

博士学位論文

電圧・速度センサレス交流電動機の  
回転状態推定手法に関する研究

平成24年3月

九州工業大学大学院生命体工学研究科

井 浦 英 昭

## 目次

第1章 序論 .....	1
1.1 研究の背景と目的 .....	1
1.2 本論文の構成と各章の概要 .....	5
第2章 センサレス交流電動機のモデル化とフリーラン時の特性 .....	7
2.1 緒言 .....	7
2.2 センサレス永久磁石同期電動機のモデル化とフリーラン時の特性 .....	8
2.2.1 永久磁石同期電動機の数式モデル化 .....	8
2.2.2 埋込磁石形同期電動機の初期磁極位置の推定方法 .....	12
2.2.3 埋込磁石形同期電動機のセンサレスベクトル制御法の例 .....	15
2.2.4 永久磁石同期電動機のフリーラン時の特性 .....	21
2.3 センサレス誘導電動機のモデル化とフリーラン時の特性 .....	22
2.3.1 誘導電動機の数式モデル化 .....	22
2.3.2 誘導電動機のセンサレスベクトル制御ブロック図の例 .....	25
2.3.3 誘導電動機のフリーラン時の特性 .....	29
2.4 結言 .....	31
第3章 センサレス交流電動機の回転状態推定手法 .....	32
3.1 緒言 .....	32
3.2 センサレス交流電動機の回転状態推定手法のモードと適用条件 .....	33
3.3 センサレス永久磁石式同期電動機の回転状態推定手法 .....	35
3.3.1 零電流制御モード .....	35
3.3.2 初期磁極推定 .....	41
3.3.3 引き込み電流 .....	42
3.3.4 センサレス永久磁石同期電動機の回転状態推定手法まとめ .....	43
3.4 センサレス誘導電動機の回転状態推定手法 .....	44
3.4.1 零電流制御モード .....	44
3.4.2 直流電流印加モード .....	47

3.4.3	センサレス誘導電動機の回転状態推定手法まとめ .....	55
<b>3.5</b>	<b>提案回転状態推定手法の実機適用時における問題と対策 .....</b>	<b>56</b>
3.5.1	提案した回転状態推定手法を実機に適用した時の問題 .....	56
3.5.2	高速でフリーラン中の誘導電動機の色度誤検出問題における要因と対策 .....	57
3.5.3	二次回路時定数が大きい誘導電動機の回転方向誤検出問題の要因と対策 .....	61
3.5.4	直流電流印加モードで発生した 2 種類の課題のまとめ .....	64
<b>3.6</b>	<b>結言 .....</b>	<b>65</b>
<b>第 4 章</b>	<b>実機検証結果 .....</b>	<b>66</b>
<b>4.1</b>	<b>緒言 .....</b>	<b>66</b>
<b>4.2</b>	<b>回転状態推定手法の検証システム .....</b>	<b>67</b>
4.2.1	回転状態推定手法検証システム構成 .....	67
4.2.2	回転状態推定手法検証試験方法 .....	68
<b>4.3</b>	<b>永久磁石同期電動機における回転状態推定手法の検証結果 .....</b>	<b>69</b>
4.3.1	表面磁石形同期電動機における回転状態推定手法の検証結果 .....	69
4.3.2	埋込磁石形同期電動機における回転状態推定手法の検証結果 .....	75
4.3.3	永久磁石同期電動機における回転状態推定手法の検証結果まとめ .....	81
<b>4.4</b>	<b>誘導電動機における回転状態推定手法の検証結果 .....</b>	<b>82</b>
4.4.1	誘導電動機における回転状態推定手法の検証結果 .....	82
4.4.2	誘導電動機における回転状態推定手法の検証結果まとめ .....	98
<b>4.5</b>	<b>結言 .....</b>	<b>99</b>
<b>第 5 章</b>	<b>結論 .....</b>	<b>100</b>
	謝辞 .....	101
	参考文献 .....	102
	業績リスト .....	111

## 第1章 序論

### 1.1 研究の背景と目的

近年、速度センサや磁極位置センサを有しない交流電動機あるいは交流発電機が様々なアプリケーションに適用されてきている。その主な理由を挙げるとすると、以下のようなことが考えられる。1)速度センサや磁極位置センサは多くの電子部品で構成される為、電動機と比較して寿命が短く、振動などの要因で故障が発生し易い。2)粉塵などの悪環境下で使用すると、光学式のセンサの受光部に異物が付着し正しく速度や位置情報を取得できない。3)周囲温度が電子部品の許容できないような高温下に設置される。4)速度あるいは磁極位置センサとインバータの間の配線は、電力を供給する線と比較すると、微弱な信号を用いている為、信頼性の問題から耐ノイズ特性に優れたツイストペアケーブルなどの専用線を配線することとなり、電動機とインバータ間の配線距離が長くなった場合には、そのケーブル及び設置工事のコストが膨大となる。5)交流電動機に対して様々なセンサレス制御のアルゴリズム<sup>(1)~(85)</sup>が提案され、高速演算可能な RISC 型の MPU(Multi Processing Unit)や DSP(Digital Signal Processor)等の性能が著しく向上した。さらに ASIC(Application Specific Integrated Circuit)、FPGA(Field Programmable Gate Array)等のデジタルハードウェアデバイスの発展により SOC(System On a Chip)が実用化段階に入ったことによりセンサレス制御アルゴリズムが実現できるようになった。このように耐環境的な問題からセンサレス制御への要求が高まっており、それに応えるような制御アルゴリズムの提案とそれを実現する為の高速演算可能な IC の存在がセンサレス制御の普及を支えている。また、古くからセンサレス制御が進んでいる誘導電動機だけではなく、小型、軽量、高効率の観点から永久磁石同期電動機のセンサレス制御化も進められている。

しかしながら、停止している交流電動機をセンサレス起動することは比較的容易であるが、フリーラン状態の交流電動機の速度や回転方向が未知のまま、インバータのスイッチングを開始することは後で詳細に説明するが非常に困難なことである。ここで、インバータのスイッチングを開始して交流電動機を駆動することを再起動するという。速度センサや磁極センサがない為、交流電動機が停止しているか、回転しているかを判断することもできない。回転状態の交流電動機は、全て一度停止させてから再起動すれば、このような問題は不要となるが、実際には回転している交流電動機を停止させずに目的の速度に加減速することを求められる。その理由として、ファンや遠心分離機などの特に慣性の大きなアプリケーションでは、加減速に数分~数十分かかるものもある為、一度停止させてから再起動することになると、再起動に長時間かかる為である。交流電動機を駆動中に瞬時停電などが発生して、インバータからの電力が遮断された場合、交流電動機は直ちには停止せずに長時間にわたってフリーラン状態が継続してしまう為、複電後にフリーラン状態の交流電動機を速やかに再起動することは重要な課題である。また、慣性の大きな繊維機械

やエスカレータなどでは、できるだけ短時間で最高速運転したい為に、一度商用電源で交流電動機を起動した後に、インバータに切り替えて省エネ運転するような商用電源とインバータの切り替え運転をする。この場合にも商用電源からインバータに運転を切り替える時のフリーラン状態の交流電動機の再起動は重要な課題となる。

また、ファンやポンプなどの機械や風水力発電システムでは、風力や水力などの外力によって、交流電動機あるいは交流発電機が回転させられることがある。風向きや水流の方向によって、交流電動機あるいは交流発電機が通常回転する方向とは逆転方向に回転することもある。このような機械ではフリーラン状態で回転しているだけでなく、回転方向も不明な状態で回転している為、フリーラン状態の交流電動機の再起動には回転方向を考慮しなければならない。

更に、近年は鉄道車両駆動用の電動機の世界速度センサレス化も研究されており<sup>(86)~(104)</sup> この場合の課題の一つとして、停止あるいは上り坂等で後退した状態からのスムーズな起動あるいは惰行状態から再起動を行う為の初期速度の検出がある<sup>(101)~(104)</sup>。

一方で交流発電機においても、基本的に交流電動機と同じ手法を用いることができる為、以下フリーラン状態の交流電動機の再起動のみ論じることとする。

交流電動機がフリーラン状態であることを考慮せず停止状態としてインバータが角周波数ゼロから電圧あるいは電流を出力し始めると、交流電動機の誘起電圧によりインバータ側に過大な電流が流れ込み、電圧形インバータの主回路キャパシタの過充電により継続運転ができず、インバータを遮断しなければならない場合もある。たとえ交流電動機の周波数とインバータ角周波数が一致していたとしても、両者の位相差が大きい場合には、過電流によるインバータの保護の為に、再起動できないこともある。同様に、周波数が一致していたとしても、回転方向が異なっている場合には、逆相制動状態となり、交流電動機は急減速すると共に過電流が流れる為、再起動できない。

そこで、本研究の目的は、速度センサあるいは磁極位置センサを有しないフリーラン状態の交流電動機の回転方向及び回転速度を推定することとする。さらに、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定し、交流電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令値に追従させることとする。ここで、フリーラン状態の交流電動機の回転方向及び回転速度を推定する前提条件として、フリーラン状態の交流電動機の誘起電圧を計測する為の電圧検出回路等の新たな検出器を付加せずに、電流検出のみで回転方向及び速度を推定するものである。

フリーラン中の交流電動機の速度を推定する方法は、今までにも種々の方法が提案されている<sup>(101)~(114)</sup>。例えば、文献<sup>(101)</sup>では、鉄道車両駆動用の誘導電動機のセンサレス制御において、インバータの再起動制御のシーケンスが提案されている。このシーケンスにおいて、まず高速で回転しているか否かを判断する。低速回転と判断された場合は、車両は低速前進、後退、または停止のいずれかの状態であり、後退時にはトルク確保が必要な為、後退判定処理を有している。高速域では、電動機端子電圧と1次インピーダンスの電圧降

下から  $d$  軸成分、 $q$  軸成分の誘起電圧  $E_d$ 、 $E_q$  を演算し、 $d$  軸誘起電圧  $E_d$  が零になるようにインバータ出力周波数を調整する。低速後退時の速度も同様に  $d$  軸誘起電圧  $E_d$  が零になるようにインバータ出力周波数を調整するが、この場合には軸ずれが生じ  $q$  軸誘起電圧に偏差が現れる。すなわち  $q$  軸誘起電圧基準と  $q$  軸誘起電圧との偏差が所定値を超えると、後退と判断し、調整した出力周波数の符号を逆転させている。この方法は電動機の電氣的パラメータを含む為、温度変化やパラメータ設定精度による速度推定精度の低下などの問題がある。また、誘導電動機に残留電圧がある場合には、再起動と共にインバータは過電流状態となり再起動できないなどの課題が存在する。

文献(102)～(104)においても、文献(101)と同様、鉄道車両駆動用の誘導電動機のセンサレス制御におけるインバータの再起動制御方法が提案されている。文献(101)との違いは、再起動直後の 2 次磁束の立ち上がりを考慮した 2 次磁束誘起電圧  $E_{2d}$ 、 $E_{2q}$  を演算し、 $d$  軸 2 次磁束誘起電圧  $E_{2d}$  が零になるようにインバータ出力周波数を調整することである。これらの方法においても文献(101)同様の課題が残っている。

文献(105)、(106)には、インバータの出力電圧指令から誘導電動機の磁束軸成分及びトルク軸成分の誘起電圧を推定し、磁束軸成分誘起電圧が零になるように制御し、トルク軸誘起電圧と磁束推定値から出力角周波数を演算し、トルク成分電流から得られる滑り角周波数を減算することにより誘導電動機を速度を推定するセンサレス制御法を提案している。この制御法において誘導電動機を駆動中に、瞬時停電が起こった場合の再起動手手が検証されている。その手法は、残留電圧が減衰するのを想定して 2 秒後に、励磁電流指令のみ与え、磁束軸の角周波数を演算し、回転子速度を推定し、その後トルク電流を供給するというものである。この場合も文献(101)～(104)と同様、交流電動機の電氣的パラメータを含む為、温度変化やパラメータ設定精度により速度推定精度が異なるなどの課題があり、また、誘導電動機に残留電圧がある場合には、再起動と共にインバータに過電流状態になり再起動できないなどの課題がある。

文献(107)には、誘導電動機のインピーダンス特性を利用した自励発振による速度情報や回転方向を推定する方法が提案されている。この方法では誘導電動機に残留電圧がない場合を想定している為、残留電圧の有無が不明な状態では適用することが難しい。

文献(108)では、誘導電動機の残留磁束から初期位置や速度推定する方法が提案されている。しかし、残留磁束が消滅した後では、誘導電動機が運転状態がわからない為、再起動することが難しいという課題が残っている。

文献(109)では、誘導電動機の固定子に直流励磁を行い、共振電流から回転子周波数を得る手法が提案されているが、残留電圧がある場合にはこの手法を適用することができない。また、低速域では誘起電圧が小さくなることとインピーダンスに占める固定子抵抗の比率が高くなる為、正しく速度を推定できないという課題がある。

文献(110)では、誘導電動機と電流制御の特性を利用して誘導電動機の 1 次電圧、1 次電流から 1 次磁束を求めてから誘導電動機を速度を推定する方法が提案されている。この方

法では誘導電動機のインピーダンスに回転速度が含まれている為、回転速度に応じて特性が変わる等、速度推定制御系の設計に課題がある。

文献(112)では、微小電圧を印加した状態で最大周波数から最小周波数までスイープして、電流が最小となる周波数が誘導電動機の回転数であると推定する方法が提案されている。この方法では回転方向の推定ができず、推定された速度とスイープ完了時の速度が一致しない可能性があるなどの課題がある。

文献(113)では、PM モータの磁極位置、速度、回転方向を推定する方法として、u 相の下アームのスイッチのみをオンし、uv 相間あるいは uw 相間に電流が通流しているかどうかを調べている。uv 相間に通流している場合が正転で、uw 相間に通流している場合が逆転と判断している。この場合、具体的には u 相の下アームのスイッチをオンして通流時間を計測する。同様に、v 相の下アームのスイッチのみをオンし、通流時間を計測する。これら 2 回の電流通流時間の間隔  $\Delta t$  を計測することで、角周波数を  $(2/3)\pi/\Delta t$  で求める方法が提案されている。この方法では、電流通流時間の間隔により角周波数を演算する為、電流通流時間を計測するサンプリング時間により角周波数の演算精度が影響を受け、通流時間の変化の速い高速でフリーランしている PM モータへの適用は困難となり、磁極位置の推定精度によっては過電圧や過電流などの異常が発生する可能性がある。また、誘起電圧のある PM モータには適用できるが、残留電圧がない誘導電動機には適用できないなどの課題もある。

以上のような過去の研究背景を踏まえて、本論文では、交流電動機を速度・位置センサレス制御する為に重要な課題となるフリーラン状態の交流電動機の回転方向や回転速度を推定する回転状態推定手法について報告する。交流電動機としては、表面磁石形同期電動機、埋込磁石形同期電動機、及び誘導電動機に着目して、それぞれの交流電動機をモデル化し、フリーラン状態の特性を明確にし、更にそれぞれの交流電動機の状態に応じて最適な回転状態推定手法を提案する。

## 1.2 本論文の構成と各章の概要

本論文は以下のように 5 章で構成されている。

第 1 章は序論であり、研究の背景と論文調査により研究目的を明確にしている。

第 2 章は「センサレス交流電動機のモデル化とフリーラン時の特性」について言及している。まず、表面磁石形同期電動機及び埋込形磁石同期電動機の等価回路とその数式モデル及び制御ブロック図を示し、フリーラン状態時の特徴を表わすと共に再起動時の注意点について示す。次に、誘導電動機の等価回路とその数式モデル及び制御アルゴリズム例を示し、フリーラン状態時の特徴を表わすと共に再起動時の注意点について示す。

第 3 章は「センサレス交流電動機の回転状態推定手法」について記載している。フリーラン中の交流電動機の回転状態推定手法は、交流電動機の世界速度センサや交流電動機の端子電圧計測用の検出器を付加することなく、制御用の電流検出器のみで、交流電動機に流れる電流に基づき回転方向及び回転速度を推定する。また、推定した状態量に基づきインバータの出力角周波数や電圧指令を設定することにより、交流電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に制御する。提案する交流電動機の回転状態推定手法には、交流電動機の特性及び状態に応じた 2 種類の回転状態推定モードを有し、フリーラン中の交流電動機に対して各々のモード適用条件を検討している。次に、永久磁石同期電動機に本回転状態推定手法を適用する場合は、「零電流制御モード」にて誘起電圧から回転状態を推定する方法について示している。また、誘起電圧の検出が困難な低速回転中の電動機において、埋込磁石形同期電動機の場合には高周波重畳方式による磁極位置推定、表面磁石形同期電動機の場合には引き込み電流印加によりスムーズに再起動できることを示す。次に、誘導電動機に本回転状態推定手法を適用する場合は、「零電流制御モード」に加え誘起電圧が存在しない場合には「直流電流印加モード」により誘起電圧を発生させることで回転状態を推定する方法について示す。更に、「直流電流印加モード」を実機に適用した時に発生した 2 つの問題を取上げる。1 つ目は、工作機械用途などに用いられる高速誘導電動機に適用した場合に、電動機が高速で回転しているにも関わらず電動機角周波数が推定できなかったことである。2 つ目は、適用する誘導電動機の二次回路時定数が大きい場合に、回転方向を誤推定したことである。それぞれに対して、要因の解析と対策を提案することにより、「直流電流印加モード」の適用範囲を広げることができることを示す。

第 4 章は「実機検証結果」について述べている。まず、提案した回転状態推定手法を検証する実験システムの概要と試験に用いた埋込磁石形同期電動機、表面磁石形同期電動機、誘導電動機の特性について言及している。次に、埋込磁石形同期電動機及び表面磁石形同期電動機を停止状態、正転 50%速度、正転 100%速度、逆転 50%でフリーラン状態にして、提案した手法で回転状態を正しく推定し、指令した速度に再起動できることを検証している。次に、誘導電動機についても永久磁石同期電動機と同様な状態で、提案手法の「零電流制御モード」及び「直流電流印加モード」を用いて回転状態を正しく推定し指令した速度



に再起動できることを検証している。

第 5 章は結論であり、本研究を総括してまとめるとともに、今後の課題を示す。

## 第2章 センサレス交流電動機のモデル化とフリーラン時の特性

### 2.1 緒言

本章では、センサレス交流電動機の再起動方法を提案する為に、制御対象となる交流電動機の特性を明確に説明する。

2.2節では、永久磁石同期電動機が制御対象とし、2種類の電動機（表面磁石形同期電動機、埋込磁石形同期電動機）の等価回路及び数式モデルを示し、センサレス制御アルゴリズムの例やフリーラン状態の特性を説明する。

2.3節では、誘導電動機を制御対象として、同様の特性を説明する。

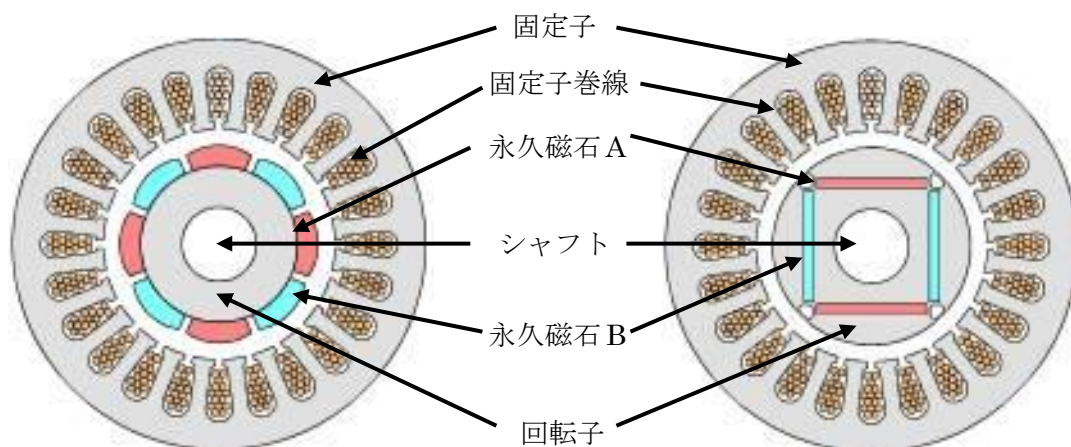
## 2.2 センサレス永久磁石同期電動機のモデル化とフリーラン時の特性

### 2.2.1 永久磁石同期電動機の数式モデル化

近年、永久磁石同期電動機は、小型・軽量・高効率という特長から、適用されるアプリケーションの範囲が急速に拡大しており、その位置センサレス化への期待も大きい。図 2-1 は永久磁石同期電動機の断面図を表したものである。固定子には、固定子巻線が配されており、三相交流が供給されると回転磁界を発生する。回転子には、N 極が固定子側を向いている永久磁石 A と S 極が固定子側を向いている永久磁石 B が交互に配置されている。永久磁石と固定子を流れる電流によって発生するトルクが回転子の中心にあるシャフトに軸トルクとして出力される。永久磁石同期電動機には回転子の構造によって、図 2-1(a)のように回転子の表面に永久磁石を分布した表面磁石形同期電動機(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor : SPMSM)と図 2-1(b)のように回転子に永久磁石を埋め込んだ埋込磁石形同期電動機(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor : IPMSM)がある。

表面磁石形同期電動機が出力するトルクは、永久磁石と電氣的に直交する成分の電流により発生する磁石トルクのみである。しかし、埋込磁石形同期電動機が出力するトルクは、磁石トルクだけでなく、回転子の内部に磁石を埋め込んだことによって、透磁率の違いから回転子の位相に応じて変化するインダクタンスの差に基づきリラクタンストルクも発生する。従って、埋込磁石形同期電動機では磁石トルクとリラクタンストルクが合成されたトルクを発生することができる。

表面磁石形同期電動機は、図 2-2 のような等価回路で表わすことができる。ここで、時間的、空間的に 120 度ずつ位相の異なる三相の固定子電圧を三相のまま取り扱うのは困難であるので、直交する  $\alpha$ 、 $\beta$  の二軸を用いて表わすことにする。本論文においては固定子電



(a)表面磁石形同期電動機

(b)埋込磁石形同期電動機

図 2-1. 同期電動機の断面図

圧の  $u$  相を  $\alpha$  軸と定義し、90 度位相を進めたところを  $\beta$  軸としている。表面磁石形同期電動機の等価回路に従って、 $\alpha$ 、 $\beta$  軸それぞれ電圧方程式を以下で表わすことができる。

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \quad (2-1)$$

$$v_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \quad (2-2)$$

ここで、 $v_\alpha$  :  $\alpha$  軸成分固定子電圧、 $v_\beta$  :  $\beta$  軸成分固定子電圧、 $i_\alpha$  :  $\alpha$  軸成分固定子電流、 $i_\beta$  :  $\beta$  軸成分固定子電流、 $e_\alpha$  :  $\alpha$  軸成分誘起電圧、 $e_\beta$  :  $\beta$  軸成分誘起電圧、 $R_s$  : 固定子抵抗、 $L_s$  : 固定子インダクタンスである。

また、 $\alpha$  軸成分誘起電圧  $e_\alpha$  及び  $\beta$  軸成分誘起電圧  $e_\beta$  は、永久磁石の磁束  $\Phi$  の  $\alpha$  軸成分  $\phi_\alpha$ 、 $\beta$  軸成分  $\phi_\beta$  の微分からそれぞれ演算でき

$$e_\alpha = \frac{d\phi_\alpha}{dt} = \frac{d}{dt} \{ \Phi \cos(\omega_r t) \} = -\omega_r \Phi \sin(\omega_r t) = -\omega_r \Phi \sin \theta_r \quad (2-3)$$

$$e_\beta = \frac{d\phi_\beta}{dt} = \frac{d}{dt} \{ \Phi \sin(\omega_r t) \} = \omega_r \Phi \cos(\omega_r t) = \omega_r \Phi \cos \theta_r \quad (2-4)$$

となる。ここで、 $\omega_r$  は回転角周波数、 $\theta_r$  は磁石の位相を示している。(2-1)、(2-2)式に(2-3)、(2-4)式を代入すると

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_r \Phi \sin \theta_r \quad (2-5)$$

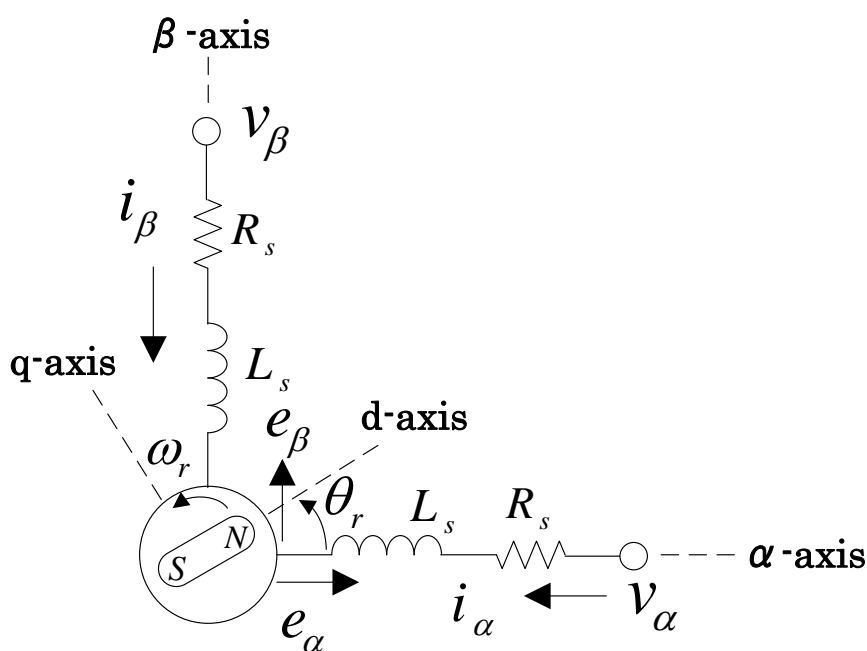


図 2-2. 表面磁石形同期電動機の  $\alpha\beta$  軸等価回路

$$v_b = R_S i_\beta + L_S \frac{di_\beta}{dt} + \omega_r \Phi \cos \theta_r \quad (2-6)$$

