FFT解析に検出帯域の制限を行うことで、S/N比の低い中からでも安定してスロット高調波 $f_{SH}$ を抽出できることが確認できる。

以上より、オフライン計算により速度制御を見越した加減速運転時において良好に回転速度を推定可能であることを示し、提案手法の有効性を検証することができた。

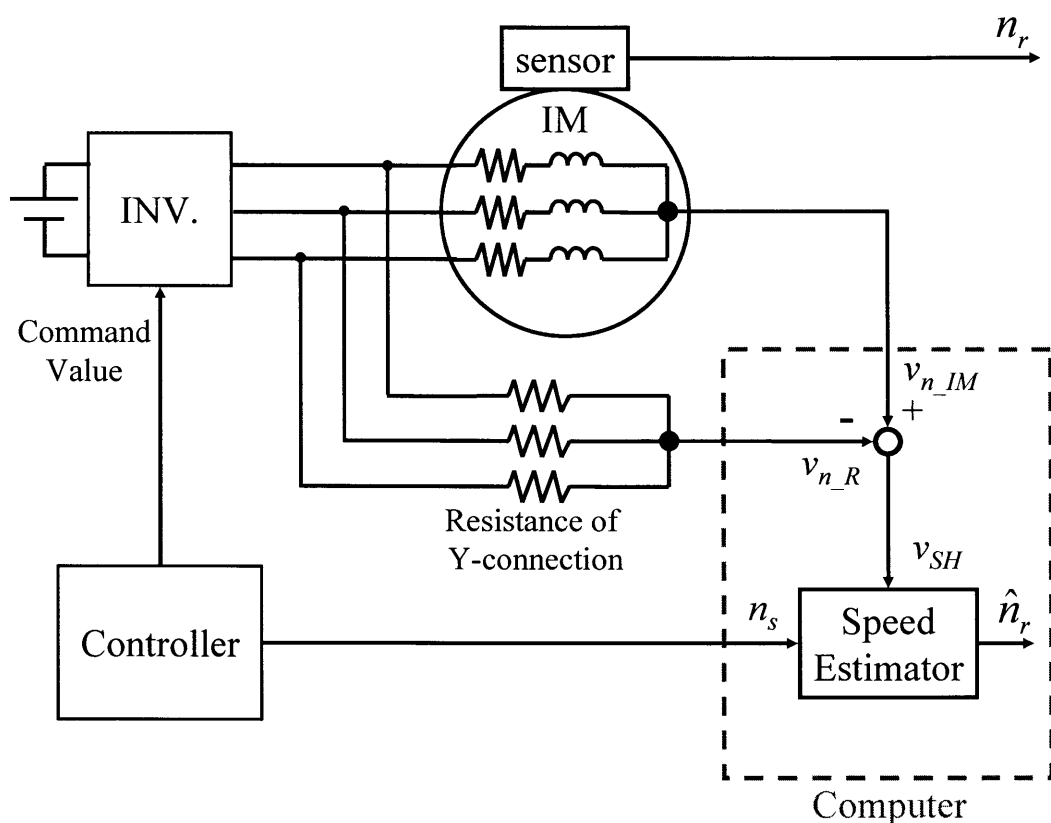
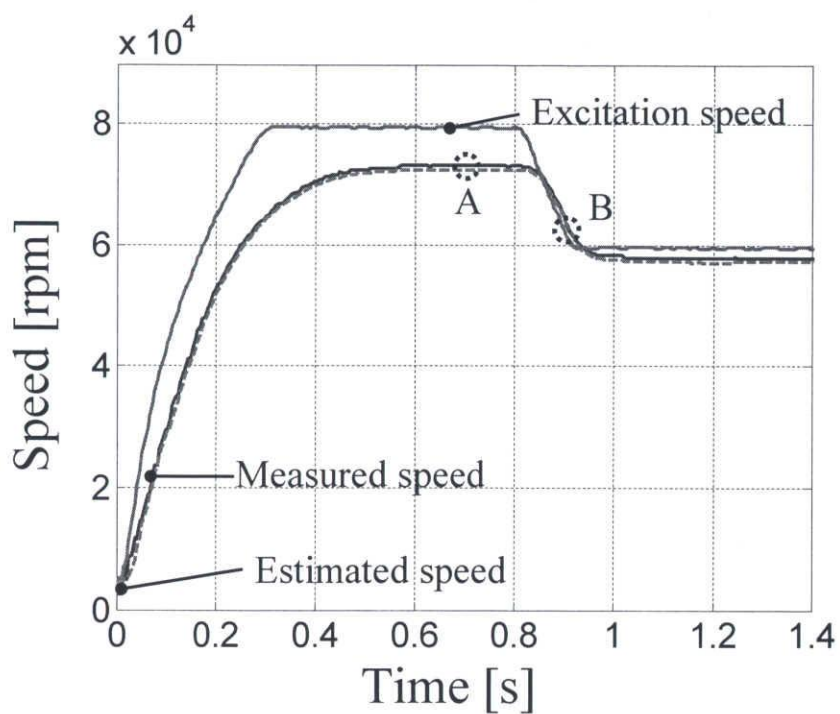