となる。この電圧方程式を、表面磁石形同期電動機の $\alpha\beta$ 軸モデルとする。(2-5)(2-6)式は固定子座標系で表されている為、電圧や電流を交流量で扱わなければならない。永久磁石に同期して回転する回転座標系である d-q 座標を用いれば、d、q 軸成分は直流量となり演算が容易となる。永久磁石の軸と同じ軸を d 軸とし、90 度位相を進めたところを q 軸とすると、電圧方程式は

$$v_q = R_S i_q + L_S \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_S i_d + \omega_r \Phi \quad (2-7)$$

$$v_d = R_S i_d + L_S \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_S i_q \quad (2-8)$$

となる。ここで、 $v_d$  : d 軸成分固定子電圧、 $v_q$  : q 軸成分固定子電圧、 $i_d$  : d 軸成分固定子電流、 $i_q$  : q 軸成分固定子電流である。(2-7)式では d 軸電流が流れたことにより発生する磁束が q 軸電圧に影響し、(2-8)式では q 軸電流が流れたことにより発生する磁束が d 軸電圧に影響することを意味している。

埋込磁石形同期電動機の dq 軸モデルは、図 2-3 のような等価回路で表わすことができる。埋込磁石形同期電動機の等価回路が表面磁石形同期電動機と大きく異なるのは、永久磁石の位置に応じて、インダクタンス特性が異なるということである。従って、固定子座標系で表わすよりも回転座標系で表わすことが容易である為、(2-7)、(2-8)式と同様に d-q 座標系での電圧方程式は

$$v_q = R_S i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Phi \quad (2-9)$$

$$v_d = R_S i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (2-10)$$

となる。ここで、 $L_q$  : q 軸成分インダクタンス、 $L_d$  : d 軸成分インダクタンスである。一般に、埋込磁石形同期電動機は逆突極特性を持っている為、 $L_q > L_d$  であり、インダクタンス分布は正弦波状になっており d 軸が最小で q 軸が最大になる。

次に、埋込磁石形同期電動機の入力電力 P は q 軸成分固定子電圧  $v_q$  と q 軸成分固定子電流  $i_q$  の積と d 軸成分固定子電圧  $v_d$  と d 軸成分固定子電流  $i_d$  の積とを加算することで求めることができる。(2-9)式に  $i_q$  を乗じ、(2-10)式に  $i_d$  を乗じ加算すると、

$$P = R_S i_s^2 + \omega_r \Phi i_q + \omega_r (L_d - L_q) i_d i_q + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + L_d i_d \frac{di_d}{dt} \quad (2-11)$$

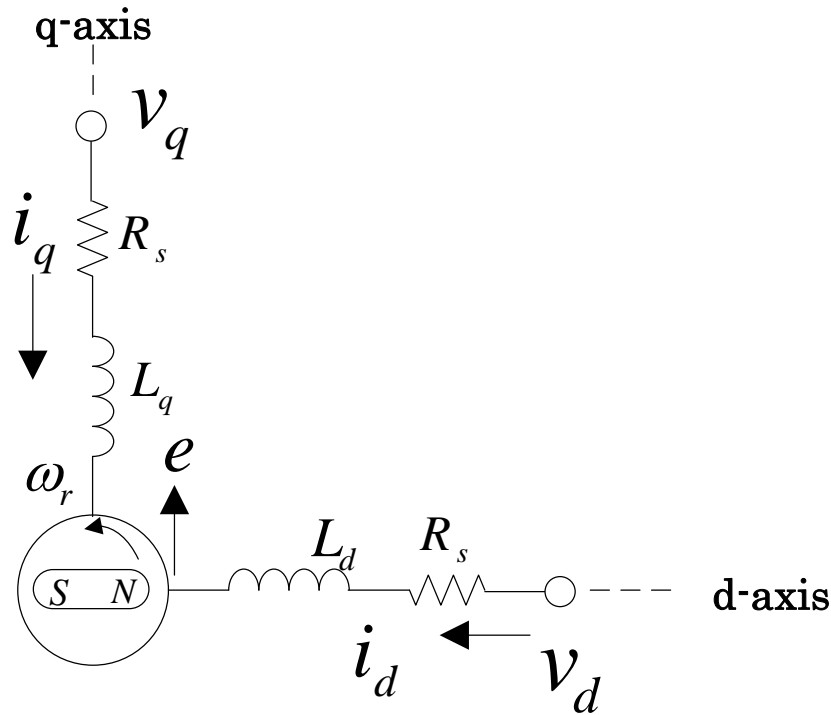


図 2-3. 埋込磁石形同期電動機の dq 軸等価回路

となる。但し、

$$i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (2-12)$$

である。(2-11)式において、右辺第 1 項は、固定子抵抗による銅損を表わし、第 2 項、第 3 項は、機械的な出力を表わし、第 4 項、第 5 項は、インダクタンス成分が磁力としてエネルギーを蓄えたり放出したりする成分となる。従って、(2-11)式において、機械的な出力となる第 2 項、第 3 項から回転数を除すれば、埋込磁石形同期電動機出力トルク  $T$  は

$$T = \Phi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2-13)$$

と演算できる。(2-13)式の第 1 項は永久磁石と直交する q 軸成分固定子電流  $i_q$  から得られるトルクである為、マグネットトルクなどと呼ばれる。第 2 項は d 軸成分インダクタンス  $L_d$  と q 軸成分インダクタンス  $L_q$  差分と d 軸成分固定子電流  $i_d$  と q 軸成分固定子電流  $i_q$  の積から得られる為、リラクタンストルクと呼ばれている。前述したように  $L_q > L_d$  の関係がある為、d 軸成分固定子電流  $i_d$  は、マイナス方向の電流を与えることにより、リラクタンストルクがプラスとなるようにしている。なお、表面磁石形同期電動機は構造的にインダクタンスの変化がない為、リラクタンストルクは発生しないので、(2-13)式の第 1 項のマグネットトルクのみである。

## 2.2.2 埋込磁石形同期電動機の初期磁極位置の推定方法

図2-2の等価回路及び(2-5)、(2-6)式から表面磁石形同期電動機は、永久磁石の位置が電圧方程式に影響する。同様に図2-3の等価回路及び(2-9)、(2-10)式から埋込磁石形同期電動機の等価回路では、永久磁石の位置が電圧方程式に影響している。従って、永久磁石同期電動機を駆動する為には、永久磁石の初期磁極位置を検出することが重要である。

ここで磁極位置センサについて言及すると、ポールセンサ、絶対値エンコーダあるいはレゾルバ等のセンサが用いられる。ポールセンサは、u、v、w相それぞれの誘起電圧に同期した信号を出力するものであり、各相の電圧が正の時に“H”レベルとなり、負の時に“L”レベルとなる信号により、電気角60度単位での位置を特定することができ、速度検出用のPG (Pulse Generator) のパルスと組み合わせて、磁極位置を詳細に得ることができるセンサである。絶対値エンコーダは、縦に複数の発光素子及び受光素子が配列されており、1回転内の絶対位置を検出することができる。絶対位置を表わす方式には、バイナリコード、グレイコード、BCDコード等がある。レゾルバは、モータシャフトと共に回転するレゾルバの回転子に1次側コイルが、そして固定子側に直交する2つの二次側コイルが配置された構成になっている。レゾルバの原理は、変圧器とほぼ同じで、一次側コイルに交流電圧を加えると2つの二次側コイルにも電圧が発生する。二次側コイルに出力される電圧の振幅は、 $\varphi$ を回転子角度とすると2つの二次側コイルはそれぞれ $\sin\varphi$ と $\cos\varphi$ となる。二次側コイルに出力される電圧の振幅から、回転子角度を検出し、磁極位置や回転子角度の差分から速度を計測することができる。

センサレス制御とは、文字通りセンサを用いずに磁極位置を推定する制御法であり、推定手法にはいくつかの方法がある。まず、埋込磁石形同期電動機のセンサレス制御手法について記載する。埋込磁石形同期電動機は、その回転子構造から永久磁石の位置に応じて、インダクタンスが変化する特性を用いて初期磁極位置を推定する方法である<sup>(81)~(85)</sup>。ここでは文献(84)、(85)で報告した方式について説明する。

図2-4は、高周波重畳法による位置・速度推定ブロック図である。埋込磁石形同期電動機を駆動する為の固定子電圧ベクトル $V_s$ に磁極位置を検出する為の高周波電圧 $V_{Sinj}$ を印加し、固定子電流ベクトル $I_s$ に含まれる $V_{Sinj}$ と同一周波数成分の高周波電流を抽出し、その電流に基づき、速度 $\hat{\omega}_r$ を推定する。永久磁石の位置 $\hat{\theta}_r$ は、 $\hat{\omega}_r$ を積分して演算する。ここで、磁極位置を検出する為に重畳する高周波電圧 $V_{Sinj}$ であるが、埋込磁石形同期電動機を駆動する固定子電圧ベクトル $V_s$ の周波数に近い場合には、トルクリップル等の悪影響を与える為、キャリア周波数に近い周波数が選定されている。重畳する高周波電圧 $V_{Sinj}$ の周波数が高すぎる場合には、固定子電流ベクトル $I_s$ から得られる重畳した電圧と同じ周波数成分の電流が小さくなることとなり、両者のトレードオフを考えて重畳周波数は設定される。

次に、固定子電流ベクトル $I_s$ から位置・速度を推定する原理について、図2-5を用いて説明する。埋込磁石形同期電動機の永久磁石の位相が不明の為、仮想永久磁石軸を制御基

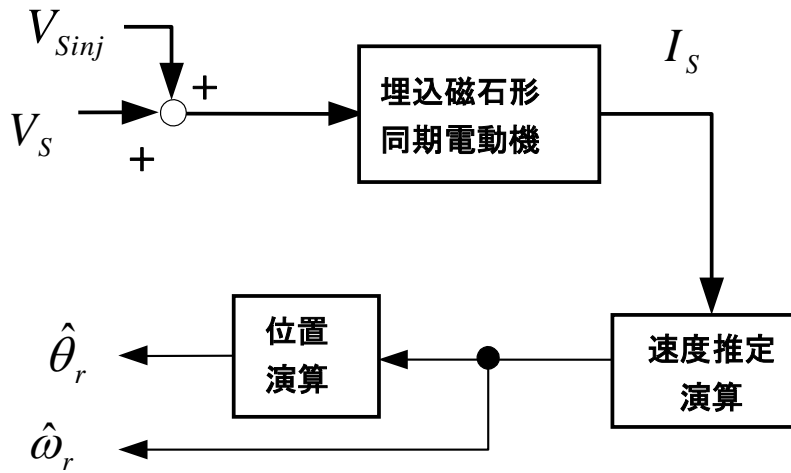


図 2-4. 高周波重畳法による位置速度推定ブロック図

準軸  $\gamma$  及び、 $\gamma$  軸より 90 度位相を進めた軸を  $\delta$  軸として、高周波電圧  $V_{Sinj}$  を  $\gamma$  軸上に印加する。高周波電圧を重畳したことによる高周波電圧と同一周波数に現れるインダクタンスは図 2-5 のように楕円軌跡を描く。この楕円軌跡は埋込磁石形同期電動機の回転子に埋め込まれた磁石位置による磁気抵抗の違いで発生する。永久磁石軸に定義された  $d$  軸では、磁気抵抗が最大となる為、インダクタンスは最小となる。一方、 $d$  軸と直交する  $q$  軸ではインダクタンスは最大となる。ここで、 $\gamma$  軸を中心に 45 度遅れた位置に  $d_m$  軸、45 度進んだ位置に  $q_m$  軸という高周波電流観測軸を定義して、検出された固定子電流ベクトル  $I_S$  の重畳した高周波電圧と同一周波数の電流の振幅値  $I_{dm}$  及び  $I_{qm}$  を観測する。高周波電圧を重畳する制御基準軸  $\gamma$  が永久磁石基準軸  $d$  軸に一致していれば、インピーダンスが同じになる為、高周波電流観測軸  $d_m$  軸及び  $q_m$  軸上での電流  $I_{dm}$  及び  $I_{qm}$  が一致するはずである。しかしながら、図 2-5 の実線丸印のように、制御基準軸  $\gamma$  と永久磁石基準軸  $d$  軸が一致せず、 $\Delta\theta$  だけ進んでいる場合には、

$$I_{qm} - I_{dm} > 0 \quad (2-14)$$

となり、逆に  $\Delta\theta$  だけ遅れている場合には、

$$I_{qm} - I_{dm} < 0 \quad (2-15)$$

となる。従って、図 2-5 中の破線丸印の位置のように  $I_{dm}$  と  $I_{qm}$  が一致するように、位置・速度を適応的に推定することで、制御基準軸  $\gamma$  を永久磁石基準軸  $d$  軸に一致させることができ、結果として  $\Delta\theta$  はゼロとなる。すなわち、推定された磁極位置及び速度を実機に等しくすることができる。但し、高周波重畳法では、高周波電流によって発生するトルクリプル、高周波電流に起因して永久磁石表面に流れる渦電流による永久磁石温度上昇に伴う不



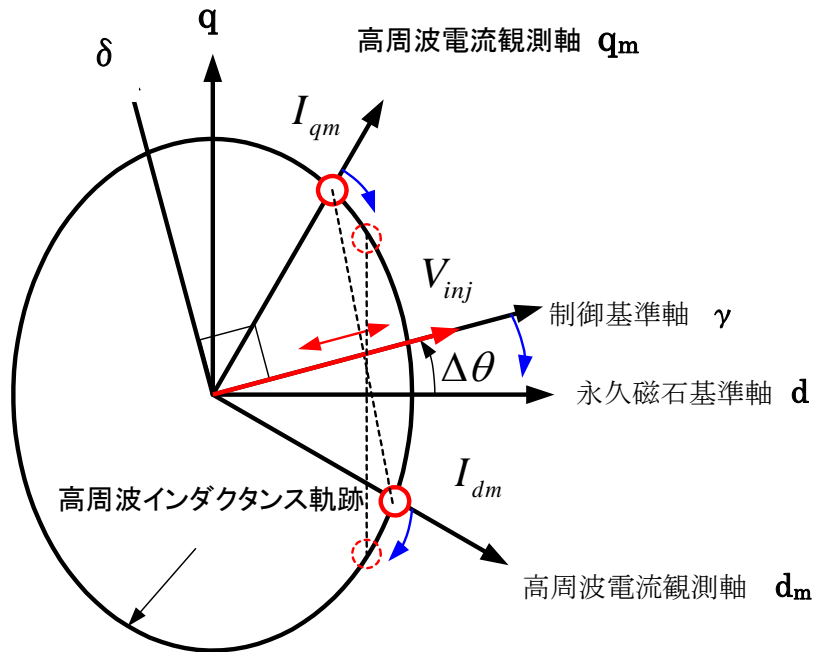


図 2-5. 高周波重畳法の原理図

可逆減磁、可聴ノイズの発生、駆動周波数が高周波電圧の周波数近傍になると推定精度が低下するといった課題がある為、適用には注意が必要である。

また、表面磁石形同期電動機は、埋込磁石形同期電動機のように永久磁石の位置に応じて、インダクタンスが変化するような特性を持たない。しかし、高周波電圧を印加することによって、固定子の一部の磁気飽和特性から微小ではあるが、インダクタンスの差が発生する表面磁石形同期電動機もある。このような表面磁石形同期電動機は同様に初期磁極位置推定が可能である。しかしながら、一般的には、表面磁石形同期電動機はインピーダンスの磁極位置依存性を持たないので、予め設定された大きさの固定子電流または時間経過とともに予め設定された大きさになる固定子電流を零周波数の状態から少しずつ加速しながら、任意の位置にある磁極を引き込んで加速させるような始動方法が用いられる。

### 2.2.3 埋込磁石形同期電動機のセンサレスベクトル制御法の例

永久磁石同期電動機のセンサレス制御については、状態オブザーバや外乱オブザーバを用いたベクトル制御やV/f制御方式などが提案されている(47)~(85)。低速域では、2.2.2項で説明したような高周波重畳等による磁極位置依存性を用いた磁極推定をベースにした制御が行われるが、誘起電圧が定格電圧の5~20%になった場合には、モードを切り替えて誘起電圧をベースにした制御方式に切り替える報告も多い。ここでは(84)(85)で報告したハイブリッド方式センサレス制御について説明する。

ハイブリッド方式センサレス制御は2.2.2項で説明した高周波重畳法と誘起電圧法によるセンサレス制御を組み合わせた方式である。ハイブリッド方式センサレス制御の説明をする前に、誘起電圧法の説明を行う。図2-6は、誘起電圧法による位置・速度推定のブロック図である。図中の数式モデルは、図2-3の等価回路及び(2-9)、(2-10)式の電圧方程式に基づき演算されるもので、固定子電圧ベクトル $v_s$ を入力とし、固定子電流ベクトル推定値 $\hat{i}_s$ を出力するものである。数式モデルの内部状態変数に、誘起電圧ベクトル推定値 $\hat{e}$ を定義しており、固定子電流ベクトル推定値 $\hat{i}_s$ と検出された固定子電流ベクトル $i_s$ との偏差にゲインLを乗算し、数式モデルの入力を修正することで、誘起電圧ベクトル推定値 $\hat{e}$ が推定される。この誘起電圧ベクトル推定値 $\hat{e}$ を制御基準軸 $\gamma$ - $\delta$ 座標系で表すと

$$\hat{e} = \begin{bmatrix} \hat{e}_\gamma \\ \hat{e}_\delta \end{bmatrix} = |\hat{e}| \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

となる。(2-16)式中の $\Delta\theta$ は、永久磁石基準軸d軸と制御基準軸 $\gamma$ 軸との偏差角である。

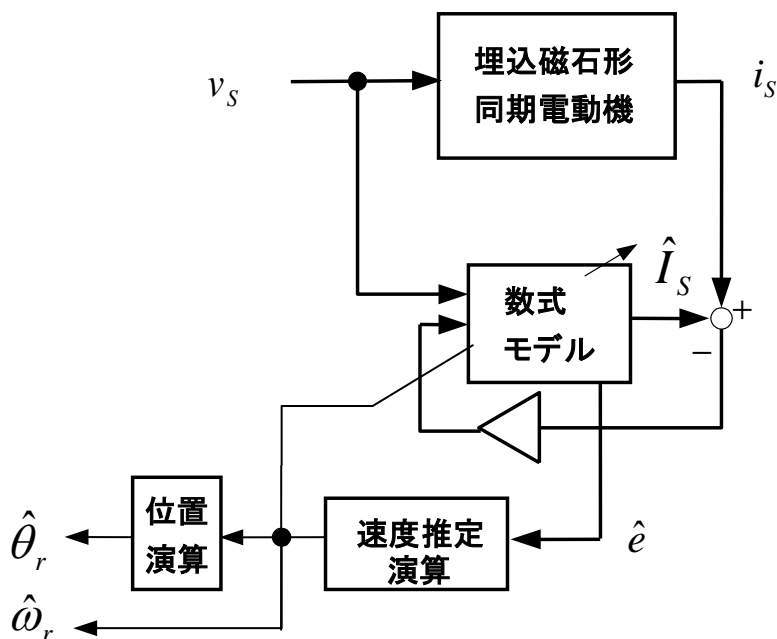


図 2-6. 誘起電圧法による位置・速度推定ブロック図

誘起電圧ベクトル推定値  $\hat{e}$  の  $\gamma$ 、 $\delta$  成分はそれぞれ、

$$\hat{e}_\delta = v_\delta - R_s \hat{i}_\delta + L_q \frac{d\hat{i}_\delta}{dt} + \omega_r L_d \hat{i}_\gamma + L(i_\delta - \hat{i}_\delta) \quad (2-17)$$

$$\hat{e}_\gamma = v_\gamma - R_s \hat{i}_\gamma + L_q \frac{d\hat{i}_\gamma}{dt} + \omega_r L_d \hat{i}_\delta + L(i_\gamma - \hat{i}_\gamma) \quad (2-18)$$

で演算される。ここで、 $v_\gamma$  :  $\gamma$  軸成分固定子電圧、 $v_\delta$  :  $\delta$  軸成分固定子電圧、 $\hat{i}_\gamma$  :  $\gamma$  軸成分固定子電流推定値、 $\hat{i}_\delta$  :  $\delta$  軸成分固定子電流推定値、 $i_\gamma$  :  $\gamma$  軸成分固定子電流、 $i_\delta$  :  $\delta$  軸成分固定子電流、 $\hat{e}_\gamma$  :  $\gamma$  軸成分誘起電圧推定値、 $\hat{e}_\delta$  :  $\delta$  軸成分誘起電圧である。(2-18)式より  $\gamma$  軸成分誘起電圧推定値  $\hat{e}_\gamma$  が零になるように、 $\Delta\theta$  を演算し、位置・速度を適応的に推定している。なお、角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  は、数式モデルのパラメータとして必要となるので、逐次更新設定するようにしている。誘起電圧法の説明の中で埋込磁石形同期電動機である図 2-3 の等価回路及び(2-9)、(2-10)式の電圧方程式に基づき演算することを説明したが、d 軸成分インダクタンス  $L_d$  と q 軸成分インダクタンス  $L_q$  を固定子インダクタンス  $L_s$  として演算すれば、表面磁石形同期電動機である図 2-2 の等価回路及び(2-7)、(2-8)式の電圧方程式に基づき演算したのと等価となることから、表面磁石形同期電動機にも適用することができる。

しかしながら、誘起電圧法には、誘起電圧が十分に高い中高速領域では十分な推定精度を得られるが、S/N 比が低下する低速領域では推定精度が低下するという課題がある。また、2.2.2 項の高周波重畳法にも、高周波電流によって発生するトルクリプル、高周波電流に起因して永久磁石表面に流れる渦電流による永久磁石温度上昇に伴う不可逆減磁、可聴ノイズが発生する、駆動周波数が高周波電圧の周波数に近づくと推定精度が低下する等という課題がある。これら課題を克服する為には、速度領域に応じて手法を切替えればよいことが容易に考えられる。しかしながら推定された位置・速度を単に切替えるだけでは、モータのトルクや電流に切替えシームを生じさせることになる。この切替えシームを発生させないように二つの手法を組み合わせたものをハイブリッド方式センサレス制御としている。図 2-7 は、ハイブリッド方式による位置・速度推定のブロック図である。主たる位置・速度推定方法は、図 2-6 の誘起電圧法と同じであり、角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  と磁極位置推定値  $\hat{\theta}_r$  は常に誘起電圧法で演算される。しかしながら、数式モデルのパラメータに用いる角周波数については、角周波数の領域に応じて二つの手法による推定値を切替えるようにしているところが特長である。すなわち、低速領域では高周波重畳法による速度推定値  $\hat{\omega}_{r,H}$  を用い、中高速領域では誘起電圧法で演算される誘起電圧ベクトル推定値  $\hat{e}$  の振幅を誘起電圧係数で除した角周波数推定値  $\hat{\omega}_{r,e}$  を用いている。その角周波数推定値の切り替えは、図 2-8 で示す重み関数  $G_1$  と  $G_2$  を用いてスムーズに切替えられるようにしている。ここで、 $\omega_{c1}$ 、 $\omega_{c2}$  は、角周波数切替えレベル 1、2 であり、永久磁石同期電動機の定格角周波数のおおよそ 10%、