図 A.7 実験構成

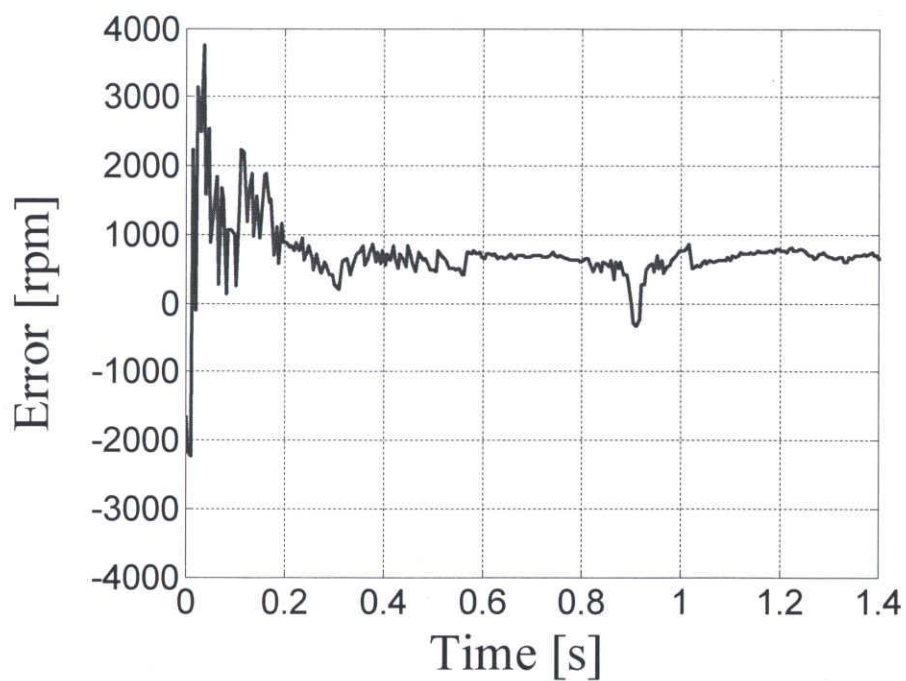
表 A.1 実験条件と提案手法の性能

Sampling frequency $f_s$	100 [kHz]
Number data for FFT $N_{fft}$	1024
Number data for overlap $N_{ol}$	512
Detection band	$6f - 19f$
Frequency resolution $\Delta f$	97.7[Hz]
Estimated speed resolution $\Delta n_r$	366[rpm]
Time resolution $\Delta t$	5.12[ms]