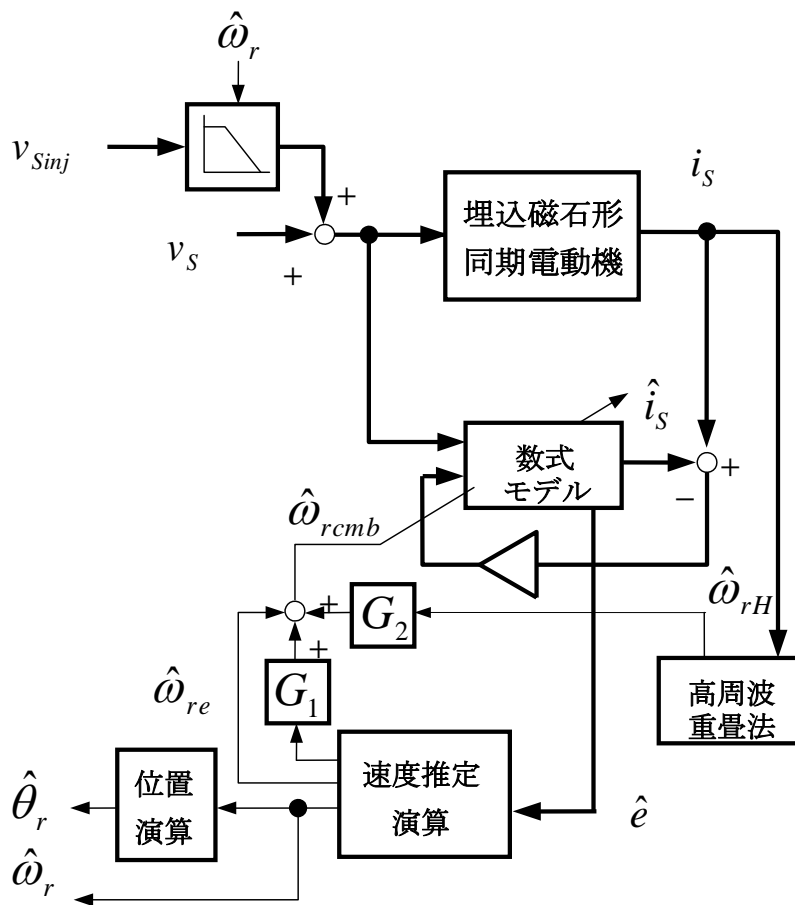


図 2-7. ハイブリッド方式による位置・速度推定ブロック図

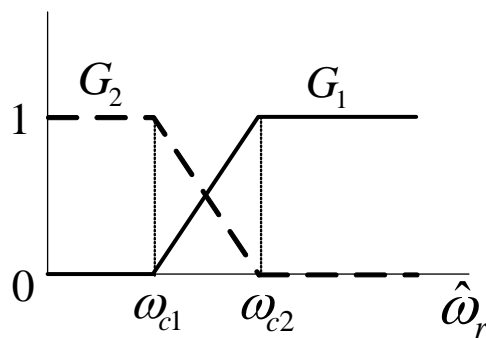


図 2-8. 重み関数

20%に設定される。重み関数による角周波数推定値切り替え方法を用いることで、二つの角周波数推定値の切り替えのショックやチャタリングを防止する効果もある。

また、高周波重畳法による速度推定の為に重畳する高周波電圧は、重み関数  $G_2$  に基づき速度増加とともに、その振幅を低減するようにしている。

次に、ハイブリッド方式センサレス制御の3つの特長を示す。1)位置・速度の推定応答が全速度領域で同一となる。2)主たる位置・速度推定の切替えがなくシームレスである。3)高周波重畳信号印加時のトルクリプルが低減する。これら特長は、ハイブリッド化による相乗効果によるものである。ハイブリッド方式では、高周波重畳法で推定される速度を数式モデルのパラメータとして使用しており、実際のフィードバック制御には数式モデルと誘起電圧法に基づいて推定演算された位置及び速度を用いている。この際、数式モデルは高周波を遮断するフィルタの機能を備えており、この相乗効果を得ることができるからである。図2-9は高周波重畳法(a)とハイブリッド方式(b)で零速制御した時のトルク指令と実速度を示す。ハイブリッド方式を用いた方が高周波重畳法に比べて、トルク指令値および速度のリプルが3分の1以下に低減できている。また、可聴ノイズについては、印加する高周波信号そのものの音は残るが、制御によって増幅することがない為、結果的に高周波重畳法よりも低減することができる。

図2-10は、埋込磁石形同期電動機のセンサレスベクトル制御のブロック図例である。角周波数指令 $\omega_r^*$ と電流検出値に基づき推定される電動機角周波数推定値 $\hat{\omega}_r$ が一致するように、インバータの出力電圧指令の振幅と位相を演算し、PWM(Pluse Width Modulation)制御により、埋込磁石形同期電動機に電圧を供給することで、埋込磁石形同期電動機を角周波数指令通りに制御する。

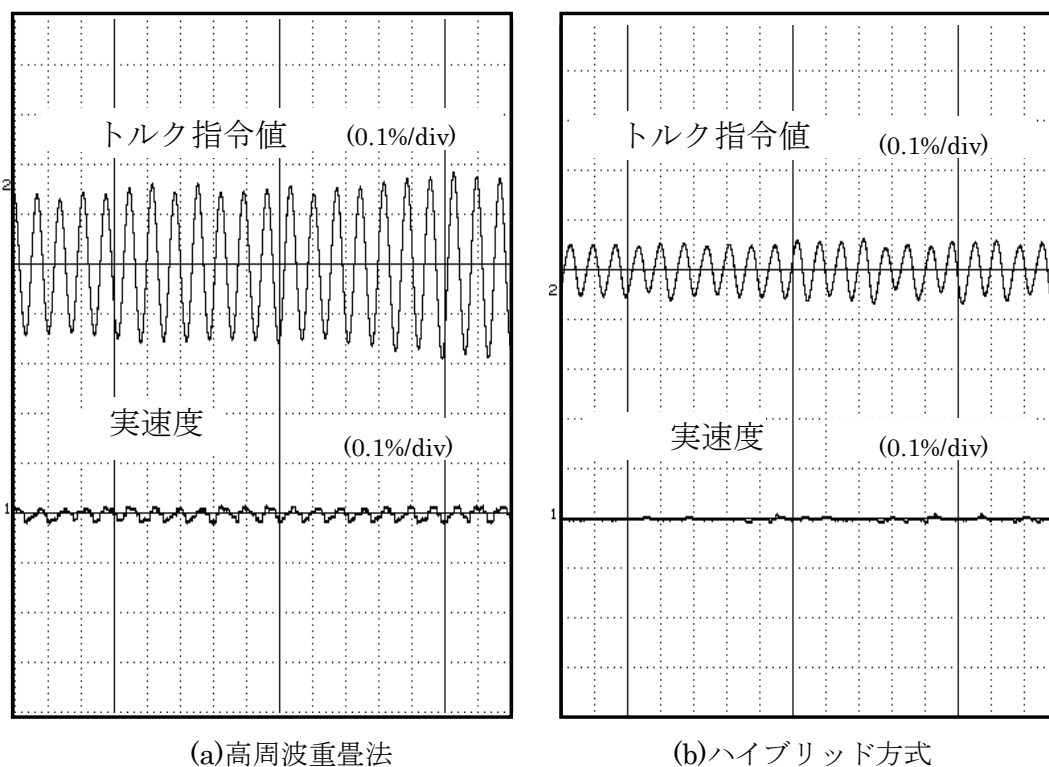


図2-9. 零速制御時のトルク指令及び実速度波形

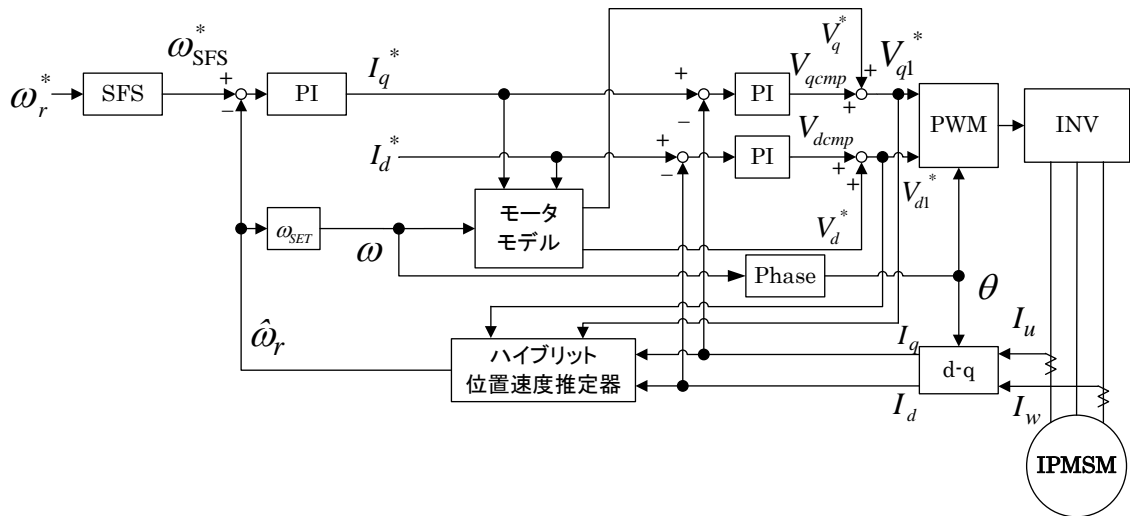


図 2-10. 埋込磁石形同期電動機のセンサレスベクトル制御のブロック図例

ソフトスタータ(SFS)は、角周波数指令  $\omega_r^*$  が入力されると、機械が要求する加減速レートで 0 から角周波数指令  $\omega_r^*$  まで変化させた SFS 後の角周波数指令  $\omega_{SFS}^*$  を演算する。

埋込磁石形同期電動機に流れる電流は、三相平衡を仮定し、u、w 相電流  $I_u$ 、 $I_w$  を検出している。u、w 相電流  $I_u$ 、 $I_w$  は、永久磁石の位相  $\hat{\theta}$  に基づき、d-q 座標上の励磁電流検出値  $I_d$  とトルク電流検出値  $I_q$  に分離される。

ハイブリッド位置速度推定器は、図 2-7 に基づいて、電動機角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  を推定する。

速度制御器は、SFS 後の角周波数指令  $\omega_{SFS}^*$  と電動機角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  が一致するように、PI 制御でトルク電流指令値  $I_q^*$  を生成する。

出力角周波数設定器  $\omega_{SET}$  は、角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  を出力角周波数  $\omega$  に設定する。

位相演算器 Phase は、演算される出力角周波数  $\omega$  を積分することにより、永久磁石の位相  $\theta$  を演算する。

励磁電流指令値  $I_d^*$  は、リラクタンストルクを使用する場合などに設定する。表面磁石形同期電動機を駆動する場合には、磁極を引き込む為に電動機の定格電流の 30~100%を設定する。

モータモデルでは、q 軸電圧指令値  $V_q^*$  と d 軸電圧指令値  $V_d^*$ 、励磁電流指令値  $I_d^*$ 、トルク電流指令値  $I_q^*$  を(2-9)、(2-10)式の電圧方程式に代入して

$$V_q^* = R_s I_q^* + \omega L_d I_d^* + \omega_r \Phi \quad (2-19)$$

$$V_d^* = R_s I_d^* - \omega L_q I_q^* \quad (2-20)$$

と演算する。但し、(2-9)式の第 2 項及び(2-10)式の第 2 項は、励磁電流指令値  $I_d^*$  及びトルク

ク電流指令値  $I_q^*$  を一定値とする為、0 とする。

トルク電流制御器は、トルク電流指令値  $I_q^*$  とトルク電流検出値  $I_q$  とが一致するように PI 制御により q 軸電圧指令値  $V_q^*$  を補正する q 軸電圧補正值  $V_{qcmp}$  を出力する。

同様に、励磁電流制御器は、励磁電流指令値  $I_d^*$  と励磁電流検出値  $I_d$  とが一致するように PI 制御により d 軸電圧指令値  $V_d^*$  を補正する d 軸電圧補正值  $V_{dcmp}$  を出力する。

q 軸電圧指令値  $V_{q1}^*$  は、q 軸電圧指令値  $V_q^*$  と q 軸電圧補正值  $V_{qcmp}$  から

$$V_{q1}^* = V_q^* + V_{qcmp} \quad (2-21)$$

と演算する。

同様に、d 軸電圧指令値  $V_{d1}^*$  は、d 軸電圧指令値  $V_d^*$  と d 軸電圧補正值  $V_{dcmp}$  から

$$V_{d1}^* = V_d^* + V_{dcmp} \quad (2-22)$$

と演算する。

固定子電圧指令の振幅  $V_s^*$  及びその位相  $\theta_s$  は

$$V_s^* = \sqrt{V_{d1}^{*2} + V_{q1}^{*2}} \quad (2-23)$$

$$\theta_s = \theta + \tan^{-1} \frac{V_{q1}^*}{V_{d1}^*} \quad (2-24)$$

で演算する。この(2-23)、(2-24)式に基づき、各三相の電圧指令を演算して、信号波として搬送波(キャリア信号)との比較した PWM 出力でインバータのパワー素子を駆動するか、空間ベクトル上でタイマの設定をして、インバータのパワー素子を駆動する。

#### 2.2.4 永久磁石同期電動機のフリーラン時の特性

表面磁石形同期電動機がフリーラン状態の挙動について考えると、図 2-2 の等価回路及び (2-7)(2-8)式において、 $i_d = 0$  ,  $i_q = 0$  とすると、

$$v_q = \omega_r \Phi \quad (2-25)$$

$$v_d = 0 \quad (2-26)$$

となる。

埋込磁石形同期電動機のフリーラン状態の挙動についても同様に、図 2-3 の等価回路及び (2-9)、(2-10)式において、 $i_d = 0$  ,  $i_q = 0$  とすると、(2-25)、(2-26)式が得られる。

(2-25)、(2-26)式は永久磁石と同期して回転する d-q 座標軸上で考えている為、直流で表されているが、固定子座標系で表わすと固定子電圧  $v_\alpha$ 、 $v_\beta$  には永久磁石が回転することにより発生する誘起電圧が表れる。従って、固定子電圧を検出することができれば、フリーラン状態の永久磁石同期電動機の色度や磁極位置を推定することができる。従来はインバータに永久磁石同期電動機の 2 相分の線間電圧を測定可能なセンサを内蔵して、そのセンサ出力の位相より回転方向を判断し、線間電圧の周期を測定することにより周波数を検出していた。また、再起動時には磁極位置が重要であることから、線間電圧のゼロクロスポイントを検出し、位相の初期化を行っていた。

本研究では、このような誘起電圧を計測する検出器を付加せずに、交流電動機の制御用の電流検出のみで回転方向及び回転速度を推定することを目的としている為、誘起電圧を電流検出から推定しなければならない。



## 2.3 センサレス誘導電動機のモデル化とフリーラン時の特性

### 2.3.1 誘導電動機の数式モデル化

誘導電動機は、商用電源駆動可能な電動機である為、従来から速度指令に応じて出力電圧を決定する  $V/f$  制御によりセンサレス駆動が実現されてきた。また、誘導電動機に PG(Pulse Generator)を付けることにより検出した速度とすべり周波数指令から磁極位置を推定し、固定子電流の励磁電流成分とトルク成分電流に分離して、それぞれを独立に制御するベクトル制御が実現されている。ベクトル制御は誘導電動機を直流電動機のように界磁とトルクを独立に制御できるようになる為、紙やフィルム等の巻き取り機、巻き戻し機等の極低速から定出力領域まで広範囲の速度領域でトルクを直接制御しなければならない機械に適用されている。しかし、PGは振動などの要因による故障、粉塵などの劣悪環境下での使用困難、PGケーブル設置に関するコスト等の課題がある為、センサレスベクトル制御が研究、開発されてきた。誘導電動機のセンサレスベクトル制御方式については、種々報告<sup>(1)~(46)</sup>されており、更なる制御性能の向上が期待されている。まず、誘導電動機の特長について説明する。

誘導電動機は、固定子から入力された三相によって作られる回転磁界に対して、すべりを発生することにより、トルクを発生する原理の電動機である。図 2-11 は誘導電動機の断面図であり、固定子側は永久磁石同期電動機と同じであるが、回転子側は異なり、回転子巻線あるいはカゴ状の回転子二次導体で構成されている。詳細に原理を説明すると、固定子側の回転磁界による磁束の変化で、その変化を打ち消すような電圧が回転子側の巻線や回転子二次導体に発生する。回転子側の巻線は三相短絡されており、回転子二次導体はカゴ状に短絡された構造となっている為、短絡電流が流れることになる。この短絡電流により二次磁束が発生する。この二次磁束を打ち消すように固定子電流が変化する。この回転磁界とこの固定子電流の作用によりトルクが発生し、回転子は回転する。誘導電動機は無

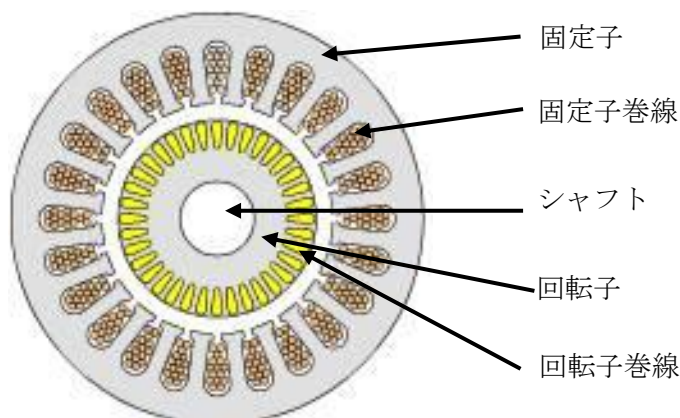


図 2-11. 誘導電動機の断面図

負荷時には、回転磁界と回転子が同じ速度で回転し、すべりが零の状態となる。すべりが零の時には、回転子側に磁束を作る為の電流である励磁電流のみが流れている。負荷が大きくなるに従って、回転磁界の速度に比べて、回転子の速度は低下する。つまり、負荷が大きくなるとすべりが大きくなり、回転子に流れる電流も増加する。誘導電動機のすべりに対するトルク、電流、出力、効率、力率の関係は図 2-12 のようになる<sup>(115)</sup>。すなわち、誘導電動機はすべることによりトルクを発生する電動機である。誘導電動機は固定子側から入力される電力を回転子側が受け取り、回転子がすべることにより機械的出力に変換するという特性を考えると、この電気的特徴から誘導電動機は、等価回路的には、変圧器と同様に考えることができる。その等価回路についても種々提案されている<sup>(115)</sup>。本研究では、図 2-13 のような T-I 型の一相分等価回路を用いて表わすこととする。この等価回路から次のような電圧方程式を得ることができる。

$$v_S = R_S i_S + \sigma L_S \frac{di_S}{dt} + \frac{R_R}{s} i_R \quad (2-27)$$

$$0 = M \frac{di_M}{dt} - \frac{R_R}{s} i_R \quad (2-28)$$

ここで、 $v_S$  : 固定子電圧、 $i_S$  : 固定子電流、 $i_M$  : 励磁電流、 $i_R$  : 回転子電流、 $R_S$  : 固定子抵抗、 $\sigma L_S$  : 漏れインダクタンス、 $M$  : 相互インダクタンス、 $R_R$  : 回転子抵抗、 $s$  : すべり、 $e$  : 誘起電圧とする。また、等価回路からも明らかなように、励磁電流  $i_M$  と回転子電流  $i_R$  は電氣的に直交する成分であり、固定子電流  $i_S$  を下記のように定義できる。

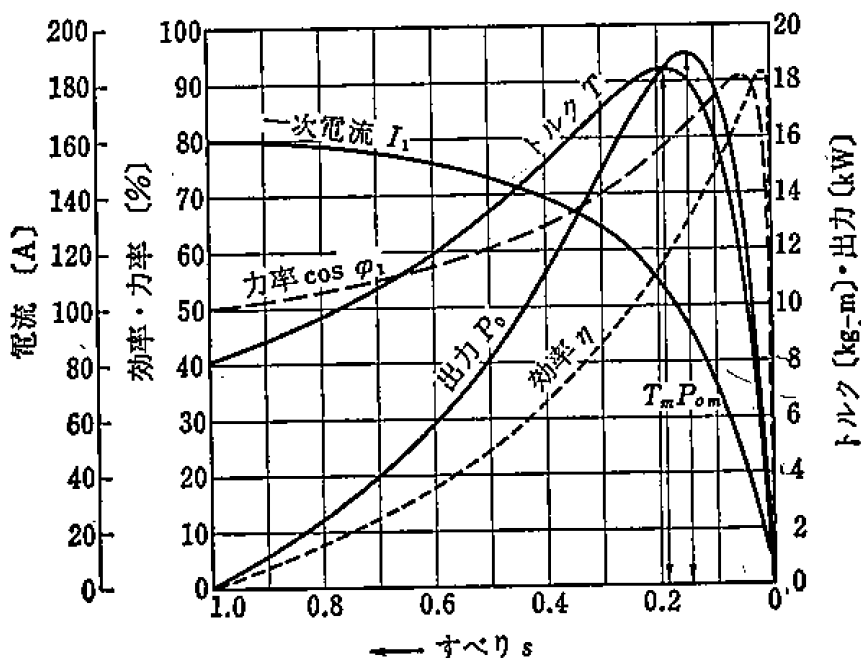


図 2-12. 誘導電動機のすべり—トルク・電流等の関係<sup>(115)</sup>

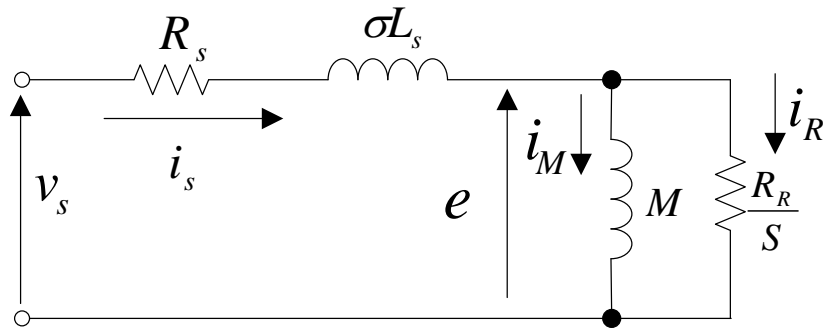


図 2-13. 誘導電動機の一相分の等価回路 (T-I 型)

$$i_s = i_R + i_M \quad (2-29)$$

二次磁束  $\phi_R$  は、

$$\phi_R = M i_M \quad (2-30)$$

で演算でき、誘起電圧  $e$  は

$$e = -\frac{d\phi_R}{dt} = -M \frac{di_M}{dt} \quad (2-31)$$

で演算できる。すなわち、誘導電動機は、この電圧方程式でモデル化することができる。回転子が角速度  $\omega_r$  で回転している場合には、(2-31)式は

$$e = -\omega_r \phi_R \quad (2-32)$$

と表わすことができ、誘起電圧  $e$  の位相は二次磁束  $\phi_R$  の位相に対して 90 度進んでいる。

### 2.3.2 誘導電動機のセンサレスベクトル制御ブロック図の例

誘導電動機のセンサレスベクトル制御については、既に種々提案されている<sup>(1)~(46)</sup>為、本研究では図 2-13 の等価回路をベースにした電圧ベクトルによるセンサレスベクトル制御方法を示す。

まず、図 2-13 の等価回路から電圧・電流ベクトルを描くと、図 2-14 となる。ここで、二次磁束ベクトル  $\Phi_R$  の方向を d 軸と定義し、90 度位相を進めたところを q 軸とする。固定子電流ベクトル  $I_S$  は励磁電流成分電流ベクトル  $I_d$  とトルク成分電流ベクトル  $I_q$  に分離される。誘起電圧ベクトル  $E$  は、二次磁束ベクトル  $\Phi_R$  に対して 90 度位相が進む為、q 軸上に配置される。固定子抵抗による電圧降下は、固定子電流ベクトルと同じ方向となり、漏れインダクタンスによる電圧降下は 90 度位相が進んだ方向になる。この関係から固定子電圧ベクトル  $V_S$  の d 軸成分、q 軸成分はそれぞれ

$$V_q = E + R_S I_q + \omega \sigma L_S I_d \quad (2-33)$$

$$V_d = R_S I_d - \omega \sigma L_S I_q \quad (2-34)$$

と表わすことができる。

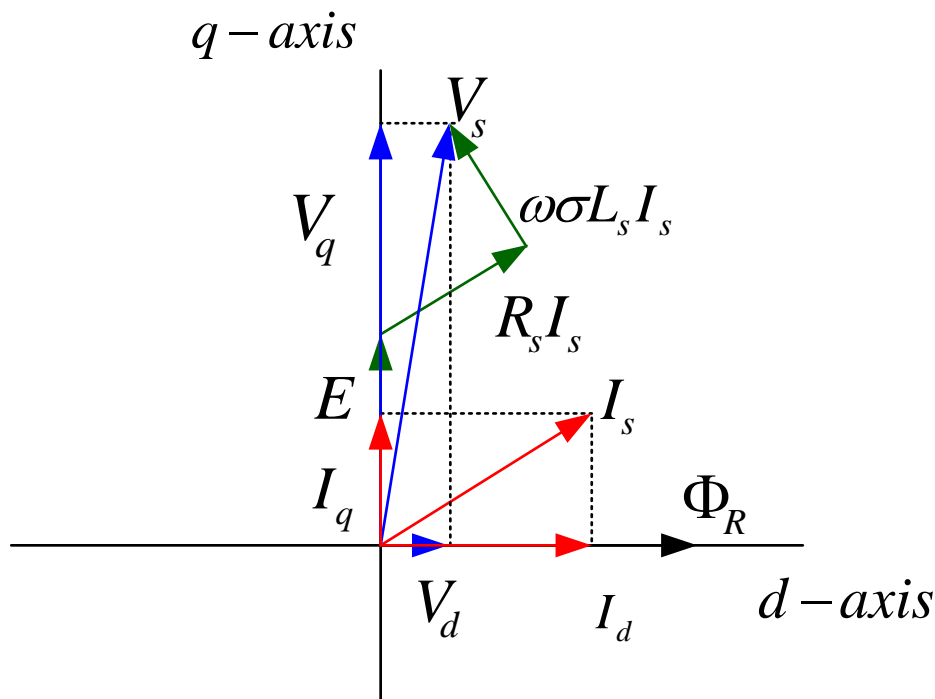


図 2-14. 誘導電動機の電圧・電流ベクトル図

図 2-15 は、誘導電動機のセンサレスベクトル制御のブロック図例である。角周波数指令  $\omega_r^*$  と電流検出値に基づき推定される電動機角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  が一致するように、インバータの出力電圧指令の振幅と位相を演算し、PWM 制御により、誘導電動機に電圧を供給することで、誘導電動機を角周波数指令通りに制御する。

ソフトスタータ(SFS)は、角周波数指令  $\omega_r^*$  が入力されると、機械が要求する加減速レートで 0 から角周波数指令  $\omega_r^*$  まで変化させた SFS 後の角周波数指令  $\omega_{SFS}^*$  を演算する。