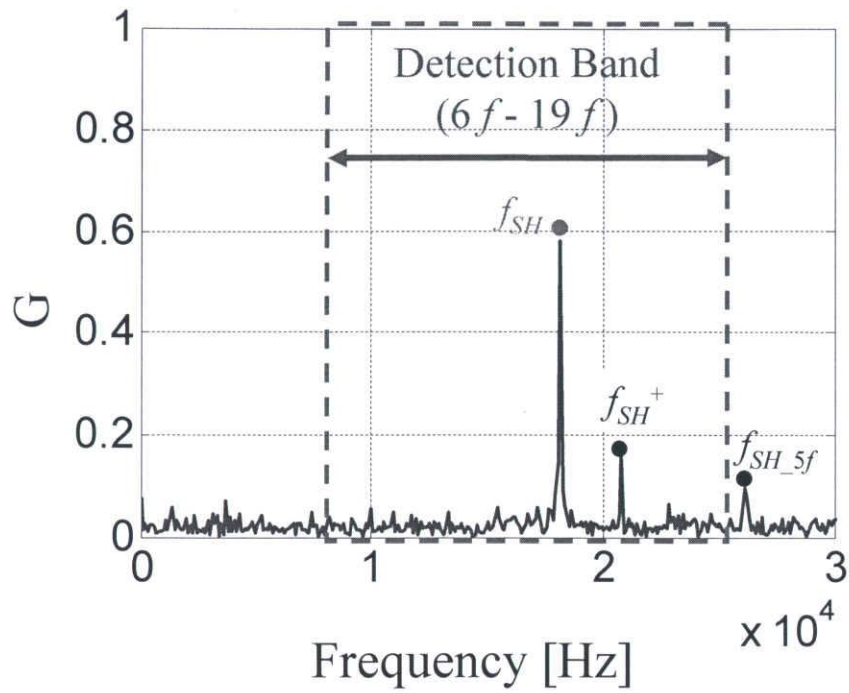


(a) 回転速度推定結果



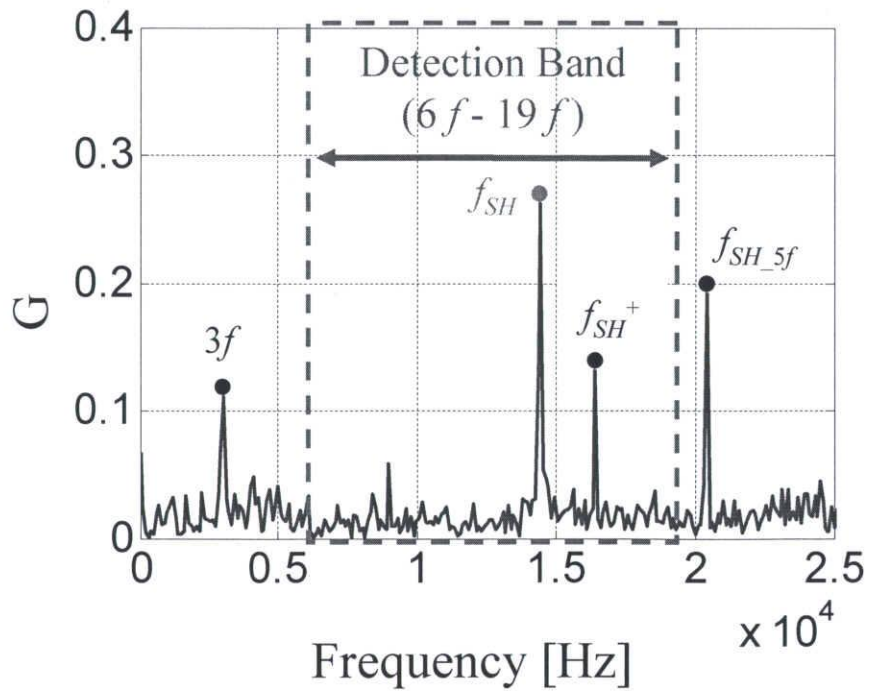
(b) 推定値と実測値の誤差

図 A.8 加減速駆動時の実験結果



(c) A 点の FFT 結果

( $t=0.701[s]$ ,  $n_s=80000[\text{rpm}]$ ,  $n_r=72415[\text{rpm}]$ ,  $\text{slip}=0.095$ )



(d) A 点の FFT 結果

( $t=0.906[s]$ ,  $n_s=61420[\text{rpm}]$ ,  $n_r=63699[\text{rpm}]$ ,  $\text{slip}=-0.037$ )

図 A.8 加減速駆動時の実験結果

## A.5 中性点方式のまとめ

本付録では超高速駆動誘導電動機のセンサレス制御のための速度推定法として、中性点電圧に現れるスロット高調波に着目した手法の検討を行った。そして、中性点電圧に現れるスロット高調波電圧  $v_{SH}$  を高い S/N 比で検出可能なスロット高調波検出手法を提案した。また、FFT とその検出帯域の制限を利用した回転速度推定手法を提案した。さらに、実機実験データを用いたオフライン検証により、速度制御を見越した始動・加速。減速運転において良好に回転速度を推定可能であることを示した。この結果より提案手法は、運転条件によっては顕著に現れる磁束飽和に伴う 3 次高調波成分や矩形波電圧駆動に伴う  $5f$  成分によって発生するスロット高調波  $f_{SH\_5f}$  などの影響を受けず、安定して回転速度の推定が可能であることを示した。また、提案手法の良好な回転速度推定精度だけではなく、FFT を利用した手法で問題となる過渡応答においても良好な結果が得られ、提案手法の有効性を検証できた。