誘導電動機に流れる電流は、三相平衡を仮定し、u、w 相電流  $I_u$ 、 $I_w$  を検出している。u、w 相電流  $I_u$ 、 $I_w$  は、二次磁束の位相  $\theta$  に基づき、d-q 座標上の励磁電流検出値  $I_d$  とトルク電流検出値  $I_q$  に分離される。

速度推定器 Est. は、SFS 後の角周波数指令  $\omega_{SFS}^*$  とトルク電流検出値  $I_q$  と図 2-12 の電流とすべりの関係から電動機角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  を推定する。

速度制御器は、SFS 後の角周波数指令  $\omega_{SFS}^*$  と電動機角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  が一致するように、PI 制御でトルク電流指令値  $I_q^*$  を生成する。

すべり角周波数演算器 Slip は、トルク電流指令値  $I_q^*$  と二次磁束指令値  $\Phi_R^*$  からすべり周波数指令値  $\omega_{sl}^*$  を

$$\omega_{sl}^* = \frac{\omega_{sl0} I_q^*}{\Phi_R^*} \quad (2-35)$$

と演算する。ここで、 $\omega_{sl0}$  は誘導電動機の定格すべり角周波数である。

出力角周波数  $\omega$  は、電動機角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  とすべり周波数指令値  $\omega_{sl}^*$  から

$$\omega = \hat{\omega}_r + \omega_{sl}^* \quad (2-36)$$

と演算する。

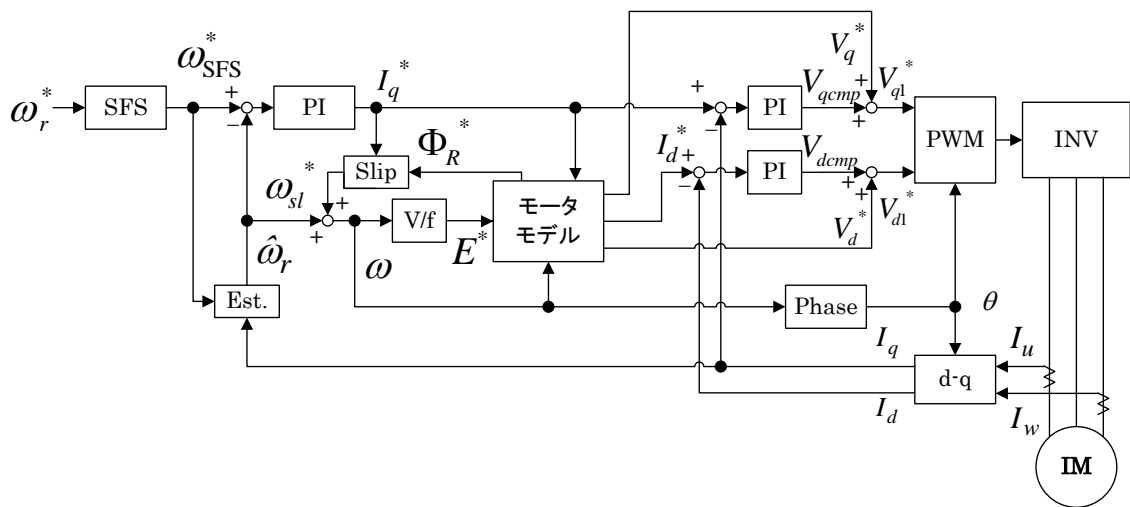


図 2-15. 誘導電動機のセンサレスベクトル制御のブロック図例

位相演算器 Phase は、(2-36)式で演算される出力角周波数  $\omega$  を積分することにより、二次磁束の位相  $\theta$  を演算する。

V/f パターン設定器 V/f は、誘導電動機の特性に合わせて設定される図 2-16 のような V/f パターンから、出力角周波数  $\omega$  に基づき誘起電圧指令値  $E^*$  を演算する。ここで、 $\omega_{\min}$  : 誘導電動機の最低角周波数、 $\omega_{base}$  : 誘導電動機の定格角周波数、 $\omega_{\max}$  : 誘導電動機の最高角周波数、 $E_{\min}$  : 誘導電動機の最低角周波数時の誘起電圧、 $E_{base}$  : 誘導電動機の定格角周波数時の誘起電圧、 $E_{\max}$  : 誘導電動機の最高角周波数時の誘起電圧である。

モータモデルでは、誘起電圧指令値  $E^*$ 、出力角周波数  $\omega$ 、トルク電流指令値  $I_q^*$  から二次磁束指令値  $\Phi_R^*$ 、励磁電流指令値  $I_d^*$ 、q 軸電圧指令値  $V_q^*$ 、d 軸電圧指令値  $V_d^*$  を演算する。二次磁束指令値  $\Phi_R^*$  は、(2-32)式から

$$\Phi_R^* = \frac{E^*}{\omega} \quad (2-37)$$

と演算する。励磁電流指令値  $I_d^*$  は、(2-30)式から

$$I_d^* = \frac{\Phi_R^*}{M} \quad (2-38)$$

と演算する。q 軸電圧指令値  $V_q^*$ 、d 軸電圧指令値  $V_d^*$  は、(2-33)、(2-34)式から

$$V_q^* = E^* + R_S I_q^* + \omega \sigma L_S I_d^* \quad (2-39)$$

$$V_d^* = R_S I_d^* - \omega \sigma L_S I_q^* \quad (2-40)$$

と演算する。

トルク電流制御器は、トルク電流指令値  $I_q^*$  とトルク電流検出値  $I_q$  とが一致するように PI 制御により q 軸電圧指令値  $V_q^*$  を補正する q 軸電圧補正值  $V_{qcmp}$  を出力する。

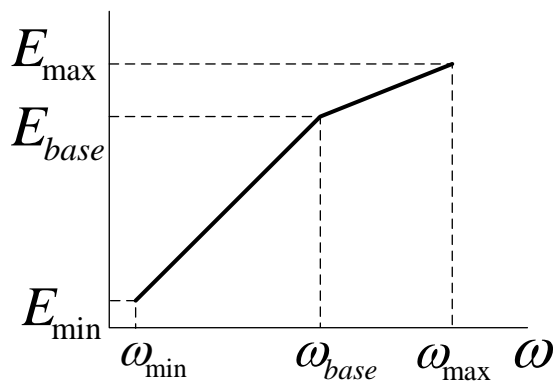


図 2-16. V/f パターン設定例

同様に、励磁電流制御器は、励磁電流指令値  $I_d^*$  と励磁電流検出値  $I_d$  とが一致するように PI 制御により d 軸電圧指令値  $V_d^*$  を補正する d 軸電圧補正值  $V_{dcmp}$  を出力する。

q 軸電圧指令値  $V_q^*$  に q 軸電圧補正值  $V_{qcmp}$  を加算して q 軸電圧指令値  $1V_{q1}^*$  が得られる。

同様に、d 軸電圧指令値  $V_d^*$  に d 軸電圧補正值  $V_{dcmp}$  を加算して d 軸電圧指令値  $1V_{d1}^*$  が得られる。

固定子電圧指令の振幅  $V_s^*$  及び位相  $\theta_s$  は (2-23)、(2-24) 式で演算する。この固定子電圧指令の振幅  $V_s^*$  及び位相  $\theta_s$  に基づき、各三相の電圧指令を演算して、PWM 出力でインバータのパワー素子を駆動する。

### 2.3.3 誘導電動機のフリーラン時の特性

フリーラン中の誘導電動機も永久磁石同期電動機同様にフリーランした直後には、それまで駆動していた速度に応じて、(2-33)、(2-34)式で得られる誘起電圧が固定子電圧として表れる。しかし、永久磁石同期電動機と大きく異なるのは、誘導電動機の場合には永久磁石ではなく、固定子から入力された電圧に基づき、二次磁束ベクトル  $\Phi_R$  が生成される為、固定子電圧が減衰し零になった場合には、二次磁束ベクトル  $\Phi_R$  を生成し続けることができなくなり、次第に減少してしまう。この現象を図 2-13 により解析すると、固定子側からは電圧が供給されない為、固定子からの電流が流れず、トルク電流も供給できない状態となる。しかし、相互インダクタンス  $M$  には磁気エネルギーが蓄えられている為、回転子が回転すると誘起電圧  $e$  が誘導電動機の固定子側の端子電圧として現れるが、回転子側は短絡されている為、相互インダクタンスに蓄えられている磁気エネルギーは回転子抵抗に流れる電流により銅損として消費される。この為、二次磁束  $\Phi_R$  は時間と共に減少する。誘導電動機を制御する場合には、図 2-13 のように T-I 型の等価回路で解析した方がよいが、誘導電動機の回転子側に着目した場合には図 2-17 のような T 型の等価回路で解析する。T 型の等価回路では、漏れインダクタンス  $\sigma L_S$  を固定子漏れインダクタンス  $l_S$  と回転子漏れインダクタンス  $l_R$  に分離する。回転子自己インダクタンス  $L_R$  は、相互インダクタンス  $M$  と回転子漏れインダクタンス  $l_R$  から

$$L_R = M + l_R \quad (2-41)$$

と表わされる。同様に固定子自己インダクタンス  $L_S$  は、相互インダクタンス  $M$  と固定子漏れインダクタンス  $l_S$  から

$$L_S = M + l_S \quad (2-42)$$

と表される。フリーランなる直前までは、固定子側から励磁電流  $i_M$  が供給されているが、フリーラン後は、固定子からの入力が無くなる為、回転子側のみの電圧方程式

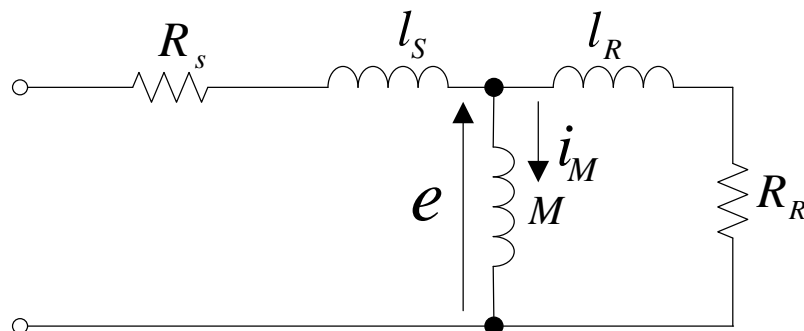


図 2-17. 誘導電動機の一相分の等価回路 (T 型)



$$L_R \frac{di_M}{dt} + R_R i_M = 0 \quad (2-43)$$

となる。(2-43)式を解けば、励磁電流  $i_M$  は

$$i_M = i_{M0} \varepsilon^{-t/\tau} \quad (2-44)$$

と表すことができる。ここで、 $i_{M0}$  はフリーラン開始前に流れている励磁電流であり、 $\tau$  は二次回路時定数で

$$\tau = L_R / R_R \quad (2-45)$$

である。(2-44)式を(2-30)式に代入すると

$$\phi_R = M i_M = M i_{M0} \varepsilon^{-t/\tau} \quad (2-46)$$

となる。フリーラン中も回転子角周波数が一定であると仮定すると、誘起電圧  $e$  は(2-31)、(2-32)式から

$$e = -\omega_r \phi_R = -\omega_r M i_{M0} \varepsilon^{-t/\tau} \quad (2-47)$$

と演算される。(2-46)式からフリーラン状態の誘導電動機の磁束は、二次回路時定数に従って減衰する。同様に(2-47)式から誘起電圧も二次回路時定数に従って減衰する。

2.2.4 項で説明したように永久磁石同期電動機は、誘起電圧を測定することによって、フリーラン中の回転方向及び速度を検出することができた。誘導電動機の場合も同様に誘起電圧が残っている間は永久磁石同期電動機と同様に回転方向及び速度を検出できる。しかし、誘導電動機の二次回路時定数は、大容量では 2s 以上あるものの、小容量では数十～数百 ms である為、瞬時停電後の再起動時以外では誘起電圧は零になる。この為、二次回路時定数よりも十分長い時間が経過した後では、誘導電動機が停止しているか、回転しているが、磁束が減衰して誘起電圧が零になっているのが判断できない。

図 2-12 の誘導電動機のすべりと電流の関係を利用して、周波数を最高周波数から 0 に向けて少しずつ変化させながら、電流が最小となる点が同期点として速度を推定する方法も提案されていた<sup>(112)</sup>。しかし、この方法ではフリーラン状態の誘導電動機が回転方向を考えずに、指令方向に従って周波数を変化させる為、指令値と電動機回転方向が逆方向の場合には逆相制動状態となり、誘導電動機は急減速すると共に、過大な電流が流れるという課題があった。

このように、誘導電動機が回転状態であっても誘起電圧はなくなる為、回転状態を推定することが困難である。そこで、誘導電動機に直流電流や任意の周波数の交流電流を印加することにより誘起電圧を発生させ、その誘起電圧に基づき回転状態を推定しなければならない。

## 2.4 結言

本章では、まずセンサレス交流電動機である 2 種類の永久磁石同期電動機（表面磁石形同期電動機、埋込磁石形同期電動機）の等価回路と数式モデルを明確にし、永久磁石同期電動機の特徴である永久磁石の初期磁極位置の推定及び制御アルゴリズムの例を示し、永久磁石同期電動機がフリーラン状態になった時の特性を示した。更に、センサレス交流電動機である誘導電動機の等価回路と数式モデルを明確にし、制御アルゴリズムの例を示し、誘導電動機がフリーラン状態になった時の特性を示した。

## 第3章 センサレス交流電動機の回転状態推定手法

### 3.1 緒言

本章では、フリーラン中の交流電動機の回転状態推定手法として、交流電動機に速度センサや端子電圧計測用の検出器を付加することなく、制御用の電流検出器のみで、回転方向及び回転速度を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、交流電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に制御する手法を提案する。なお、提案する交流電動機の回転状態推定手法では、交流電動機の特性及び状態に応じて、2種類の回転状態推定モードを適用する。

3.2節では、2種類の回転状態推定モードと各モード適用条件について説明する。

3.3節では、永久磁石同期電動機の回転状態推定手法について記述する。ここで「零電流制御モード」にて誘起電圧から回転状態を推定する方法とその推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、永久磁石同期電動機をスムーズに、与えられた速度指令に追従する方法について説明する。また、誘起電圧の検出が困難な低速回転状態の永久磁石同期電動機において、埋込磁石形同期電動機の場合には高周波重畳方式による磁極位置推定、表面磁石形同期電動機の場合には引き込み電流印加によりスムーズに再起動できることを説明する。

3.4節では、誘導電動機の回転状態推定手法について記述する。まず、「零電流制御モード」に加え、残留電圧が存在しない場合は「直流電流印加モード」により誘起電圧を発生させることで回転状態を推定する方法について示す。また、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、誘導電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に制御する方法について説明する。

3.5節では、提案した回転状態推定手法の「直流電流印加モード」を実機に適用した時に発生した2つの問題とその解決策について説明する。1つ目は、工作機械用途などに用いられる高速誘導電動機に「直流印加モード」を適用した場合に、電動機が高速で回転しているにもかかわらず電動機角周波数が推定できなかったことを取上げ、要因を解析し、実施した対策を説明する。2つ目は、適用する誘導電動機の二次回路時定数が大きい場合に、回転方向誤推定した例を取上げ、この要因を解析し、実施した対策を説明する。

### 3.2 センサレス交流電動機の回転状態推定手法のモードと適用条件

本論文で提案するフリーラン中の交流電動機の回転状態推定手法には、2種類の回転状態推定モードがあり、交流電動機の特性及び状態に応じて、適用するモードが選択される。以下に、2種類の回転状態推定モードの名称とモード適用条件について説明する。

図3-1は、提案する回転状態推定手法におけるモード切り替えのフローチャートである。インバータに運転指令が入力されると、交流電動機の色度推定処理が実行される。速度推定処理には、誘起電圧から回転状態を推定する「零電流制御モード」と残留電圧がない誘導電動機に直流電流を印加することにより誘起電圧を発生させ回転状態を推定する「直流

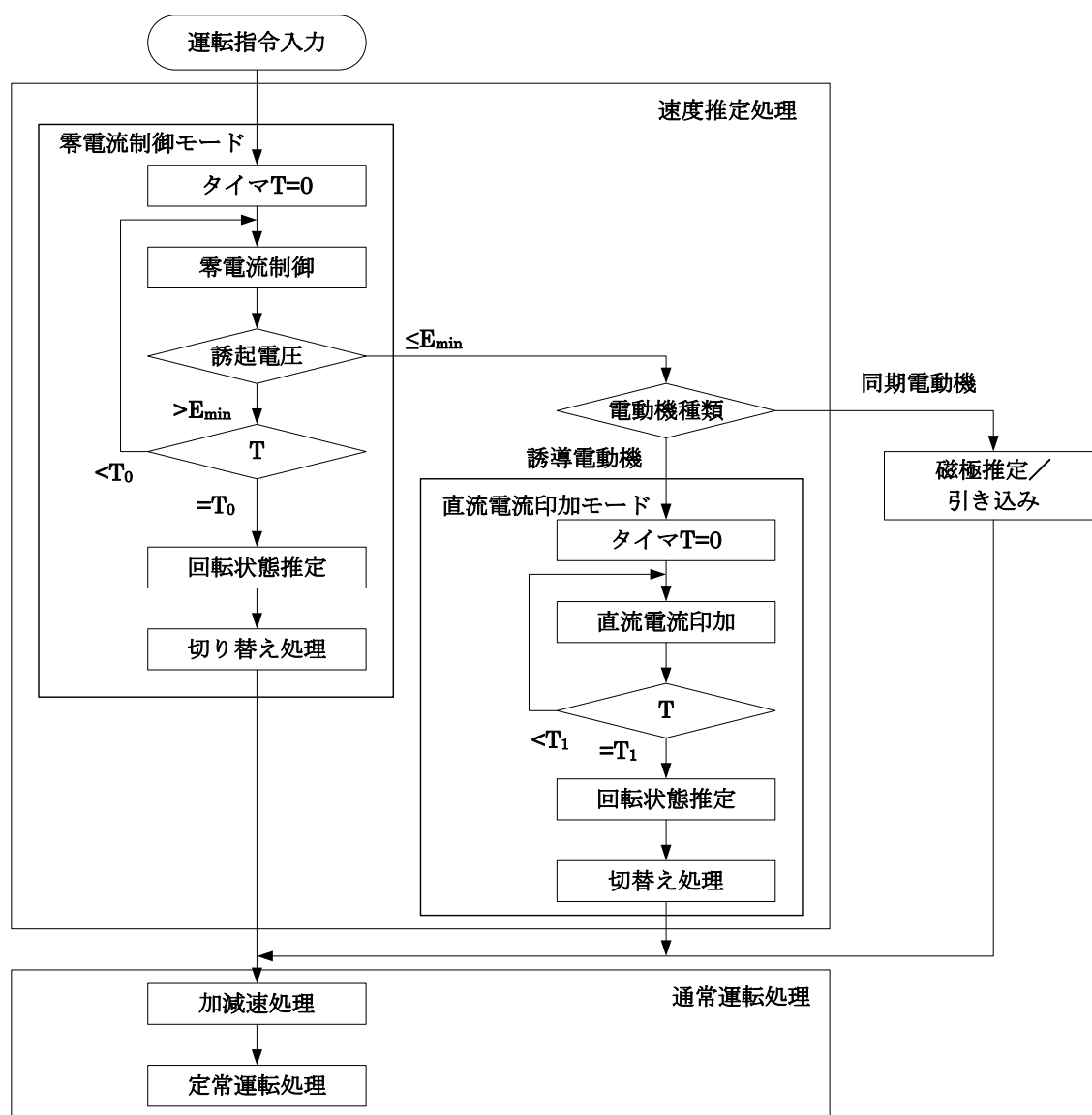


図3-1. 提案する回転状態推定法におけるモード切り替えのフローチャート

電流印加モード」がある。それぞれのモードには、回転状態を推定した後、通常運転状態に切替える為の切替え処理がある。切替え処理では、推定した回転状態に基づきインバータの出力電圧指令、SFS 後の角周波数指令、出力角周波数、位相等を設定すること、2.2.3 項で説明した数式モデルやオブザーバ等に初期値を設定すること、誘導電動機における誘起電圧を設定された  $V/f$  パターンに二次回路時定数に従って上昇させることを行う。そして、切替え処理が完了すると、推定した回転状態における通常制御に移行する。通常運転処理には、加減速処理と定常運転処理がある。加減速処理は、推定した回転状態と運転指令入力時に与えられた角周波数指令が一致するように、電動機を加減速させる。また、推定した回転状態と回転方向指令が異なる場合には、加減速処理が一旦零速まで減速し、回転方向を指令方向に設定してから角周波数指令まで加速させる。定常運転処理では、角周波数指令通りに電動機が回転している状態を維持するように制御する。

次に、速度推定処理における「零電流制御モード」と「直流電流印加モード」の切替え方法について説明する。

まず、速度推定処理では、「零電流制御モード」により、回転状態の永久磁石同期電動機に発生する誘起電圧や誘導電動機の残留電圧から電動機の回転方向及び速度を推定する。「零電流制御モード」では、タイマ  $T$  を初期化し、零電流制御を継続しながら、タイマ  $T$  が零電流制御による推定完了時間  $T_0$  が経過するのを待つ。タイマ  $T$  が  $T_0$  を経過する前に、推定中の誘起電圧  $E$  が誘起電圧推定下限値  $E_{\min}$  以下になると回転状態が正しく推定できなくなる為、零電流制御モードを停止する。ここで、誘起電圧推定下限値  $E_{\min}$  は、定格速度の 5~20%である。ここで、電動機種類が永久磁石同期電動機の場合は速度推定処理を抜け出し、2.2.2 項で説明したように、高周波重畳法あるいは引き込み電流を印加して電動機を起動し、誘導電動機の場合は、「直流電流印加モード」に進み回転状態推定を行う。ここで示した、「零電流制御モード」と「直流電流印加モード」の詳細については、次節以降で詳細に説明する。

### 3.3 センサレス永久磁石式同期電動機の回転状態推定手法

#### 3.3.1 零電流制御モード

2.2.4 項で説明したように、フリーラン中の永久磁石交流電動機には、誘起電圧が発生する。従って、誘起電圧を測定すれば、電動機の回転方向及び速度や磁極位置を推定できる。しかしながら、本研究では電圧検出器を必要としない再起動方法を提案する。

永久磁石同期電動機の原理より、固定子電圧と誘起電圧では位相が進んでいる方から遅れている方向に電流が流れる。逆に言うと両者の大きさが等しく位相が一致していれば、電流は流れない。そこで、この原理を利用して、電動機からインバータに流れ込む電流が零になるように制御する「零電流制御モード」により、誘起電圧の振幅及び位相とインバータが出力する電圧の振幅及び位相を一致させる。そしてインバータの出力する電圧の位相の変化から、電動機の回転方向及び角周波数を推定する。

まず、零電流制御で回転状態を推定する原理について説明する。インバータは回転状態を推定する為に、初期状態として、 $V_S^* = 0$ の指令値で、PWM 制御する。永久磁石同期電動機には零電圧が供給される。電動機が回転している場合、電動機からインバータに向かって電流が流れる為、この電流を零にするように電流制御を行うことで、電流制御器の出力が誘起電圧と一致する。出力電圧指令  $V_S^*$  及びその位相  $\theta_V$  は、q 軸電流制御出力に基づく q 軸電圧指令  $1V_{q1}^*$  と d 軸電流制御出力に基づく d 軸電圧指令  $1V_{d1}^*$  から

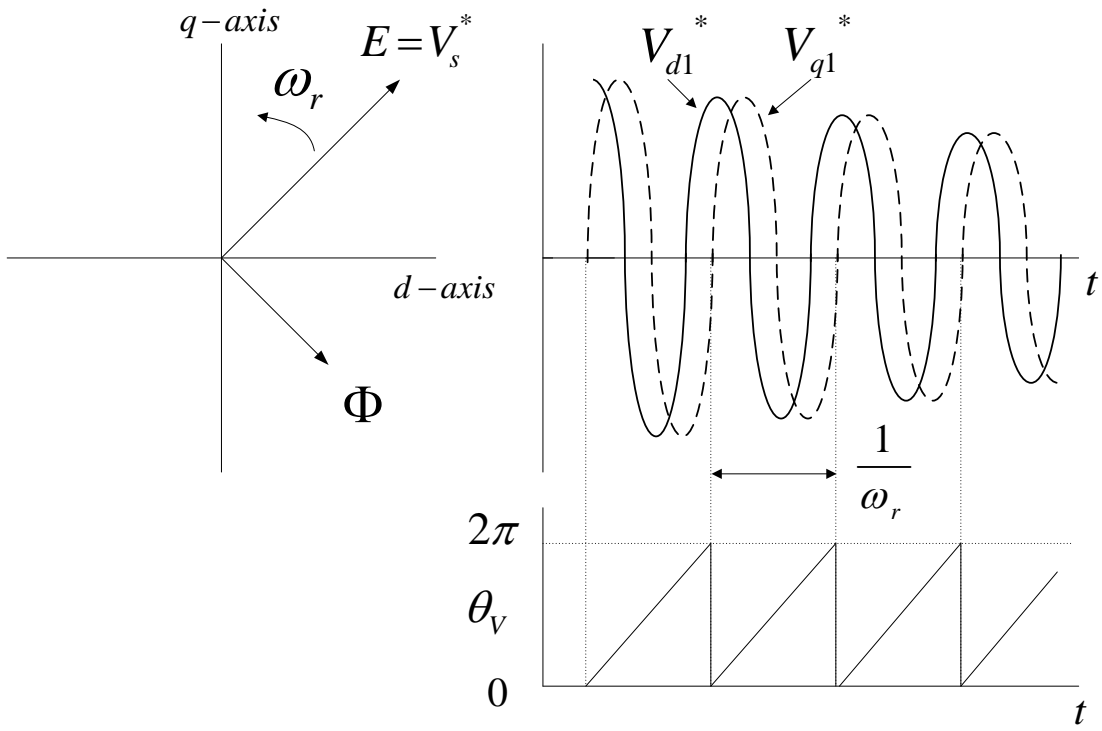
$$V_S^* = \sqrt{V_{d1}^{*2} + V_{q1}^{*2}} \quad (3-1)$$

$$\theta_V = \tan^{-1} \frac{V_{q1}^*}{V_{d1}^*} \quad (3-2)$$

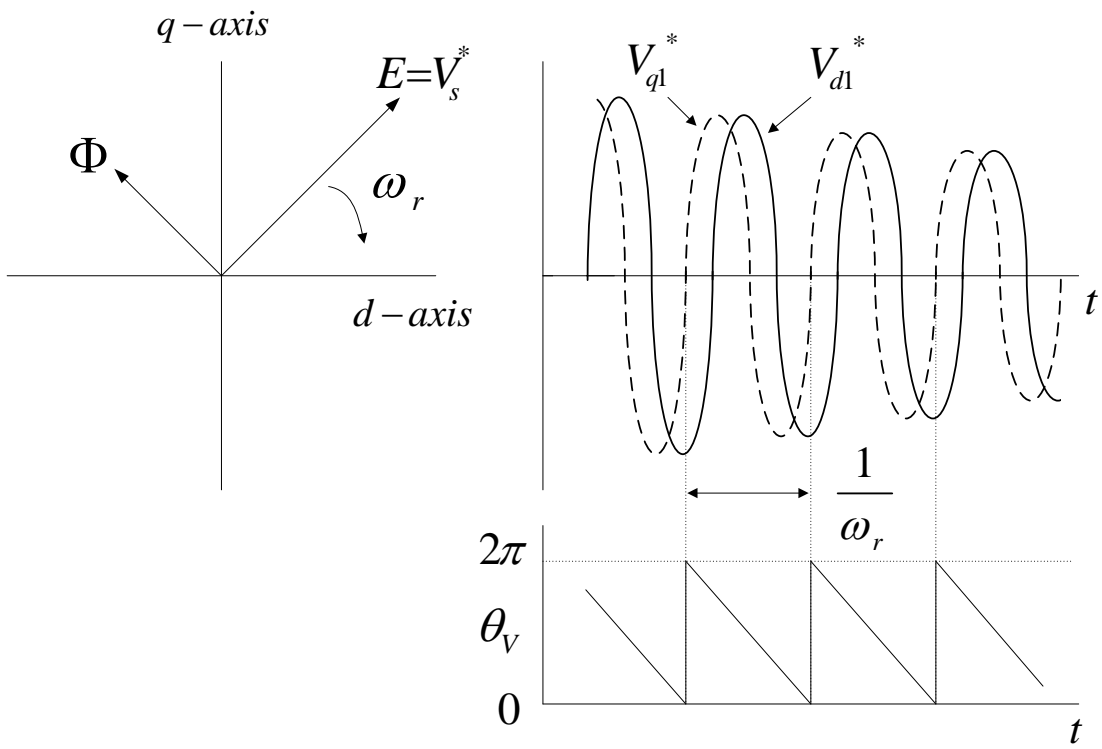
で演算する。

図 3-2 は、電動機回転中の誘起電圧及び出力電圧の軌跡と  $V_{d1}^*$  と  $V_{q1}^*$  の変化とその位相変化を表わしたものである。図 3-2(a) は、永久磁石同期電動機が正回転している時、図 3-2(b) は、逆回転している時である。正転の場合には、 $V_{d1}^*$  が  $V_{q1}^*$  よりも進んだ正弦波、逆転の場合には  $V_{d1}^*$  が  $V_{q1}^*$  よりも遅れた正弦波となる。通常の制御では、d-q 座標軸は磁極と共に回転させる為、 $V_{d1}^*$  も  $V_{q1}^*$  も直流量で制御するが、 $\theta$  に零を設定することにより、d-q 座標軸を u 相軸に固定したと等価にすると、永久磁石同期電動機の誘起電圧の変化が、 $V_{d1}^*$ 、 $V_{q1}^*$  として正弦波状に現れるようになる。図 3-2 から、正転時には時間の経過と共に位相が加算され、逆転時には減算される。また、位相の変化に着目すると、電動機角周波数  $\hat{\omega}_r$  は出力電圧指令位相  $\theta_V$  の変化量から求まり、

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\theta_V}{dt} \quad (3-3)$$



(a)正転時



(b)逆転時

図 3-2. 誘起電圧及び出力電圧の軌跡と位相変化

となる。このように、フリーラン状態の永久磁石同期電動機の誘起電圧の振幅、位相、角周波数推定値は(3-1)～(3-3)式から導出される。図 3-2(b)のように永久磁石同期電動機が逆転方向に回転している場合には、誘起電圧の位相が反転する為、(3-2)式により得られる出力電圧指令の位相角  $\theta_V$  が逆転する。従って、(3-3)式は、回転中の永久磁石同期電動機の回転方向も含めた角周波数を求めることができる。すなわち、回転方向は  $\hat{\omega}_r$  の符号がプラスの場合は正転、マイナスの場合は逆転となる。

次に、実際にこの原理を適用した例を説明する。図 3-3 は、誘起電圧から速度推定をする「零電流制御モード」の制御ブロック図であり、図 3-4 は、永久磁石同期電動機における「零電流制御モード」で再起動するときのタイミングチャートである。通常制御時には、スイッチ SW1～SW5 は A 端子側で制御される。ここで、q 軸電圧指令  $V_q^*$  は(2-19)式に基づき演算され、d 軸電圧指令  $V_d^*$  は(2-20)式に基づき演算され、q 軸電流指令  $I_q^*$ 、d 軸電流指令  $I_d^*$ 、角周波数  $\omega$  は図 2-10 の制御ブロック図から与えられる。

図 3-4 のタイミングチャートにおいて、時刻  $t_0$  で再起動指令が入力されると同時に速度推定処理に入り、図 3-3 のスイッチ SW1～SW5 は一斉に B 端子側に切り替わり、 $V_q^*$ 、 $V_d^*$ 、 $I_q^*$ 、 $I_d^*$ 、磁極位相  $\theta$  に零を設定する。 $I_q^*$ 、 $I_d^*$  に零を設定するのは、零電流制御を実施する為である。また、 $V_q^*$ 、 $V_d^*$  に零を設定するのは、永久磁石同期電動機の磁極位相がわからない為である。さらに、 $\theta$  に零を設定するのは、固定座標系から電圧・電流の変化を監視する為である。以上の設定により図 3-5 で表すような零電流制御中の制御ブロック図となる。ただし、図 3-1 のように誘起電圧の振幅が 10%以下となれば零電流制御モードから抜け出す。埋込磁石形同期電動機の場合は 3.3.2 項の初期磁極推定処理を実施し、表面磁石形同期電動機の場合は 3.3.3 項の引き込み処理を実施する。

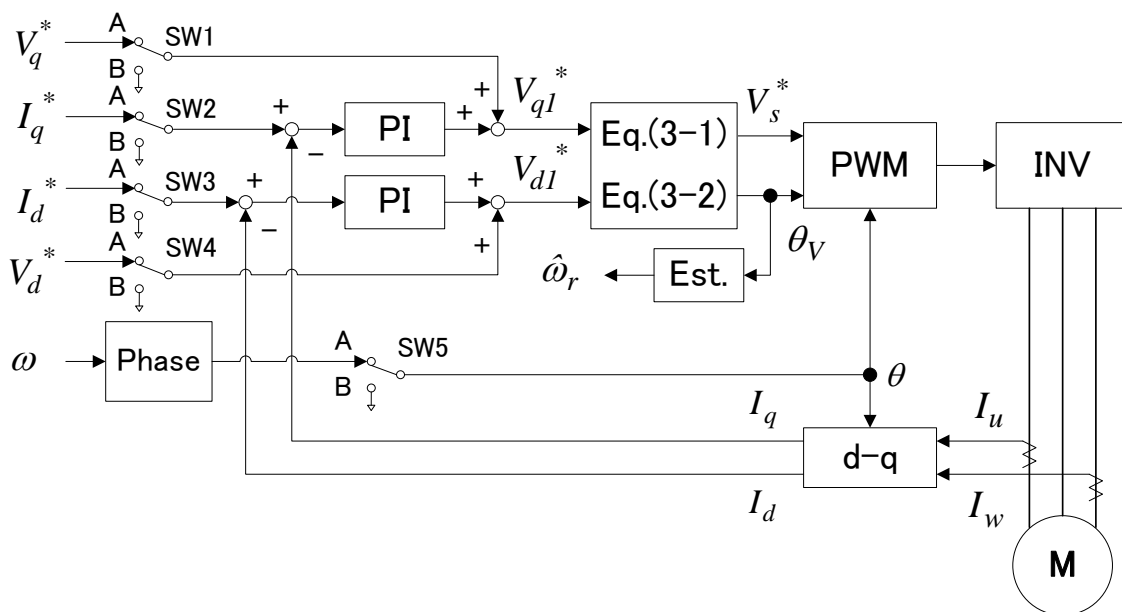


図 3-3. 「零電流制御モード」の制御ブロック図



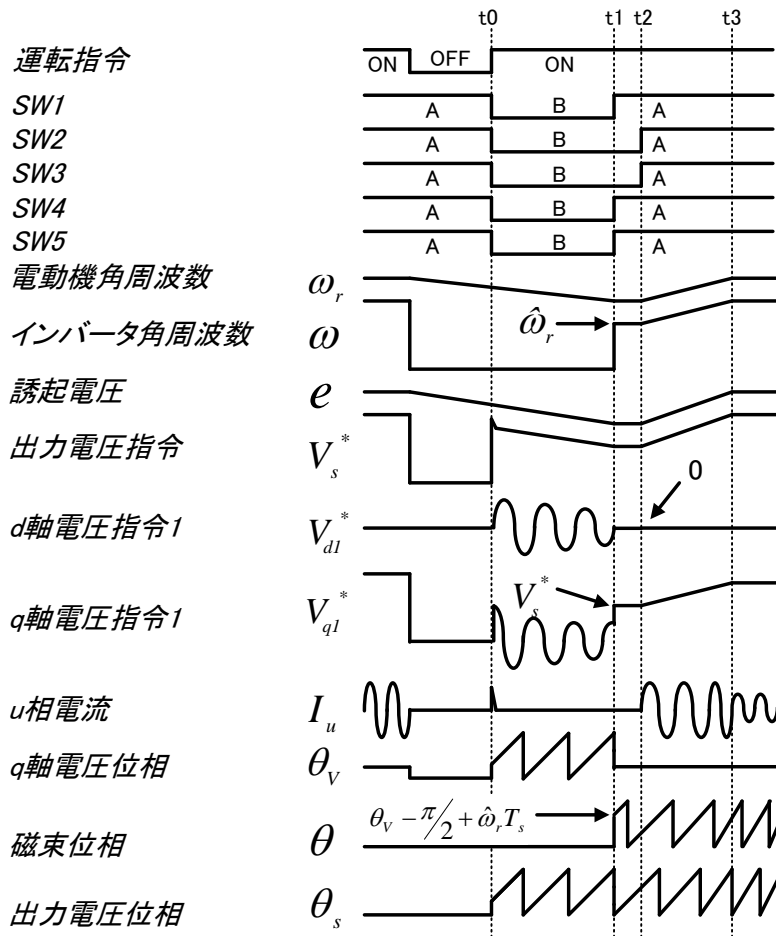


図 3-4. 永久磁石同期電動機における「零電流制御モード」のタイミングチャート

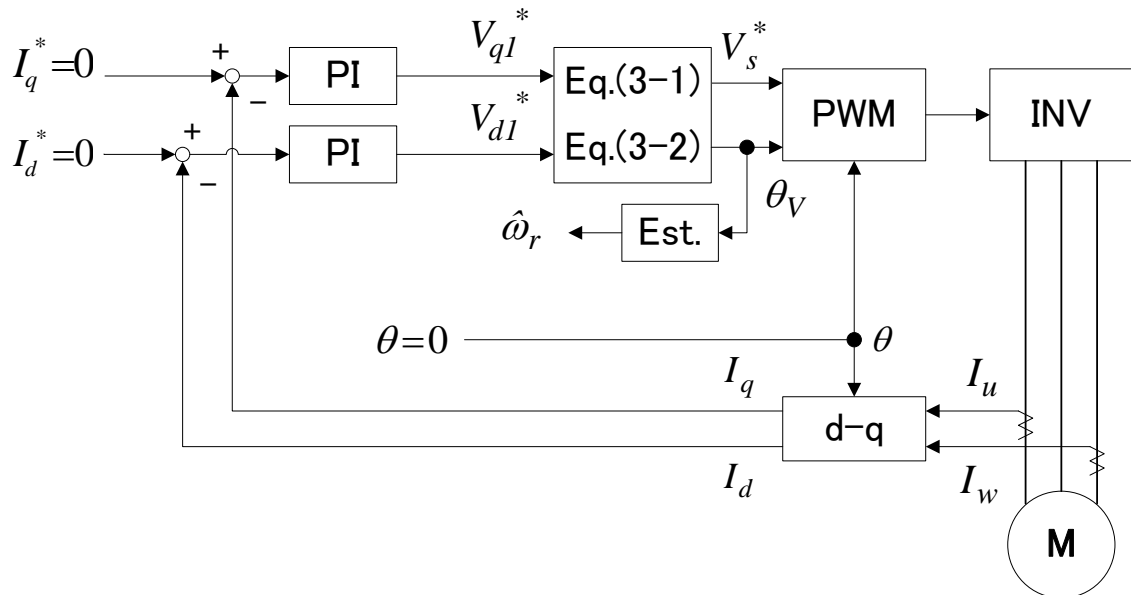


図 3-5. 零電流制御中の制御ブロック図

零電流制御を開始して、一定時間経過すると、零電流制御状態も安定し、回転状態が推定できたとして、時刻  $t_1$  で次のステップに進む。速度推定処理後は、切替え処理、加減速処理、定常処理が実行される。切替え処理では、零電流制御状態のまま、速度推定処理で推定した誘起電圧の振幅、位相、角周波数を初期値として設定する。この理由は零電流制御状態を継続しながら、(3-1)式で演算した出力電圧指令  $V_s^*$  と (2-7)~(2-10)式の電圧方程式から、誘起電圧は  $q$  軸上のみに発生すると考えると、 $V_s^*$  を  $V_q^*$  として与えれば、出力電圧が連続することとなり、通常運転状態にショックレスで切替えられる為である。この為、切替え処理では、まずスイッチ SW1、SW4、SW5 を B 端子側から A 端子側に切替えると同時に、回転方向に応じて  $V_q^*$ 、 $V_d^*$  をそれぞれ

$$V_d^* = 0 \quad (3-4)$$

$$V_q^* = \begin{cases} V_s^* & (forward) \\ -V_s^* & (reverse) \end{cases} \quad (3-5)$$

と設定する。また、角周波数  $\omega$  は、(3-3)式で推定された角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  から

$$\omega = \hat{\omega}_r \quad (3-6)$$

と設定する。また、磁束軸は、図 3-2 から正転時には、誘起電圧位相から 90 度遅れており、逆転時には 90 度進んでいる。従って、磁束軸である  $d$  軸位相  $\theta$  の初期値である速度推定完了時の初期磁極位相  $\theta_{ini}$  は、速度推定処理中に(3-2)式で演算された出力電圧指令位相  $\theta_V$  から

$$\theta_{ini} = \begin{cases} \theta_V - \frac{\pi}{2} + \hat{\omega}_r \cdot T_s & (forward) \\ \theta_V + \frac{\pi}{2} - \hat{\omega}_r \cdot T_s & (reverse) \end{cases} \quad (3-7)$$

と演算される。ここで、 $T_s$  は電流制御のサンプリング時間であり、(3-7)式右辺第 3 項は速度推定処理から切替え処理に移行した時の時間遅れ  $T_s$  の間に進む位相の補償分である。

また、図 3-3 には記入していないが、2.2.3 項で説明した制御アルゴリズムの数式モデルやオブザーバ等の初期値を設定するのもこの零電流制御状態を継続したまま、通常制御に切替えるタイミングに実施する。

このように零電流制御状態を継続することにより、速度推定処理から切替え処理に移行した瞬間の位相跳びによる電流変動やトルク変動を回避できる為、時刻  $t_2$  で  $q$  軸電流指令  $I_q^*$ 、 $d$  軸電流指令  $I_d^*$  を通常制御状態にするように SW2、SW3 を B 端子側から A 端子側に切替える。この処理で、速度推定処理から通常運転処理に移行する。しかし切替わった直後は、フリーランしていた状態の速度であり、再起動前の角周波数指令とは一致していない

い。

そこで、通常運転処理では角周波数指令に追従することが求められる。通常運転処理には、加減速処理と定常運転処理がある。加減速処理では、与えられた角周波数指令に応じて、加速あるいは減速する。例えば、ファンなどの機械で風力により指令とは逆転方向に回転させられている場合には、推定された速度から一度減速して、回転方向を変えた後再度加速するというような処理となる。回転方向が同一であったとしても、指令通りの速度で回転していることはほとんどないので、加減速処理で角周波数指令通りに加減速する。

加減速処理で角周波数指令通りに駆動できたら、時刻  $t_3$  で定常運転処理に切替える。定常運転処理では、角周波数指令通りの電動機角周波数を維持するよう制御する。

### 3.3.2 初期磁極推定

2.2.2 項で説明したように、埋込磁石形同期電動機は、磁極位置によるインダクタンスの位置依存性を有している為、埋込磁石形同期電動機のセンサレス制御では、誘起電圧が定格電圧の 10%以下となる速度領域で高周波重畳法による初期位置推定に基づき制御している。但し、加速中は推定した磁極位置と制御軸を一致させる為に、モータ定格電流の 50%を d 軸電流指令として与えることによりセンサレス制御を実現している。

3.3.1 項で提案した回転状態推定手法の零電流制御モードにおいて、誘起電圧が 10%以下になった場合、停止しているか 10%速度以下の極低速で回転していると判断できる。従って、2.2.2 項で説明した高周波重畳法による磁極位置推定をすることにより、容易にセンサレス制御を開始することができる。

### 3.3.3 引き込み電流

2.2.2 項で説明したように、表面磁石形同期電動機は、磁極位置によるインダクタンスの位置依存性がない為、高周波重畳法による磁極位置推定は不可能である。表面磁石形同期電動機のセンサレス制御では、磁極位置と制御軸を一致させる為に、モータ定格電流の 30% を引き込み電流として d 軸電流指令に与えることによりセンサレス制御を実現している。更に、加減速中には磁極位置と制御軸がずれやすくなる為、モータ定格電流の 50% を引き込み電流として与えることでセンサレス制御を実現している。

3.3.1 項で提案した回転状態推定手法の零電流制御モードにおいて、誘起電圧が 10% 以下になった場合、2.2.2 項で説明したように、適切な大きさの引き込み電流を流すことで、磁極を引き込んでセンサレス制御を開始することができる。

### 3.3.4 センサレス永久磁石同期電動機の回転状態推定手法まとめ

3.3 節では、永久磁石交流電動機の回転状態推定手法として、「零電流制御モード」を提案した。この手法はフリーラン状態の電動機に発生する電動機から流れ込む電流を零に制御することにより、インバータの出力電圧指令を誘起電圧に同期化させ、その出力電圧指令の振幅、位相より、角周波数、回転方向を推定できることを説明した。また、速度推定状態から通常制御状態に切替える為には、前述の出力電圧指令が連続すればよいことも説明した。永久磁石同期電動機が定格の 10%以下の速度でフリーランした状態では、「零電流制御モード」による速度推定は困難となるが、埋込磁石形同期電動機ではインダクタンスの磁極位置依存性を利用した高周波重畳法による初期磁極位置推定、表面磁石形同期電動機では引き込み電流により磁極を引き込んで駆動することを提案した。

永久磁石同期電動機は、回転していれば誘起電圧が発生する為、「零電流制御モード」による回転状態推定手法があれば十分である。

「零電流制御モード」は、フリーラン状態で誘起電圧を発生する交流電動機であれば、永久磁石同期電動機だけでなく誘導電動機やその他の交流電動機にも適用することができる。

## 3.4 センサレス誘導電動機の回転状態推定手法

### 3.4.1 零電流制御モード

2.3.3 項で説明したように、フリーラン中の誘導電動機も永久磁石同期電動機と同様に、誘起電圧が発生するが、誘起電圧は二次回路時定数に従って時間の経過とともに減衰する。しかし、大容量の誘導電動機などでは二次回路時定数が比較的長い為、瞬時停電等電源断時間が短い場合には誘起電圧が残留している可能性が高い。従って、誘導電動機の場合も永久磁石同期電動機と同じく誘起電圧を測定すれば、フリーラン中の交流電動機の回転方向及び速度や磁極位置を推定できる。

誘導電動機における誘起電圧による速度推定の原理は、3.3.1 項の永久磁石同期電動機の「零電流制御モード」と同じである。永久磁石同期電動機は、誘起電圧が回転数にのみ依存するが、誘導電動機は回転数と残留磁束の大きさに依存するところが異なる。従って、図 3-3 の「零電流制御モード」の制御ブロック図は、誘導電動機にもそのまま適用することができる。図 3-6 は、誘導電動機における「零電流制御モード」で再起動する時のタイミングチャートである。切替え処理での誘起電圧設定が異なる為、その部分を中心に説明する。

図 3-6 のタイミングチャートにおいて、時刻  $t_0$  で運転指令が入力されると速度推定処理に入り、スイッチ SW1～SW5 は一斉に B 端子側に切り替わり、q 軸電圧指令  $V_q^*$ 、d 軸電圧指令  $V_d^*$ 、q 軸電流指令  $I_q^*$ 、d 軸電流指令  $I_d^*$ 、磁極位相  $\theta$  に零を設定し、零電流制御を開始する。一定時間経過後、時刻  $t_1$  で(3-1)～(3-3)式に基づき誘起電圧の振幅、位相、回転方向、速度を推定する。そして、零電流制御状態のまま通常制御状態に切り替える為に、速度推定処理で推定した誘起電圧の振幅、位相、角周波数を初期値として設定する。SW1、SW4、SW5 を B 端子側から A 端子側に切替えると同時に、d 軸電圧指令  $V_d^*$  を(3-4)式、q 軸電圧指令  $V_q^*$ 、(3-5)式、角周波数  $\omega$  は(3-6)式に基づき設定する。磁束軸である d 軸位相  $\theta$  の初期値も(3-7)式に基づき設定する。ここで、q 軸電圧指令  $V_q^*$  は、(2-31)式から誘起電圧指令  $E^*$  と抵抗と漏れインダクタンスの電圧降下からなるが、零電流制御中である為、 $I_d = 0, I_q = 0$  において

$$E^* = V_s^* \quad (3-8)$$

となる。従って、誘起電圧指令  $E^*$  の初期値として、出力電圧指令  $V_s^*$  を設定する。このようにして、速度推定処理から切替え処理に移行した瞬間の位相跳びによる電流変動やトルク変動を回避した後、時刻  $t_2$  で SW2、SW3 を B 端子側から A 端子側に切り替え、q 軸電流指令  $I_q^*$ 、d 軸電流指令  $I_d^*$  を通常制御状態にする。このとき、誘起電圧指令  $E^*$  と角周波数  $\omega$  を(2-37)式に代入して、二次磁束推定値  $\hat{\Phi}_R$  を演算すると