## A.6 線電流方式と中性点方式の比較

本論文では超高速駆動誘導電動機の世界センサレスのための回転速度推定法として、線電流方式と中性点方式を提案した。両方式とも良好に回転速度を推定可能であるものの、一長一短の特徴がある。そこで本章では、現状での評価ではあるが、線電流方式と中性点方式の比較を行う。

表 A.2 に線電流方式と中性点方式の実験条件の比較表を、表 A.3 に線電流方式と中性点方式の性能比較表を示す。本論文の実験結果、表 A.2 および表 A.3 より、十分なサンプリング周波数  $f_s$  で FFT の周波数分解能  $\Delta f$  を等しくすれば、回転速度推定精度に関しては同程度の精度を実現することは可能である。しかしながら、線電流方式は高調波モデル適用の際の微分演算のためサンプリング周波数  $f_s$  を高くせざるを得ず、その結果 FFT の点数  $N_{fft}$  が増加するため、演算量の面では中性点方式の方が優れている。FFT の演算量だけをみれば、表 A.3 の条件においては、線電流方式の方が 2.2 倍の演算量が必要である。次に、汎用性の面では、一般的な IM に中性点端子はないことや超高速回転機が適用される可能性が高い小型モータには中性点端子を作ること自体が困難であるため、中性点端子が不要な線電流方式の方が優れている。次に、適用可能な運転範囲の面では、中性点方式において矩形波駆動に伴う  $5f$  成分によって発生するスロット高調波成分  $f_{SH\_5f}$  が運転状況によってはスロット高調波  $f_{SH}$  より大きな成分となる可能性があるため、現状では線電流方式の方が広い運転範囲を実現できている。

このように線電流方式と中性点方式は一長一短の特徴を持つため、適用する IM の回転子スロット数  $N_r$ 、運転回転速度範囲、すべりの範囲、許容コストなど様々な要因や今後のトレンドによって、どちらの方式が優れているかは決まると考えられる。しかしながら、近年の計算機の著しい高性能化が進んでおり、今後はさらに高性能化が進むと考えられるため、演算量のデメリットは改善されていく方向になると考えられる。一方、中性点端子の必要性や  $f_{SH\_5f}$  の問題は構造的・原理的な問題であるため、解決は困難であると考えられる ( $f_{SH\_5f}$  は対策が可能な可能性はある)。よって、将来的には線電流方式の方が多くの利点を有する可能性が高いのではないかと考えられる。

表 A.2 線電流方式と中性点方式の実験条件の比較

	Line current method	Neutral point method
Sampling frequency $f_s$	200 kHz	100 kHz
Number data for FFT $N_{fft}$	2048	1024
Number data for overlap $N_{ol}$	1024	512
Detection band	$8f - 26f$	$6f - 19f$
Slip range	-0.5~0.5	-0.1~0.5
Harmonic model	$0.3+1.06E-5s$	—————
Cutoff frequency of LPF $f_c$	100 kHz	50 kHz
Frequency resolution $\Delta f$	97.7 Hz	97.7 Hz
Estimated speed resolution $\Delta n_r$	366 rpm	366 rpm
Time resolution $\Delta t$	5.12 ms	5.12 ms