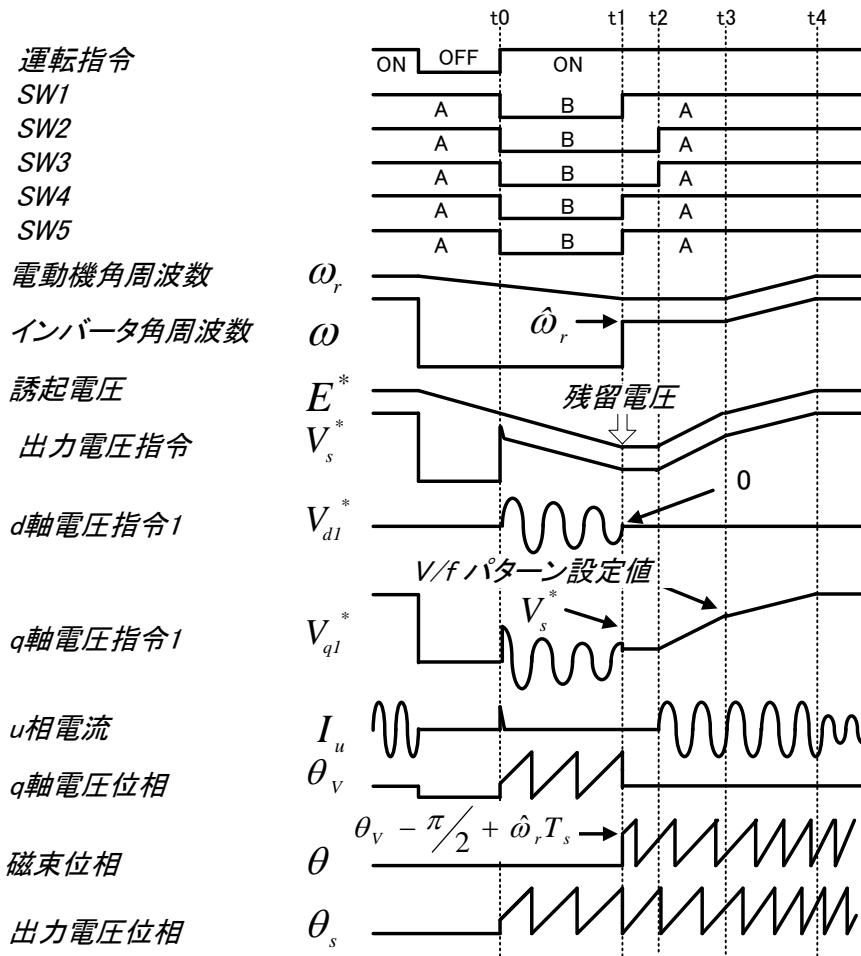


図 3-6. 誘導電動機における「零電流制御モード」のタイミングチャート

$$\hat{\Phi}_R = \frac{V_s^*}{\omega_r} \quad (3-9)$$

となる。図 2-15 のように誘導電動機の制御では予め V/f パターンを設定することにより、二次磁束指令  $\Phi_R^*$  を決定するようにしている。 $\Phi_R^*$  は(3-9)式で得られた二次磁束推定値  $\hat{\Phi}_R$  より大きい為、そのままでは通常制御状態に切り替えることができない。そこで、角周波数指令  $\omega$  を一定にしたまま、図 3-6 のように誘起電圧指令  $E^*$  を予め設定された V/f パターンに一致するまで二次回路時定数に従って、増加させることにする。すなわち、二次磁束指令  $\Phi_R^*$  も(2-37)式で与えられ、誘起電圧指令  $E^*$  に従って、徐々に増加する。また、(2-38)式から d 軸電流指令  $I_d^*$  も同様に増加する。ここで、誘起電圧指令  $E^*$  をステップ状に変化させない理由は、二次磁束  $\Phi_R$  の応答が二次回路時定数に基づいているからである。q 軸電圧指令  $V_q^*$ 、d 軸電圧指令  $V_d^*$  は、(2-39)、(2-40)式から演算される。

時刻 t3 で、誘起電圧指令  $E^*$  を予め設定された V/f パターンに一致させることができれば、



二次磁束指令  $\Phi_R^*$  も設定された二次磁束指令  $\Phi_{R0}^*$  にすることができ、速度推定処理から通常運転処理に移行する。

通常運転処理内の加減速処理後、時刻  $t_4$  で定常運転処理に切替わる。定常運転処理では、角周波数指令通りの電動機角周波数を維持するよう制御する。通常運転処理については、永久磁石同期電動機と同じ処理となる。

### 3.4.2 直流電流印加モード

誘導電動機への電力供給停止後、一定以上の時間が経過した場合には、フリーラン中の誘導電動機の残留電圧は、ほぼ零になってしまう為、回転状態の判断ができなくなる。そこで、固定子側に直流電圧を供給することにより、誘導電動機の回転方向及び速度を推定する「直流電流印加モード」を提案する。

まず、フリーラン中の誘導電動機に直流電圧を印加すると、固定子電流が流れる。この固定子電流により一次磁束が発生する。電動機が回転していれば、一次磁束が作る磁界と回転子二次導体が鎖交する為、フレミングの右手の法則より起電力が発生する。この起電力の大きさや周波数は、一次磁束の大きさと回転子の回転速度により決定する。回転子二次導体は短絡されているので、起電力に依存した短絡電流が流れ、二次磁束が発生する。この二次磁束を打ち消すような成分の電流が固定子電流に流れる。この電流を二次電流と呼ぶ。この電流は、回転子の角周波数で変化する為、二次電流の角周波数を検出することで、フリーラン中の誘導電動機の手速を求めることができる。

まず、直流電流印加モードでの回転状態を推定する原理について説明する。インバータの回転状態を推定する為、d 軸電流指令  $I_d^*$  に、

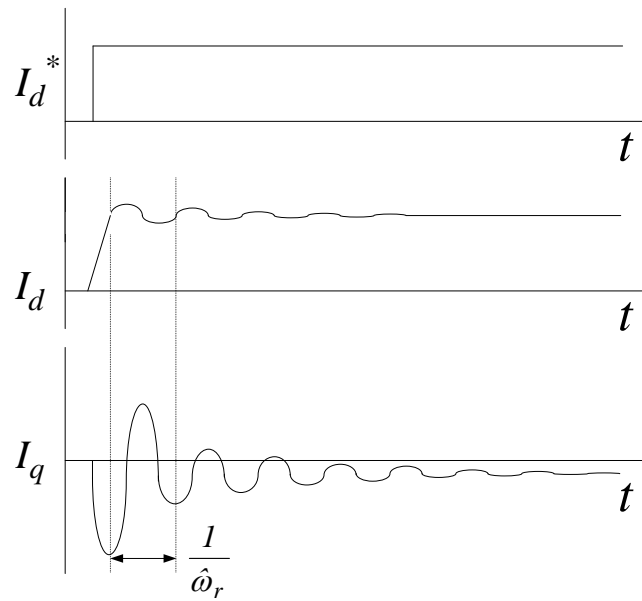
$$I_d^* = I_{DC} \quad (3-10)$$

を与える。ここで、 $I_{DC}$  は直流電流であり、(2-38)式から演算される励磁電流である

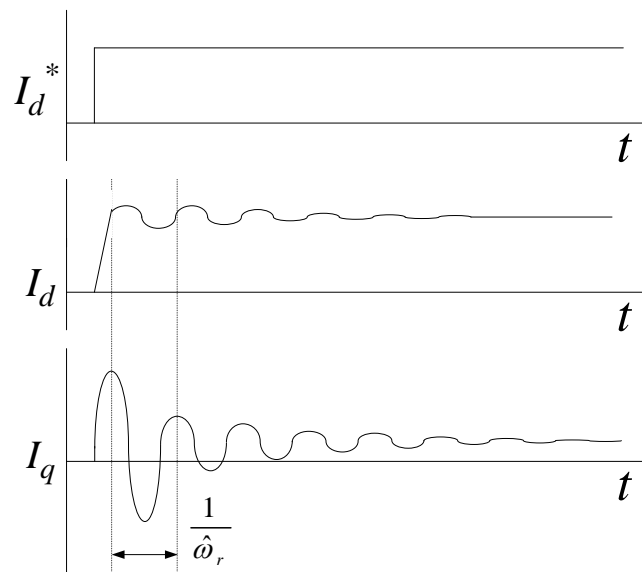
$$I_{DC} = \frac{\Phi_R^*}{M} \quad (3-11)$$

とする。 $I_{DC}$  により固定子に一次磁束が発生する。誘導電動機が回転している場合、回転子に起電力が発生し、二次電流が流れる。図 3-7 は、直流電流を印加した時の d 軸電流検出値  $I_d$  と q 軸電流検出値  $I_q$  の波形である。図 3-7(a) は、誘導電動機の正回転時、図 3-7(b) は、逆回転時である。正転の場合には、 $I_q$  は零からまず負の方向へ流れ、逆転の場合には、正方向に増加する。 $I_q$  の振幅は次第に減衰し、正転の場合には、最終的には負の値に、逆転の場合には正の値に収束する。従って、 $I_q$  に現れる周波数成分の 1 周期に相当するゼロクロスからゼロクロスあるいは極大値と極大値（極小値から極小値）の周期を測定することにより、角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  を推定することができる。回転方向は  $I_q$  の初期特性から求めることができるが、直流電流を印加した直後の  $I_q$  の符号のみで回転方向を判断することは、誤検出する可能性が高い。そこで、直流電流を印加している時刻  $t_0$  から  $t_1$  まで間時刻  $t$  時 q 軸電流検出値  $I_q(t)$  をサンプリング時間  $T_s$  毎に計測し、その積算値を

$$I_{qsum} = \sum_{t=t_0}^{t_1} I_q(t) \cdot T_s \quad (3-12)$$



(a)正転時



(b)逆転時

図 3-7. 誘導電動機に直流電流を印加した時の d 軸電流検出値と q 軸電流検出値

と演算し、積算値  $I_{qsum}$  が負の場合を正転とし、正の場合を逆転と判断する。

また、理論的には、残留電圧が零の為、回転方向は  $I_q$  の初期極性から決定できるが、実際には珪素鋼板等のヒステリシス特性の為、零とはならない。この為、誘導電動機に直流電流指令を印加した時の  $I_d$  と  $I_q$  の波形には、図 3-8 に示すように残留磁束の影響で、 $I_q$  の初期極性が正となり、回転方向を誤検出することがある。そこでシミュレーションにより動作確認を行う。表 3-1 は、残留電圧の振幅と位相が回転方向を誤検出する可能性の有無をまとめたものである。ここでは、3.7kW の誘導電動機が  $1800\text{min}^{-1}$  でフリーラン状態の時に、

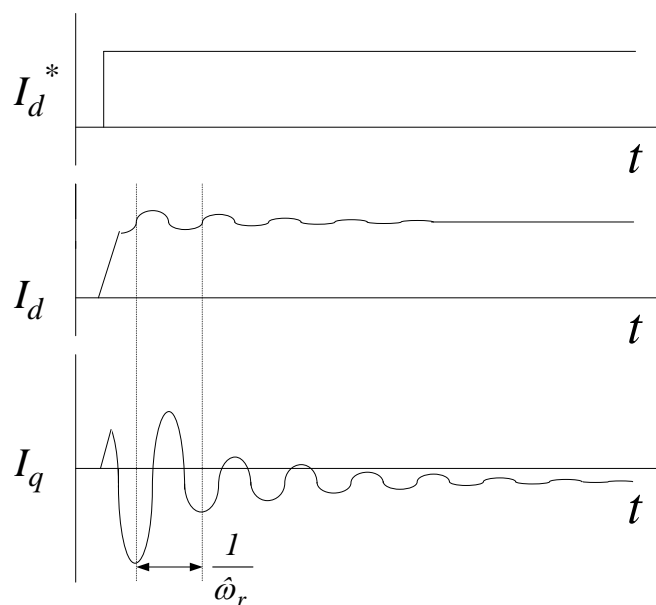


図 3-8. 正転にフリーラン時の残留電圧による q 軸電流検出値への影響

表 3-1. 残留電圧の位相と大きさが回転方向判断に与える影響

残留電圧 位相[度]	残留電圧の振幅(200V/100%)			
	20%	10%	2%	0.5%
0	○	○	○	○
30	○	○	○	○
60	×	△	○	○
90	×	×	△	○
120	×	×	×	○
150	×	×	×	○
180	×	×	△	○
210	×	×	△	○
240	△	△	△	○
270	△	○	○	○
300	○	○	○	○
330	○	○	○	○

○ : 正常に判断可    △ : 誤検出する可能性あり    × : 誤検出

残留電圧の位相と振幅をパラメータとし、d 軸を u 相軸上に固定して、励磁電流指令を d 軸電流指令  $I_d^*$  として印加した時の q 軸電流検出値  $I_q$  の 0.5sec 間の積算値を演算した。電流検出器の誤差がインバータの定格電流の 5% であると仮定すると、q 軸電流積算値  $I_{qsum}$  が 2.5%sec 以上なければ、電流検出器誤差の影響を受ける為、誤検出となる。そこで、極

性は正しいが積算値が  $2.5\%sec$  以下になった場合及び、極性が異なった場合を誤検出とした。シミュレーションの結果から残留電圧が定格速度における誘起電圧の  $0.5\%$ 以下であれば、誤検出しないことが明らかとなった。また、残留電圧が大きくなればなるほど誤検出する可能性が高くなること、直流電流印加時の残留電圧の位相が  $d$  軸位相から離れれば離れるほど誤検出する可能性が高くなることを確認した。この結果から、回転方向を誤検出するのは、残留磁束の影響であると推定した。すなわち、直流励磁により発生する二次磁束と残留磁束が合成された磁束が回転子に発生し、その合成磁束による誘起電圧から二次電流が流れる為である。従って、直流電流を印加した瞬間の残留磁束の大きさや位相により、二次電流への影響が変化する。影響を受けないようにするには、残留電圧の振幅を小さくするか、残留電圧があっても正常に判断できるような直流電流を印加することである。残留電圧の振幅を小さくする為には、直流電流の印加方法を工夫して、残留磁束を打ち消すようにする。

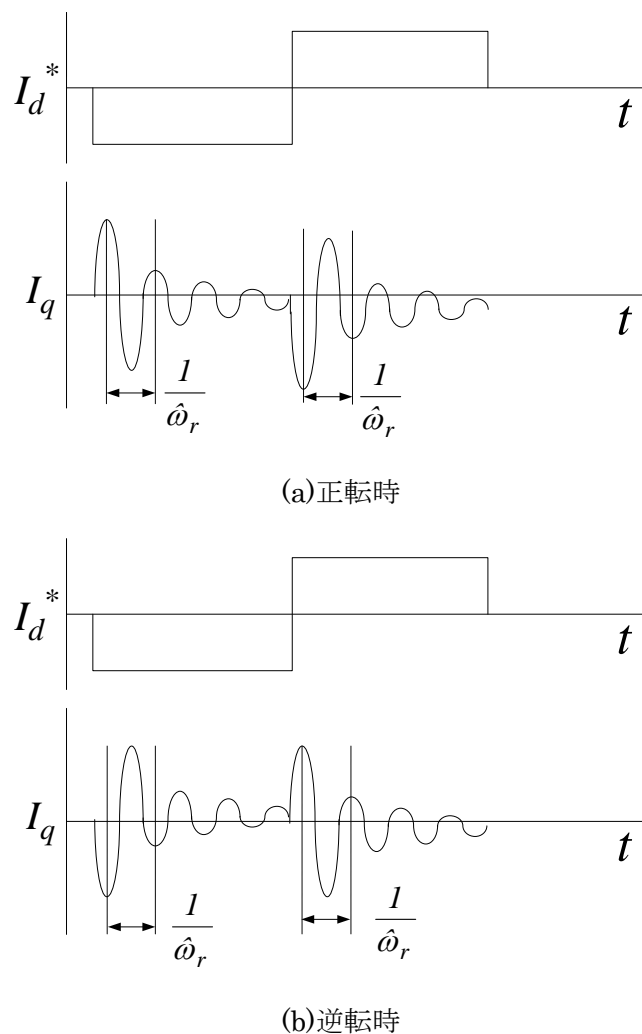


図 3-9. 直流電流指令を 2 段階に変化させて印加した時の  $q$  軸電流検出値の波形

そこで、直流電流を 2 段階に印加するように変更する。1 段階目の直流電流の印加は、残留磁束を減らす働きと速度を検出する役目とする。2 段階目の直流電流の印加は、速度及び回転方向を検出する役目とする。1 段階目と 2 段階目の印加方向は極性を変えている。これは 1 段階目の印加で減衰させた残留磁束の影響を更に小さくする為である。図 3-9 に直流電流指令を 2 段階に変化させて印加した時の q 軸電流検出値の変化を示す。このようにすれば、残留磁束が残っていても、回転方向を正しく判定することができる。次に、直流電流印加時間について検討する。誘導電動機が回転していると、二次電流が流れることから、速度検出ができるように、直流電流印加時間は二次電流 1 周期分以上測定できる時間必要である。しかしながら、低速で回転している場合に、その速度を計測する為に、長時間直流電流を印加していると、誘導電動機は直流制動をしているのと等価となり停止してしまう。また、低速の場合は停止していると判断しても、インバータ異常は発生しない為、推定速度の下限値を設定し、その速度以下は下限速度あるいは停止していると判定するように、直流電流の印加時間を決定すればよい。ここでは、直流電流印加時間は、2.5Hz まで測定可能な 0.5 秒とする。

次に、誘導電動機が停止している場合について考える。誘導電動機に直流電圧を印加すると、誘導電動機に固定子電流が流れる。この固定子電流により一次磁束が発生する。回転子は停止しているので、一次磁束が作る磁界と回転子二次導体は鎖交せず、二次電流は流れない。図 3-10 は誘導電動機停止時の直流電流指令印加時の q 軸電流検出値の波形である。従って、q 軸電流検出値  $I_q$  が零の場合は、誘導電動機は停止していると推定できる。このように、誘導電動機に直流電流を印加して、正弦波状に表れる q 軸電流検出値  $I_q$  の周期を測定することにより角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  を推定でき、q 軸電流検出値  $I_q$  が零の場合は停止していることを推定できる。また、q 軸電流積算値  $I_{qsum}$  の符号が負の場合は正転、正の場合は逆転と推定することができる。

次に、実際にこの原理を適用した例を説明する。図 3-11 は、「直流電流印加モード」による誘導電動機速度推定制御ブロック図であり、図 3-12 は、「直流電流印加モード」のタイミングチャートである。通常制御時には、スイッチ SW4～SW6 は A 端子側で制御され

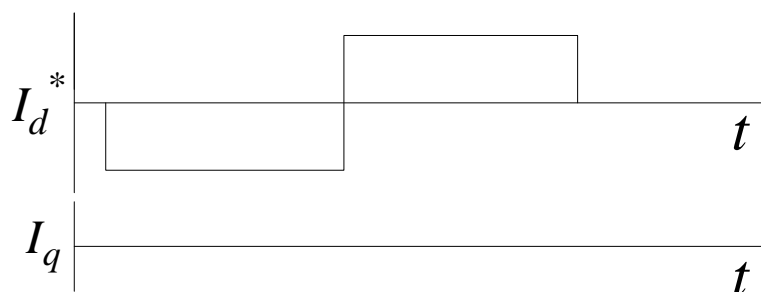


図 3-10. 誘導電動機停止時の直流電流指令印加時の q 軸電流検出値の波形

る。ここで、q 軸電圧指令  $V_q^*$ 、d 軸電圧指令  $V_d^*$ 、q 軸電流指令  $I_q^*$ 、d 軸電流指令  $I_d^*$ 、角周波数指令  $\omega$  は 2.3.2 項の図 2-15 の制御ブロック図から与えられる。

図 3-12 のタイミングチャートにおいて、時刻  $t_0$  で再起動指令が入力されると速度推定処理に入り、3.4.1 項で説明した零電流制御モードを実施する。時刻  $t_1$  において、誘起電圧が定格電圧の 10%以下と判断した為、「零電流制御モード」を停止する。一旦、インバータのスイッチングを停止して、「直流電流印加モード」の処理をする為の準備を行う。時刻  $t_2$  において、直流電流印加モードを開始する為、スイッチ SW4~SW6 は一斉に B 端子側に切り替わり、 $V_d^*$ 、 $V_{q1}^*$ 、 $\theta$  に零を設定する。 $V_d^*$  は、d 軸電圧を d 軸電流制御器のみで制御する為、零に設定する。q 軸電圧指令  $1V_{q1}^*$  は、q 軸電流に現れるフリーラン中の誘導電動機の世界速度情報を検出する為に零に設定する。d 軸位相  $\theta$  を u 相に設定し、固定座標系から q 軸電流の変化を監視する為、 $\theta$  に零を設定する。q 軸電流指令  $I_q^*$  は特別な意味を持たない為、零が設定されているが、d 軸電流指令  $I_d^*$  には、励磁電流指令が与えられている。この為、d 軸電流指令  $I_d^*$  と d 軸電流検出値  $I_d$  が励磁電流指令に一致するように、d 軸電流制御器が d 軸電圧補償  $V_{dcmp}$  を出力する。以上の設定により図 3-13 で表すような直流電流印加中の制御ブロック図となる。直流電流の印加を開始して時刻  $t_3$  で、q 軸電流検出値  $I_q$  の周波数成分を計測し、d 軸電流指令  $I_d^*$  の極性を変え、再び直流電流を誘導電動機に印加する。そして、 $I_q$  の積算値から回転方向を推定する。また、時刻  $t_4$  で、q 軸電流検出値  $I_q$  の周波数成分より、角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  を推定する。ここで、d 軸電流指令  $I_d^*$  を印加して作った磁束は、図 2-12 の誘導電動機のすべりトルク・電流等の関係から、すべりが大きい状態となる為、回転子側にはほとんど残留磁束が残らないと考えることができるので、誘起電圧指令  $E^*$  と磁束軸である d 軸位相  $\theta$  の初期値も零のままよい。従って、切り替え処理の際は、も零のままよい。従って、切り替え処理の際は、推定した角周波数と回転方向を初

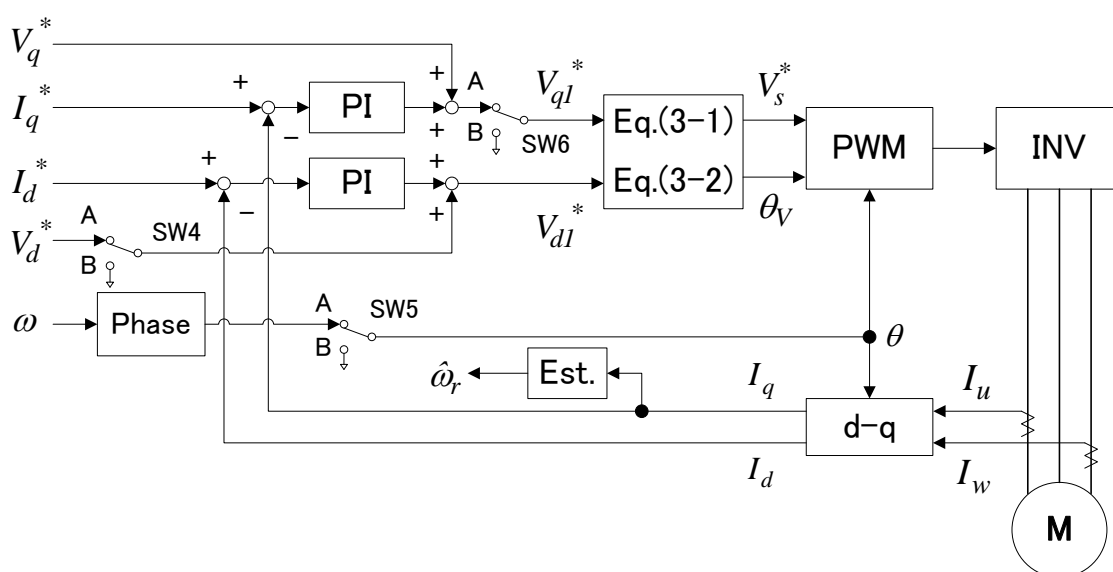


図 3-11. 直流電流印加モードの制御ブロック図

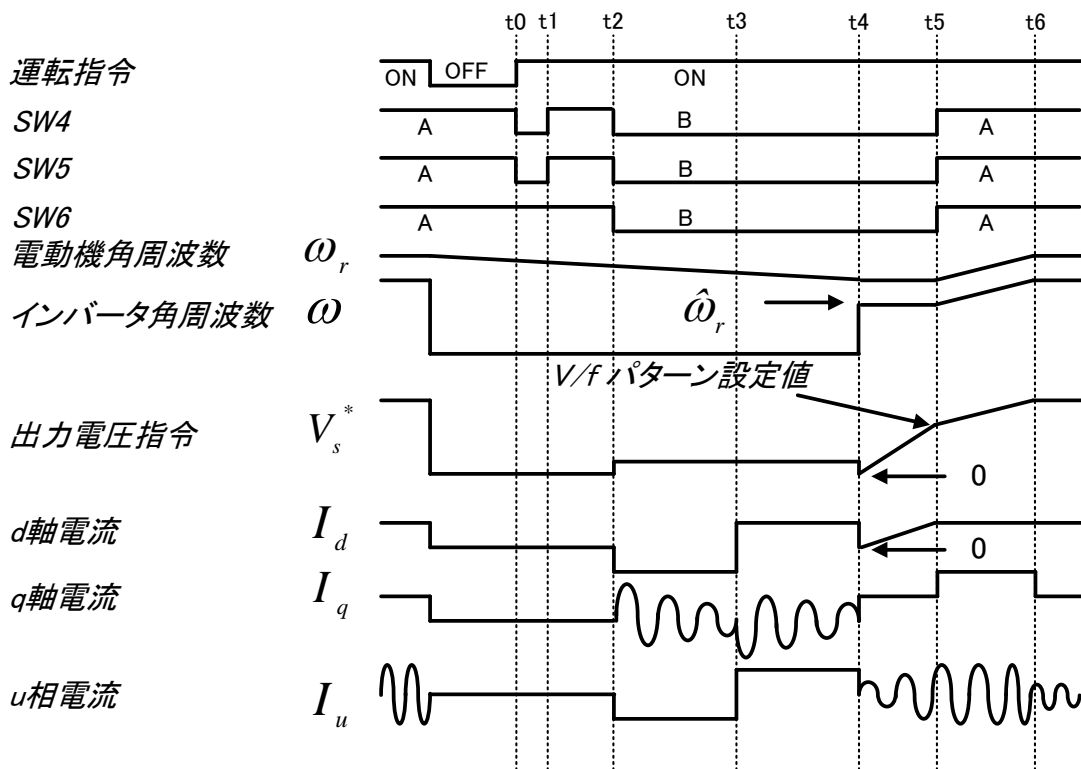


図 3-12. 直流電流印加モードのタイミングチャート

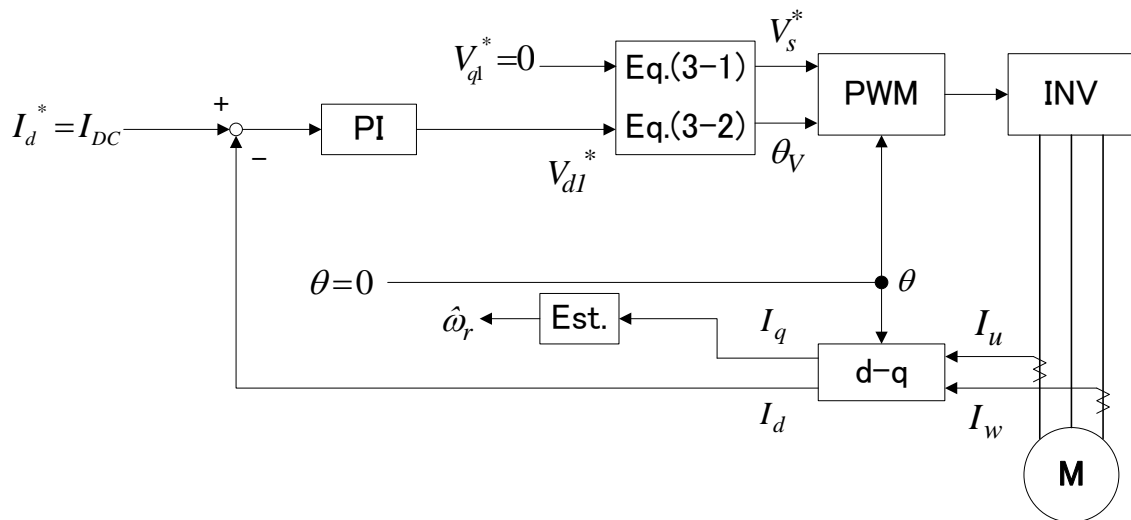


図 3-13. 直流電流中の制御ブロック図

期値として設定し、推定した角周波数と回転方向を初期値として設定し、誘起電圧の振幅及び位相は零に設定する。そして、スイッチ SW4～SW6 を B 端子側から A 端子側に切替



えると同時に、d 軸電圧指令  $V_d^*$ 、q 軸電圧指令  $V_q^*$ 、誘起電圧指令  $e^*$ 、q 軸電流指令  $I_q^*$ 、d 軸電流指令  $I_d^*$ 、二次磁束指令値  $\Phi_R^*$ 、磁束軸である d 軸位相  $\theta$  の初期値を零に設定する。角周波数  $\omega$  は(3-6)式に基づき、角周波数推定値  $\hat{\omega}_r$  から演算する。また、3.4.1 項と同様に角周波数  $\omega$  は一定とし、誘起電圧指令  $E^*$  を二次回路時定数に従って、設定された V/f パターンに一致するまで、徐々に増加させる。すると(2-37)、(2-38)式に基づいた二次磁束指令値  $\Phi_R^*$ 、d 軸電流指令  $I_d^*$  は徐々に増加する。同様に、q 軸電圧指令  $V_q^*$ 、d 軸電圧指令  $V_d^*$  は、(2-39)、(2-40)式に基づいて演算する。誘起電圧指令  $E^*$  は設定された V/f パターンに一致した時刻  $t_5$  で、 $\Phi_R^* = \Phi_{R0}^*$ 、 $I_d^* = I_{d0}^*$  とできるので、速度推定処理から通常運転処理に移行する。速度センサレス制御にオブザーバ等を適用している場合には、このタイミングでオブザーバの状態変数の初期値に推定値を設定すればよい。通常運転処理に切替わった直後は、フリーランしていた状態の速度で正常に起動できた状態である。

通常運転処理で加減速を行い指令角周波数で駆動できれば、時刻  $t_6$  で定常運転処理に切替え、角周波数指令通りの電動機角周波数を維持するように制御する。

### 3.4.3 センサレス誘導電動機の回転状態推定手法まとめ

3.4 節では、誘導電動機の回転状態推定手法として、「零電流制御モード」、「直流電流印加モード」の2種類のモードを提案した。「零電流制御モード」ではフリーラン状態の誘導電動機の残留電圧により流れる電流を零に制御することで、インバータの出力電圧指令を残留電圧に同期させ、その出力電圧指令の振幅、位相、角周波数、回転方向から誘導電動機の回転方向及び角周波数を推定できる。なお、切替え処理では、速度推定処理の出力電圧指令が連続するように出力電圧指令の振幅、位相、角周波数、回転方向を設定する。但し、誘導電動機の残留電圧は二次回路時定数に従い減衰している為、切替え処理では、誘起電圧を設定された  $V/f$  パターンのレベルまで二次回路時定数に従って増加させる。誘起電圧が一致した後、加減速処理に切替わる。加減速処理では、角周波数指令に応じて加減速する。電動機角周波数が角周波数指令に一致すると定常運転処理に切替わり、電動機角周波数を維持する。

誘導電動機の残留電圧が 10%以下になった場合には、誘導電動機の回転状態が推定できなくなる為、「直流電流印加モード」に移行する。「直流電流印加モード」では、直流電流を印加することにより直流励磁して、回転子二次導体が鎖交することにより発生する二次電流の角周波数を観測することにより回転子角周波数と  $q$  軸電流の積算値から回転方向を推定することができる。このモードでは残留電圧が残っていない為、切替え処理では、推定した回転方向と角周波数を設定し、誘起電圧指令は零から設定された  $V/f$  パターンのレベルまで二次回路時定数に従って増加させる。誘起電圧が一致した後、加減速処理に切替わる。加減速処理では、角周波数指令に応じて加減速する。電動機角周波数が角周波数指令に一致すると定常運転処理に切替わり、電動機角周波数を維持する。

以上のように誘導電動機の残留電圧の状態に応じて、2種類のモードによる回転状態推定手法を提案した。

### 3.5 提案回転状態推定手法の実機適用時における問題と対策

#### 3.5.1 提案した回転状態推定手法を実機に適用した時の問題

提案した回転状態推定手法の「直流印加モード」を実機に適用したところ、2種類の問題が発生した。1つ目は工作機械用途などに用いられる高速誘導電動機に「直流印加モード」を適用した場合に、電動機が高速で回転しているにもかかわらず電動機角周波数が推定できなかったことである。2つ目は適用する誘導電動機の二次回路時定数が大きい場合に、回転方向を誤推定したことである。これらそれぞれの要因を解析し、実施した対策を説明する。

### 3.5.2 高速でフリーラン中の誘導電動機速度誤検出問題における要因と対策

誘導電動機の等価回路は、2.3.1 項で説明したように図 2-13 の等価回路で表わされる。「直流電流印加モード」では、固定子側から設定した直流電流を印加するようにしている。印加された固定子電流  $I_S$  から励磁電流  $I_M$  は、回転子側の等価回路から演算することができ、回転子抵抗  $R_R$  と相互インダクタンス  $M$  と回転子の角周波数  $\omega_r$  を用いて

$$I_M = \frac{R_R}{R_R + \omega_r M} I_S \quad (3-13)$$

となる。「直流電流印加モード」では、直流励磁することを想定している為、直流電流の値は誘導電動機の励磁電流指令を設定していた。実際、(3-13)式に  $\omega_r = 0$  を代入すると

$$I_M = I_S \quad (3-14)$$

となり、供給された直流電流はすべて、直流励磁に使用される。回転周波数が 50Hz あるいは 60Hz の汎用誘導電動機であれば、励磁電流レベルの直流電流を印加することで、正しく角周波数及び回転方向を推定することができた。しかしながら、回転子角周波数  $\omega_r$  が高くなると、正しく角周波数を測定できない。その理由を検討する。まず、(3-13)式を変形すると

$$I_M = \frac{R_R / \omega_r M}{R_R / \omega_r M + 1} I_S \quad (3-15)$$

となる。 $\omega_r$  が高くなると次第に

$$\omega_r M \gg R_R \quad (3-16)$$

という条件が成立するようになる。この場合、

$$\frac{R_R}{\omega_r M} \approx 0 \quad (3-17)$$

と近似できる為、(3-15)式は

$$I_M \approx 0 \quad (3-18)$$

となる。(3-15)式から回転子の角周波数が高いほど、供給された  $I_S$  が  $I_M$  に流れる割合は小さくなる為、直流励磁される磁束量が小さくなる。結果として直流励磁と回転子二次導体の鎖交により発生する誘起電圧も小さくなり、この誘起電圧に起因して流れる二次電流も小さくなる。従って、回転子の角周波数が高いほど、回転状態の推定が困難ということの意味している。

回転子の角周波数が高い場合に、速度誤検出しないようにする為には、直流電流により発生する磁束を大きくしなければならない。(3-15)式から  $I_S$  を大きくすれば、 $I_M$  が大きくなるので、磁束が大きくなる事がわかる。

そこで、「直流電流印加モード」における直流電流の印加レベル  $I_{DC}$  は、適用する誘導電動機の定格励磁電流  $I_{Mrate}$  を基準として、電動機特性に合わせて調整できるように係数  $K_{IS}$  を持たすように

$$I_{DC} = K_{IS} \cdot I_{Mrate} \quad (3-19)$$

として設定すれば、どのような誘導電動機でも対応でき、フリーラン中の回転状態を正しく推定することができる。ここで、誘導電動機が定格角周波数  $\omega_{rrate}$  で回転している時に定格励磁電流  $I_{Mrate}$  流す為に必要な直流電流は(3-13)式から

$$I_S = \frac{R_R + \omega_{rrate} M}{R_R} I_{Mrate} \quad (3-20)$$

と演算できる為、係数  $K_{IS}$

$$K_{IS} = \frac{R_R + \omega_{rrate} M}{R_R} \quad (3-21)$$

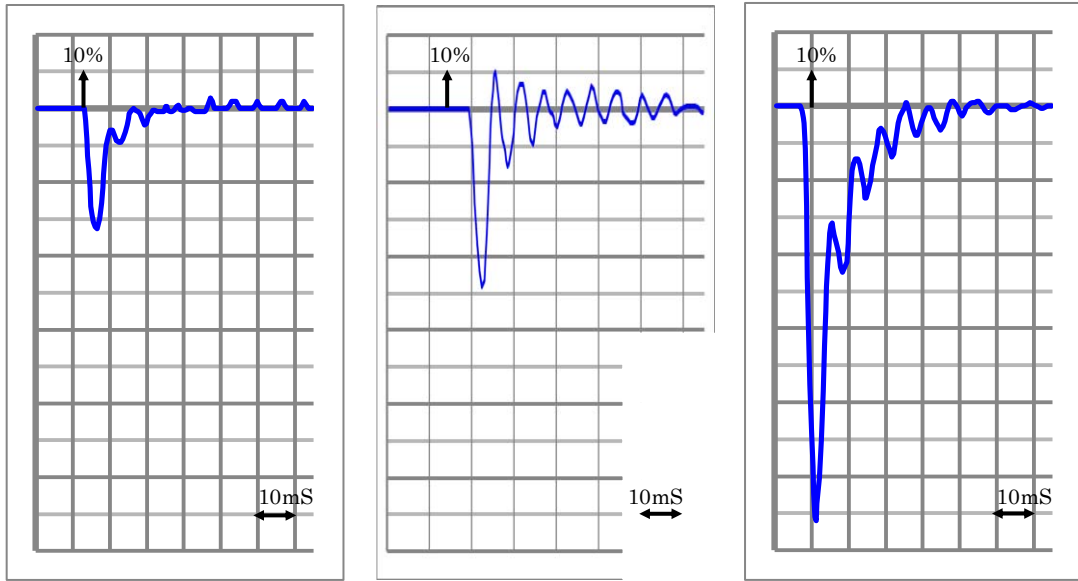
と設定すればよい。

以下に、「直流印加モード」での高速回転時の速度誤検出に対する原因の推定と対策が正しいかということに着目として実機で確認をしている。評価用の誘導電動機の特性を表 3-2 に示す。

表 3-2. 高周波誘導電動機の定格特性

定格出力	定格電圧	定格電流	定格 励磁電流	定格 周波数	定格速度	極数
3.7kW	200V	15.2A	6.3A	202Hz	6000min <sup>-1</sup>	4

図 3-14 は 6000min<sup>-1</sup> で回転中の誘導電動機に直流電流を印加した際の二次電流の波形である。この誘導電動機では、(3-21)式に基づき演算された係数  $K_{IS}$  は約 2 であった為、定格励磁電流、定格励磁電流の 2 倍、定格励磁電流の 3 倍の直流電流を印加して妥当性を確認した。図 3-14(a) は定格励磁電流を印加した際の二次電流の振幅の波形である。二次電流の周波数成分が検出できていない。高速で回転しているにもかかわらず、停止していると判断した。図 3-14(b) は定格励磁電流の 2 倍を印加した際の二次電流の振幅の波形である。印加する直流電流値を大きくすることにより二次電流の振幅を増大でき、高速の誘導電動機でも速度を正しく推定できた。図 3-14(c) は定格励磁電流の 3 倍を印加した際の二次電流波



(a)定格励磁電流印加時 (b)定格励磁電流の2倍印加時 (c)定格励磁電流の3倍印加時  
 図 3-14. 6000min<sup>-1</sup>で回転中の誘導電動機に直流電流を印加した際の二次電流の波形

形である。二次電流の振幅は大きくなっているが、印加した直流電流が直接二次抵抗に流れてしまい、零クロスしない為二次電流の周波数成分を測定することができないので、停止状態と判断した。この結果から(3-21)式に基づき直流電流レベルを決定すればよいことが確認できた。

また、誘導電動機が停止していれば、直流励磁と回転時二次導体が鎖交せず誘起電圧が

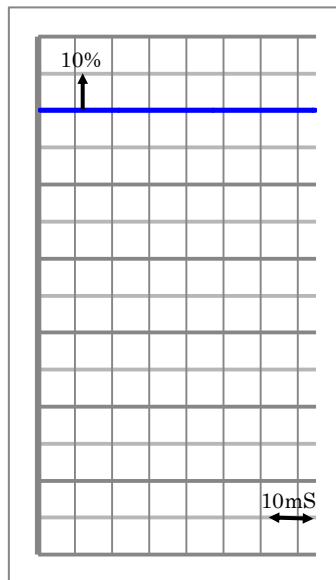


図 3-15. 電動機が停止時に定格励磁電流の2倍を印加した際の二次電流の波形

発生しない為、直流電流を印加しても、二次電流が流れないことを確認した。図 3-15 は停止状態の誘導電動機に定格励磁電流の 2 倍を印加した際の二次電流の振幅の波形である。二次電流が流れず、停止していることを正しく推定できた。このように「直流電流印加モード」は、200Hz 程度の高周波誘導電動機にも対応できることを証明した。

高周波誘導電動機以外の誘導電動機も、速度推定精度を高くする為に、印加する直流電流の振幅を大きくした方が良いのではないかと考えられるが、大きくし過ぎると、直流電流の一部が直接二次抵抗に流れる為、角周波数を測定することができなくなる。また、フリーラン中の誘導電動機に直流を印加することから直流制動状態となり、誘導電動機を減速させることとなる。従って、印加する直流電流は、誘導電動機特性に合わせて(3-21)式に基づき係数  $K_{IS}$  を設定した方がよい。

### 3.5.3 二次回路時定数が大きい誘導電動機の回転方向誤検出問題の要因と対策

二次回路時定数が大きい誘導電動機とは、一般的に大容量の誘導電動機が該当する。二次回路時定数は(2-45)式で表わされ、誘導電動機の回転子自己インダクタンスと回転子抵抗から演算される。誘導電動機の残留磁束は 2.3.3 項で説明したように二次回路時定数に従って減衰する。この為、二次回路時定数の大きな誘導電動機での回転状態推定手法は、「零電流制御モード」で回転方向及び角周波数を推定できる場合が多い。大容量の誘導電動機は、誘導電動機自体の慣性も大きい為、適用される機械の慣性も大きくなる為、加減速に 30 分程度かかるような機械も少なくない。このような機械ではフリーラン状態になっても直ぐには停止せず、残留電圧がなくなった状態で回転状態を推定しなければならないことも多い。従って、「直流電流印加モード」での回転状態推定も必要となる。

図 3-16 は、160kW の誘導電動機に「直流電流印加モード」を適用した時の波形である。この誘導電動機は二次回路時定数が 1450ms あり、「直流電流印加モード」で回転方向を誤推定する場合があった。図 3-16 の u 相電流波形の丸で囲まれた部分が、直流電流を印加している部分である。直流電流を流しているにもかかわらず、残留磁束の影響で直流電流に周波数成分を有する電流が 400ms 以上流れている。この為、回転方向を誤推定していると考えられる。図 3-17 は正転回転時の二次回路時定数が大きい誘導電動機において、「直流電流印加モード」を適用した場合の二次電流への残留電圧の影響を表わしたものである。本来は、q 軸電流は破線のようにマイナス方向の電流とならなければならない。しかしながら、実際には二次回路時定数が大きい為、残留磁束が消えず実線のような二次電流が流れている為、速度を誤検出していると想定される。「直流電流印加モード」での残留電圧の最大値は  $\phi_{R10}$  (定格磁束の 10%) である為、残留磁束  $\phi_{RR}$  は(2-46)式から

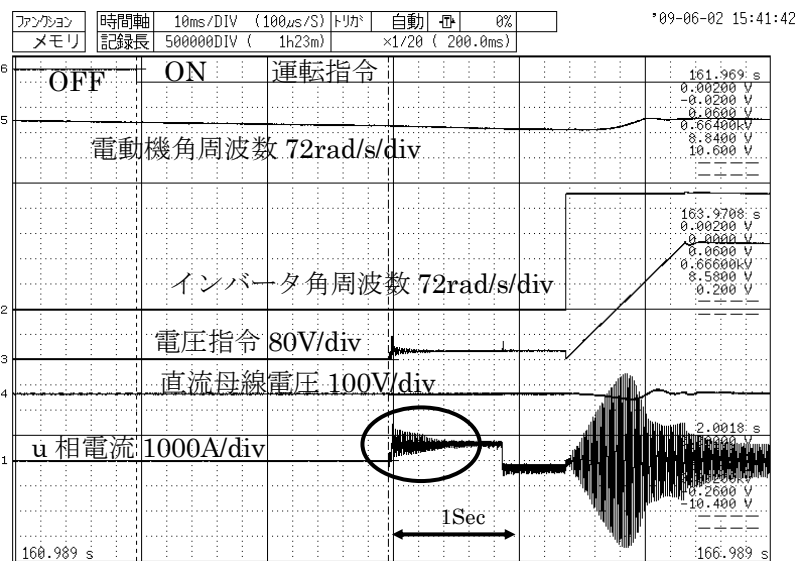


図 3-16. 160kW の誘導電動機において、「直流電流印加モード」を適用した時の波形



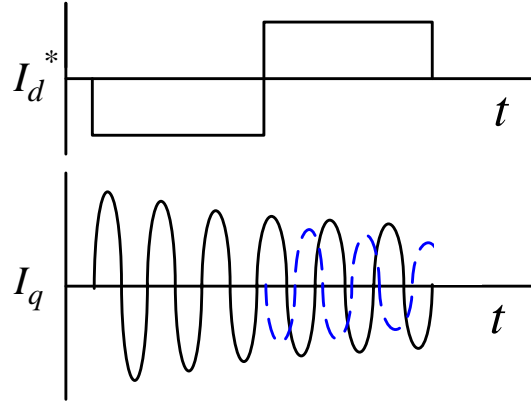


図 3-17. 二次回路時定数が大きい場合の二次電流への残留電圧の影響（正転時）

$$\phi_{RR} = \phi_{R10} \varepsilon^{-t/\tau} \quad (3-22)$$

で演算される。また、定格励磁電流  $I_{Mrate}$  で直流電流印加時した時に回転子に発生する磁束  $\phi_{RDC}$  は(2-30)、(3-13) 式を過渡的に解くと

$$\phi_{DC} = \frac{R_R}{R_R + \omega_r M} M I_{Mrate} (1 - \varepsilon^{-t/\tau}) \quad (3-23)$$

となる。(3-23)式を変形すると

$$\phi_{DC} = \frac{1}{1 + \omega_r M / R_R} M I_{Mrate} (1 - \varepsilon^{-t/\tau}) \quad (3-24)$$

となる。ここで、(2-41)式において

$$L_R \approx M \quad (3-25)$$

と近似すると、(3-24)式は

$$\phi_{DC} = \frac{1}{1 + \omega_r \tau} \phi_{R100} (1 - \varepsilon^{-t/\tau}) \quad (3-26)$$

と近似できる。ここで  $\phi_{R100}$  は定格磁束で

$$\phi_{R100} = M I_{Mrate} \quad (3-27)$$

である。(3-26)式で演算される直流励磁により発生する磁束が、(3-22)式で表される残留磁束  $\phi_{RR}$  よりも十分大きくなれば、残留磁束  $\phi_{RR}$  の影響を受けなくなる。従って、誘導電動機の二次回路時定数に応じて、

$$\phi_{RR} < \phi_{DC} \quad (3-28)$$

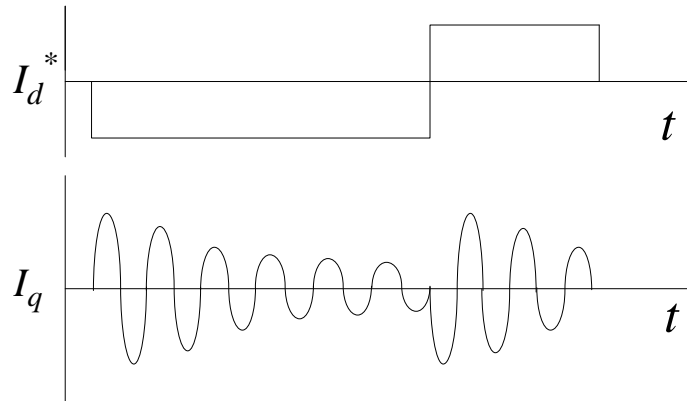


図 3-18. 残留磁束の影響を除去した二次電流波形（正転時）

が成立するように、直流電流の印加する時間を調整すればよい。

図 3-18 は 1 回目の直流電流の印加時間を二次回路時定数に応じて延ばして、残留磁束の影響を除去した時の二次電流の予想波形である。このように 1 回目の直流電流印加時間を二次回路時定数に応じて調整すれば、二次回路時定数の大きい誘導電動機でも残留磁束の影響を除去できる為、回転方向を誤検出しなくなる。この対策の妥当性としては、次章の実験結果により確認する。

### 3.5.4 直流電流印加モードで発生した 2 種類の課題のまとめ

3.4.2 項で提案した回転状態推定手法の「直流印加モード」を実機に適用して発生した 2 種類の問題に対して、発生要因とその対策について説明した。

1 つ目は高速誘導電動機において、高速で回転しているにもかかわらず、停止していると推定しまったことである。回転状態を誤検出した要因は誘導電動機が高周波で回転している為、直流電流を印加してもその一部しか直流励磁対象とならず、直流励磁での磁束が小さく、鎖交した回転子二次導体に発生する誘起電圧が小さくなり、結果として二次電流が小さくなっていたからである。対策としては「直流電流印加モード」における直流電流の印加レベルを適用する誘導電動機の特성에応じて、変更できるようにすることとした。

2 つ目は適用する誘導電動機の二次回路時定数が大きい場合に、回転方向を誤推定した例である。その要因は直流電流印加により発生する一次磁束に回転子の残留磁束が影響する為であり、対策としては 1 回目の直流電流の印加時間を二次回路時定数に応じて変更することで残留磁束を消去するようにした。

### 3.6 結言

本章では、フリーラン中の交流電動機の回転状態推定手法として、制御用の電流検出器のみで、交流電動機に流れる電流に基づき回転方向及び回転速度を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することで、交流電動機をスムーズに、与えられた速度指令に制御する手法を提案した。なお、提案した交流電動機の回転状態推定手法では、交流電動機の特性及び状態に応じて、2種類の回転状態推定モードを適用することを説明した。

まず2種類のフリーラン中の交流電動機の回転状態推定モードと各モード適用条件について説明した。

次に、永久磁石同期電動機の回転状態推定手法について記述し、「零電流制御モード」による回転状態を推定し、その推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、永久磁石同期電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に制御する方法について説明した。また、誘起電圧の検出が困難な低速回転状態の永久磁石同期電動機において、埋込磁石形同期電動機の場合には高周波重畳方式による磁極位置推定、表面磁石形同期電動機の場合には引き込み電流印加によりスムーズに再起動できることを説明した。

次に、誘導電動機の回転状態推定手法について記述した。まず、「零電流制御モード」に加えて、残留電圧が小さい場合は「直流電流印加モード」により誘起電圧を発生させることで回転状態を推定する方法について示した。また、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、誘導電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に制御する方法について説明した。

更に、提案した回転状態推定手法の「直流電流印加モード」を実機に適用した時に、発生した2つの問題とその解決策について説明した。1つ目は、工作機械用途などに用いられる高速誘導電動機が高速で回転しているにもかかわらず電動機角周波数が推定できなかったことを取上げた。高周波で回転している誘導電動機は、直流電流を印加してもその一部しか直流励磁対象とならず、直流励磁での磁束が小さく、鎖交した回転子二次導体に発生する誘起電圧が小さくなり、二次電流が小さくなっていたからである。対策としては「直流電流印加モード」における直流電流の印加レベルを適用する誘導電動機の特성에応じて、変更できるようにすることを説明した。2つ目は、適用する誘導電動機の二次回路時定数が大きい場合に、回転方向を誤推定した例を取上げた。直流電流印加により発生する一次磁束に回転子の残留磁束が影響する為であり、対策としては1回目の直流電流の印加時間を二次回路時定数に応じて変更することで残留磁束を消去するようにした。直流電流印加により発生する一次磁束に回転子の残留磁束が影響する為であり、対策としては1回目の直流電流の印加時間を二次回路時定数に応じて変更することで残留磁束を消去するようにしたことを説明した。