表 A.3 線電流方式と中性点方式の比較

	線電流方式	中性点方式
回転速度推定精度	同程度	同程度
演算量	劣	優
汎用性	優	劣
適用可能な運転範囲	優	劣

## 参考文献

- (1) W. L. Soong, G. B. Klima, R. A. White, J. E. Miller, "Novel high-speed induction motor for a commercial centrifugal compressor," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 36, No.3, pp. 706-713 (2000)
- (2) B-H Bae, S-K Sul, J-H Lwon, J-S Byeon, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 39, No.3, pp. 811-818 (2003)
- (3) T. Noguchi, T. Sato, T. Takahashi, H. Tanaka, H. Harie, "Control technique super high-speed rotating Machinery," Proceedings of 2005 Japan Industry Applications Society Conference, pp. I-13-I-18 (2005)  
野口季彦・佐藤忠・高橋俊雄・田中博一郎：「超高速回転機の制御技術例」，平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集，pp. I-13-I-18 (2005)
- (4) Y. Tanaka, T. Noguchi, Y. Yamashita, Y. Komatsu, S. Ibaraki, "220000 r/min, 2kW PM motor drive for turbocharger," Proceedings of 2004 Japan Industry Applications Society Conference, pp. I-155-I-160 (2004)  
高田陽介機・野口季彦・山下幸生・小松嘉美・茨木誠一：「ターボチャージャ用 220000r/min - 2kW PM モータ駆動システム」，平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集，pp. I-155-I-160 (2004)
- (5) K. Shigematsu, J. Oyama, T. Higuchi, T. Abe, Y. Ueno, "The novel approach of coupled analysis for small size ultra-high speed motor," Proceedings of 2003 Japan Industry Applications Society Conference, Vol. 3, pp. 349-352 (2003)  
重松浩一・小山純・樋口剛・阿部貴志・上野泰弘：「小型・超高速モータの磁場—回路連成解析法の構築」，平成 15 年電気学会産業応用部門大会講演論文集，3 巻，pp. 349-352
- (6) J. Oyama, T. Higuchi, T. Abe, Y. Ueno, X. Yang, K. Shigematsu "Improvement of small size ultra-high speed drive system," Proceedings of 2003 Japan Industry Applications Society

- Conference, Vol. 3, pp. 345-348 (2003)
- 小山純・樋口剛・阿部貴志・上野泰弘・楊曉華・重松浩一：「小型・超高速ドライブシステムの改善」，平成 15 年電気学会産業応用部門大会講演論文集，3 巻，pp. 345-348
- (7) T. Oono, A. Chiba “Investigation of acceleration control in high speed PM motor,” 2005 Annual Meeting Record, Vol. 5, pp. 179-178 (2006)
- 大野敏和・千葉明：「高速 PM モータにおける急加速速度制御の検討」，平成 18 年電気学会全国大会講演論文集，5 巻，pp. 179-178(2006)
- (8) 深尾正・千葉明：「超高速回転機と駆動技術」，電学論 D 解説，118 巻，2 号，pp. 145-149(1998)
- (9) 超高速ドライブ・ベアリングレス関連技術調査専門委員会：「最新 超高速ドライブ・ベアリングレス関連技術」，電気学会技術報告，第 1058 号(2006)
- (10) M. Hasegawa, H. Yamasaki, S. Doki, S. Okuma, “Realization of robust vector control system using flux observer and its performance evaluation,” T.IEE Japan, Vol. 119-D, No. 7, pp. 932-941(1999)
- 長谷川勝・山崎尚徳・道木慎二・大熊繁：「磁束オブザーバによるロバストベクトル制御系の実現とその特性評価」，電学論 D，119 巻，7 号，pp. 932-941(1999)
- (11) M. Ishida, K. Iwata, “A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, No.3, pp. 575-582 (1984)
- (12) M. Ishida, K. Iwata, “Steady-State Characteristics of a Torque and Speed Control System of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics for Slip Frequency Sising,” IEEE Trans. Power Electronics, Vol. PE-2, No.3, pp. 257-263 (1987)
- (13) 石田宗秋・岩田幸二：「回転子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御システムの過渡特性」，電学論 B，61-B46, pp. 69-76(1986)
- (14) 石田宗秋・永井裕・岩田幸二：「回転子溝高調波を利用した誘導機線間電圧からのすべり周波数検出法ーノイズ対策の一方法ー」，昭和 59 年電気学会全国大会論文集，pp. 689(1984)

- (15) A. Ferrah, K. G. Bradley, G. M. Asher, "Sensorless speed detection of inverter fed induction motors using rotor slot harmonics and fast fourier transform," PESC'92 Record, Vol. 1, pp. 279-286 (1992)
- (16) A. Ferrah, K. J. Bradley, P. J. Hogben-Laing, M. S. Woolfson, G. M. Asher, "A speed identifier for induction motor drives using real-time adaptive digital filtering," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 34, No. 1, pp. 156-162 (1998)
- (17) H. Kiyotake, K. Shinohara, T. Shimomugi, "Speed range and torque characteristics of vector control of induction motor without speed sencer utilizing slot harmonics," The Papers of Joint Technical Meeting on TER and SPC, IEE Japan, pp. 65-70, 2006  
清武博文・篠原勝次・下麥卓也：「スロット高調波による誘導電動機速度センサレスベクトル制御の速度範囲とトルク特性」, TER・SPC 合同研究会資料, pp. 65-70(2006)
- (18) M. Onaka, T. Noguchi, "Speed-sensorless induction motor drive using d-axis slot harmonics and its robust control," The Papers of Joint Technical Meeting on TER and SPC, IEE Japan, pp. 71-78, 2006  
尾中正人・野口季彦：「誘導電動機の d 軸スロット高調波に着目した速度センサレスベクトル制御とそのロバスト化」, TER・SPC 合同研究会資料, pp. 71-78(2006)
- (19) K. Nishibata, M. Ishida, S. Doki, T. Masuzawa, M. Fujitsuna, "Sensorless Control Method for Ultra High Speed Drive of Induction Machine utilizing Rotor Slot harmonics," The Papers of Joint Technical Meeting on SPC and IEA, IEE Japan, pp. 81-84, 2006 (in Japanese)  
西端幸一・石田宗秋・道木慎二・増澤高志・藤網雅己：「誘導電動機の超高速駆動のための回転子スロット高調波を利用したセンサレス制御法」, SPC・IEA 合同研究会資料, pp. 81-84(2006)
- (20) 宮入庄太：「最新電気機器学」, 丸善(1979)
- (21) 深尾正：「電気機器入門」, 実教出版(1999)



## 口頭発表

- [1] 西端幸一, 石田宗秋, 道木慎二, 増澤高志, 藤綱雅己:「誘導電動機の超高速駆動のための回転子スロット高調波を利用したセンサレス制御法」, SPC-IEA 合同研究会資料, pp. 81-84(2006)
- [2] 西端幸一, 石田宗秋, 道木慎二, 増澤高志, 藤綱雅己:「誘導電動機の世界速度センサレス超高速駆動のための線電流による回転子スロット高調波を利用した速度推定手法」, 平成 18 年電気学会産業応用部門全国大会論文集, No.1-28, pp I -259- I -262(2006)
- [3] 西端幸一, 石田宗秋, 道木慎二, 増澤高志, 藤綱雅己:「超高速誘導電動機の世界速度センサレスのための回転子スロット高調波を利用した速度推定手法の比較」, 平成 18 年電気関係学会東海支部連合大会論文集, No.O-310(2006)
- [4] 西端幸一, 石田宗秋, 道木慎二, 増澤高志, 藤綱雅己:「Speed Estimation Method utilizing Rotor Slot Harmonics Detected from Line Current for Speed Sensorless Drive of Ultra High Speed Induction Machine」, International Conference on Industrial Technology in ICIT 2006, pp.1591-1596(2006)

## 謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成に際し、終始並々ならぬご指導とご鞭撻を賜りました三重大学工学部電気電子工学科 教授 石田宗秋先生に心より御礼申し上げます。本研究全般に渡り、終始貴重なご助言ご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 道木慎二先生に心より御礼申し上げます。本研究に対し数々のご助言を賜りました三重大学工学部電気電子工学科 講師 山村直紀先生に心より御礼申し上げます。本研究に対し数々のご助言を賜りました三重大学工学部電気電子工学科 助手 残間忠直先生に心より御礼申し上げます。また、数々の御援助を賜りました三重大学工学部電気電子工学 技官 廣田栄毅氏に心より感謝致します。

本論文作成にあたり数々のご助言を賜りました三重大学工学部電気電子工学科 教授 平井淳二先生に心より御礼申し上げます。

また本研究に渡り終始貴重なご助言ご支援を賜りました株式会社デンソー 藤綱雅己氏，増澤高志氏に心より御礼申し上げます。

研究室在籍中、本研究の遂行にあたりご助力頂いた小川和俊氏，佐藤靖之氏，上村直樹氏，河合健司氏，島田有礼氏に感謝致します。また，私と同時期に研究室に在籍し共に修士学生生活を送った名倉宏紀氏，原真彦氏，福家慶造，安達渉一氏，諸岡誉士氏をはじめ，研究室の皆様には大変お世話になりました。心より感謝致します。

最後に経済的に困難にもかかわらず，大学院に進学を許可して頂いた両親に心から感謝いたします。