## 第 4 章 実機検証結果

### 4.1 緒言

本章では、フリーラン中の交流電動機に対して、提案した回転状態推定手法を適用して、電動機の回転状態を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、速度指令に追従させることができることを実機により検証する。

4.2 節では、回転状態推定手法を検証する実験システム及び試験方法について説明する。

4.3 節では、フリーラン中の永久磁石同期電動機に対して、回転状態推定手法の「零電流制御モード」を用いて、電動機の回転状態を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、速度指令に追従できることを示す。また、停止状態では、表面磁石形同期電動機では、引き込み電流を印加して、埋込磁石形同期電動機では高周波重畳による磁極位置推定後スムーズに指令通りに加速することを示す。

4.4 節では、フリーラン中の誘導電動機に対して、回転状態推定手法の「零電流制御モード」及び「直流電流印加モード」を用いて、電動機の回転状態を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、速度指令に追従できることを示す。また、「直流電流印加モード」における二次回路時定数に依存して 1 回目の直流電流の印加時間を変更することによる残留電圧除去で、二次回路時定数が大きい誘導電動機でも回転方向を誤推定しないことを示す。

## 4.2 回転状態推定手法の検証システム

### 4.2.1 回転状態推定手法検証システム構成

図 4.1 は、提案した回転状態推定手法を検証するシステムの構成図である。システム構成としては、被試験用電動機、回転状態推定手法を搭載した被試験用電動機を駆動する被試験用インバータ、速度を検出する為の速度検出器、負荷用の電動機、負荷用の電動機を駆動する為の負荷用インバータ、被試験用電動機と速度検出器と負荷用電動機のシャフトを結合する為のカップリングから構成されている。

本研究の目的は、速度センサあるいは磁極位置センサを有しない交流電動機の回転方向および速度を推定し、推定した情報に基づき速やかに加減速することである為、被試験用電動機にはこれらのセンサを有しない交流電動機とした。しかしながら推定した速度の妥当性を確認する為、速度検出器を交流電動機のシャフトに接続している。この速度検出器の出力は計測器にのみ入力するようになっており、被試験用インバータにフィードバックするようにはしていない。また、速度検出器は速度のみ検出可能であり、回転方向の検出はできない。なお、被試験用電動機と同型の電動機を負荷用電動機として接続している。

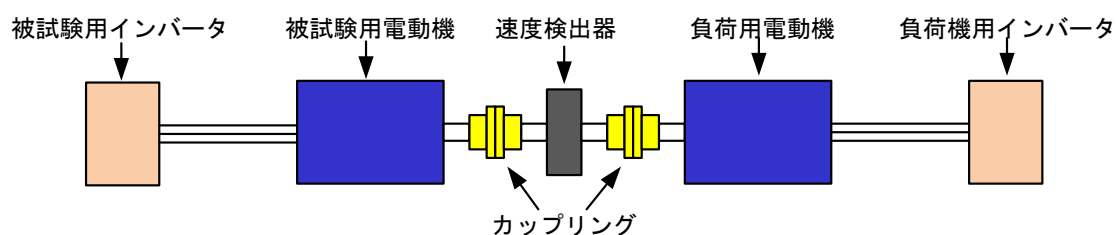


図 4.1 提案した回転状態推定手法を検証するシステム構成図

#### 4.2.2 回転状態推定手法検証試験方法

回転状態推定手法の検証方法として、被試験電動機のフリーラン状態の速度を停止状態、定格速度の 50%、定格速度の 3 種類で速度が正しく推定できるかを確認する。また、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、交流電動機をスムーズに、速度指令に制御する為、速度指令が変化しない場合、加速する場合、減速する場合についても確認する。また、逆転方向にフリーラン状態の被試験電動機の回転方向を正しく推定できるかを確認する。更に、回転状態を推定後、速度指令にスムーズに加減速し、定常運転処理になることを確認する。これらを組み合わせて、フリーラン開始前の速度指令と運転指令入力時の速度指令の条件は以下の 5 つとする。

- ①被試験用電動機が停止状態から正転の定格速度の速度指令で再起動（停止状態の推定とスムーズな加速処理）
- ②被試験用電動機が正転の定格速度でフリーランさせ、正転の定格速度指令で再起動（定格速度の推定と定常運転処理）
- ③被試験用電動機が正転の定格速度の 50%でフリーランさせ、正転の定格速度指令で再起動（定格速度の 50%の推定とスムーズな加速）
- ④被試験用電動機が正転の定格速度で回転している状態で、正転の定格の 50%の速度指令で再起動（定格速度の推定とスムーズな減速）、
- ⑤被試験用電動機が逆転の定格速度の 50%で回転している状態で、正転の定格速度指令で再起動（回転方向の推定と定格速度の 50%の推定とスムーズな減速、回転方向切り替え、加速）

試験方法としては、まず前提条件の回転方向及び速度指令で被試験用電動機を被試験用インバータで駆動する。被試験用電動機が誘導電動機であり、残留電圧零の試験をしたい場合には、負荷用インバータを駆動して、負荷用電動機で被試験用電動機を回転状態にする。速度指令に一致した状態でしばらく駆動した後、被試験用インバータの出力を遮断して、被試験用電動機をフリーラン状態とする。そして、回転方向及び速度指令を変更した後、回転状態推定手法を用いて再起動する。

### 4.3 永久磁石同期電動機における回転状態推定手法の検証結果

#### 4.3.1 表面磁石形同期電動機における回転状態推定手法の検証結果

表 4-1 に提案した回転状態推定手法の検証に用いた表面磁石形同期電動機の一覧表として示す。

表 4-1. 表面磁石形同期電動機の定格特性

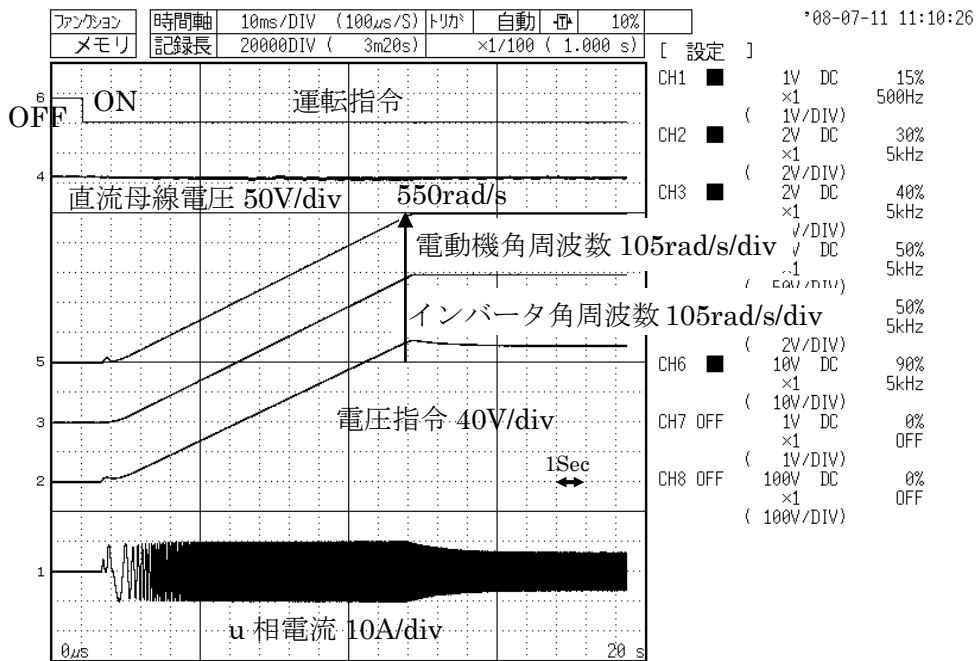
定格出力	定格電圧	定格電流	定格周波数	定格速度	極数
3.7kW	180V	17.2A	87.5Hz	1750min <sup>-1</sup>	6

表 4-1 の特性を有する表面磁石形同期電動機に 4.2.2 項で説明した試験条件に基づき検証する。表 4-2 は、表面磁石形同期電動機における検証条件と検証結果図番号を一覧表として示す。検証条件は、フリーラン開始時の電動機が駆動されている速度指令と再起動時の速度指令である。この速度指令には回転方向を含んでおり、正転の時はプラス符号、逆転の時はマイナス符号とする。再起動開始時の電動機速度はフリーラン開始時の速度から下がっている。また、この電動機の定格角周波数は定格周波数に  $2\pi$  を乗じた 550rad/s である。検証結果は、測定した実速度を電動機角周波数に換算して表す。

表 4-2. 埋込磁石形同期電動機における検証条件と検証結果図番号

図番号	モード	フリーラン時の速度	再起動時の速度指令
図 4-2	零電流制御	停止中	+100%
図 4-3	零電流制御	+100%	+100%
図 4-4	零電流制御	+50%	+100%
図 4-5	零電流制御	+100%	+50%
図 4-6	零電流制御	-50%	+100%





拡大

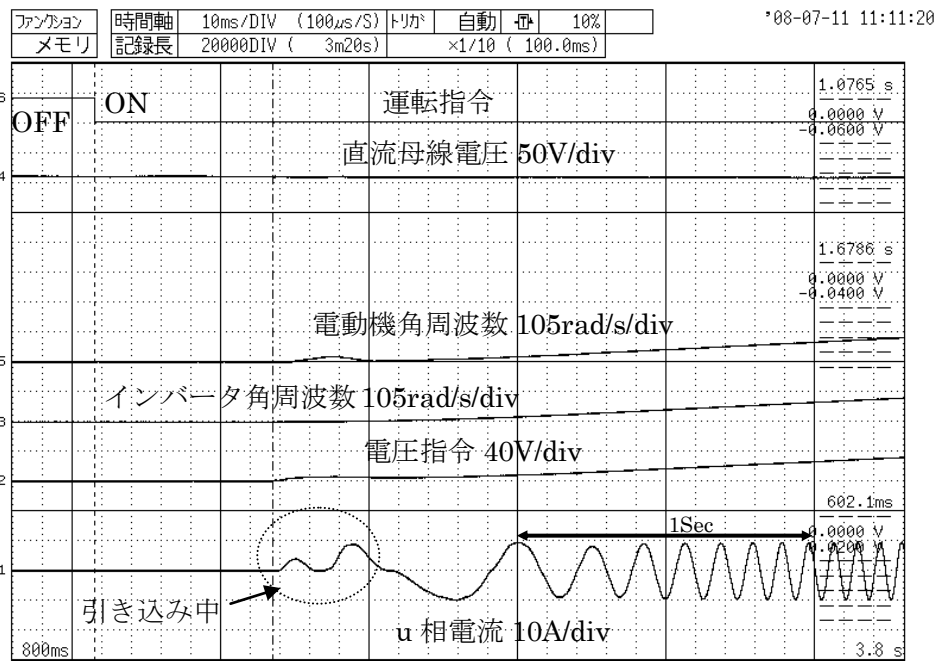


図 4-2. 停止状態から+100%速度指令で再起動の時の検証結果 (表面磁石形同期電動機)

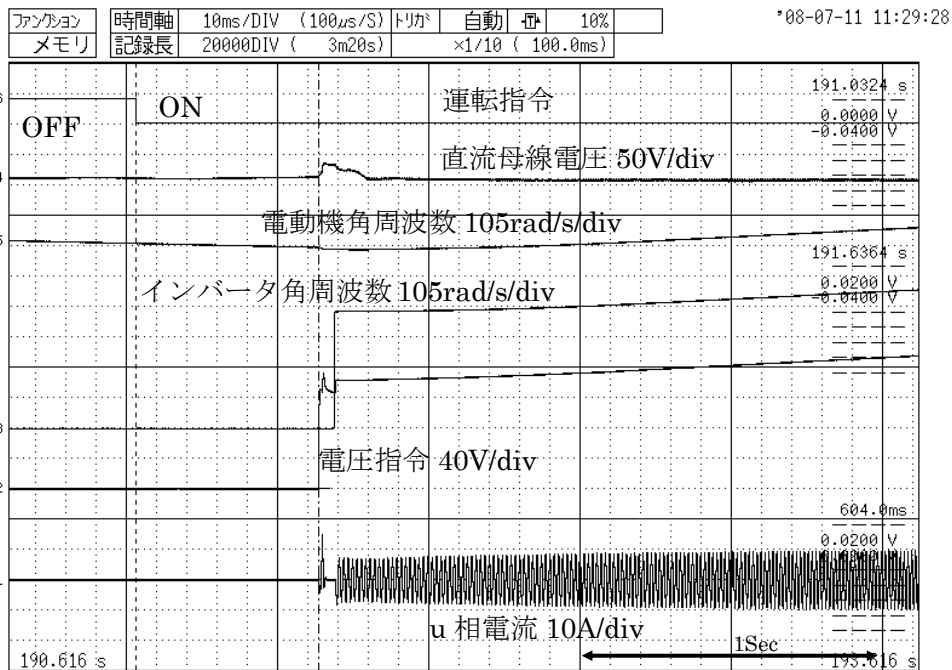
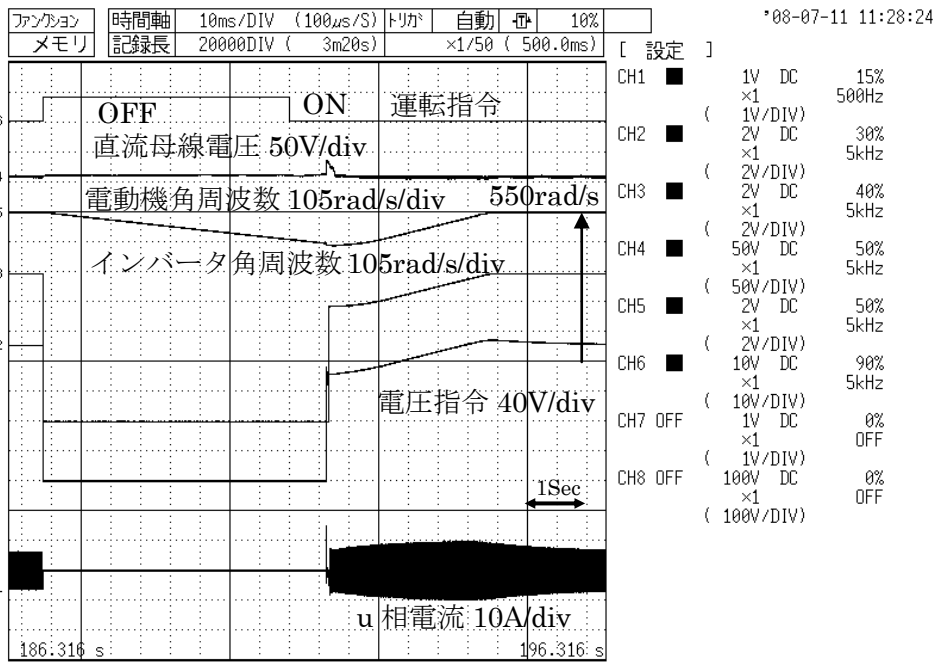
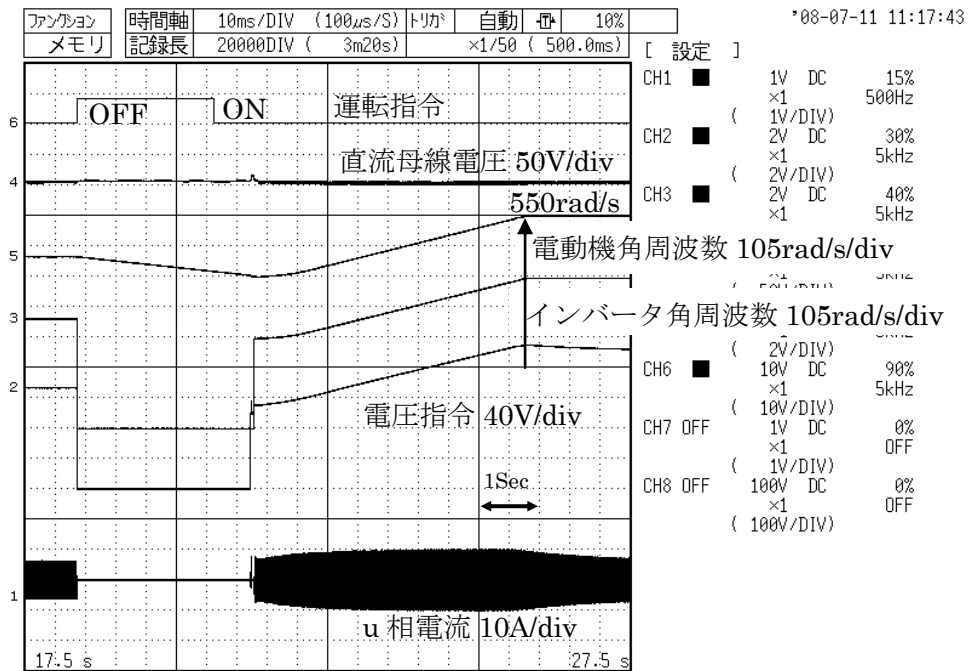


図 4-3. +100%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(表面磁石形同期電動機)



拡大

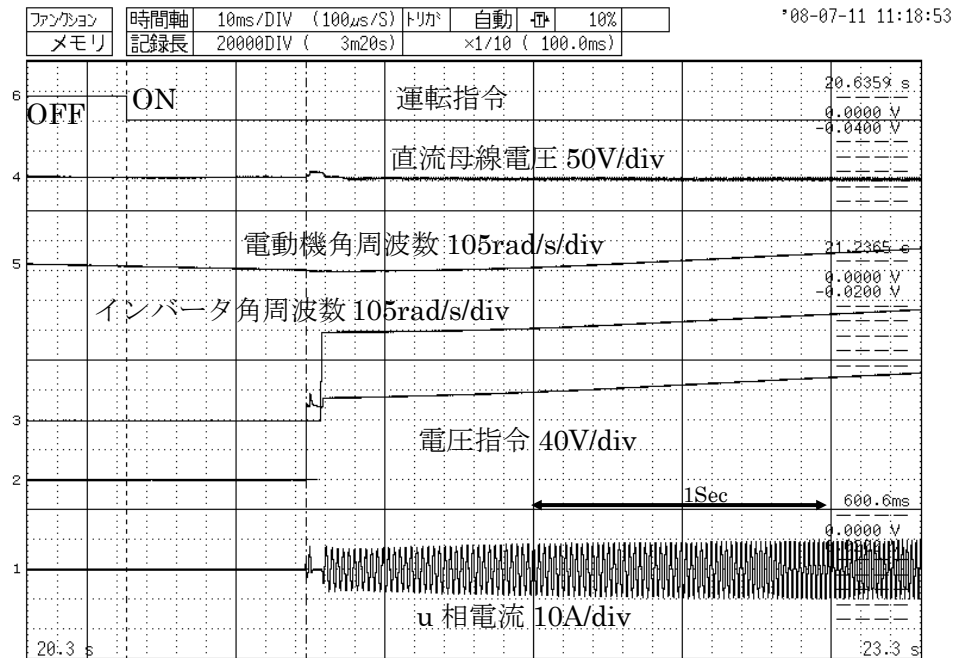
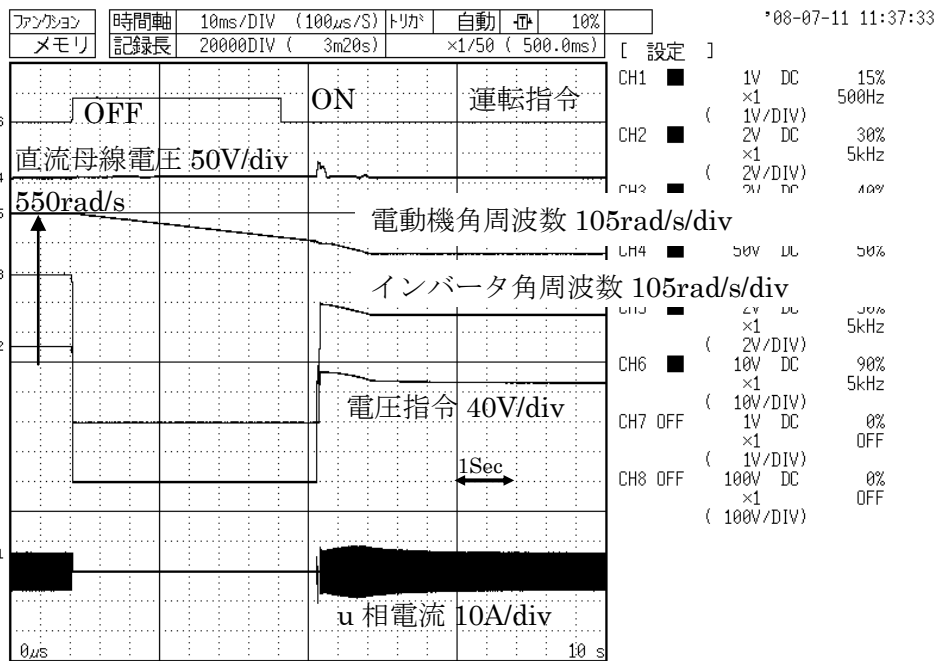


図 4-4. +50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(表面磁石形同期電動機)



拡大

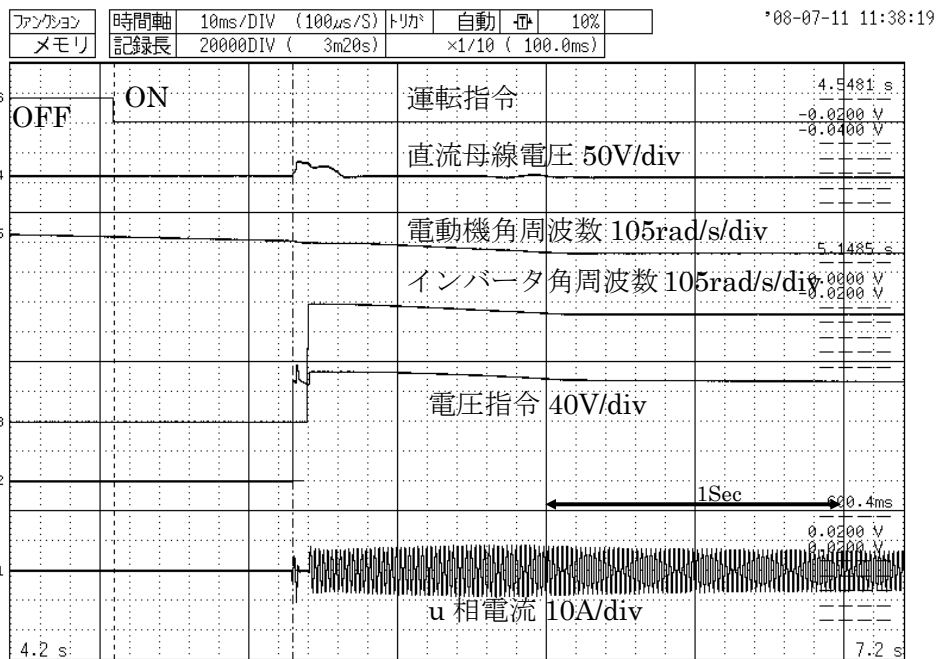
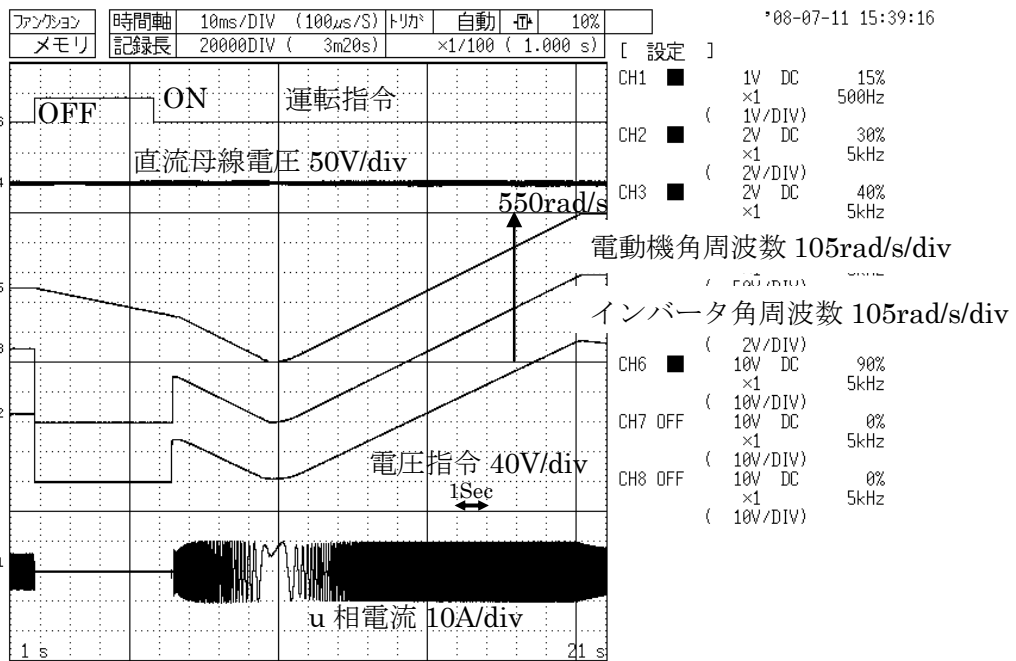


図 4-5. +100%速度でフリーランさせ+50%速度指令で再起動時の検証結果  
(表面磁石形同期電動機)



拡大

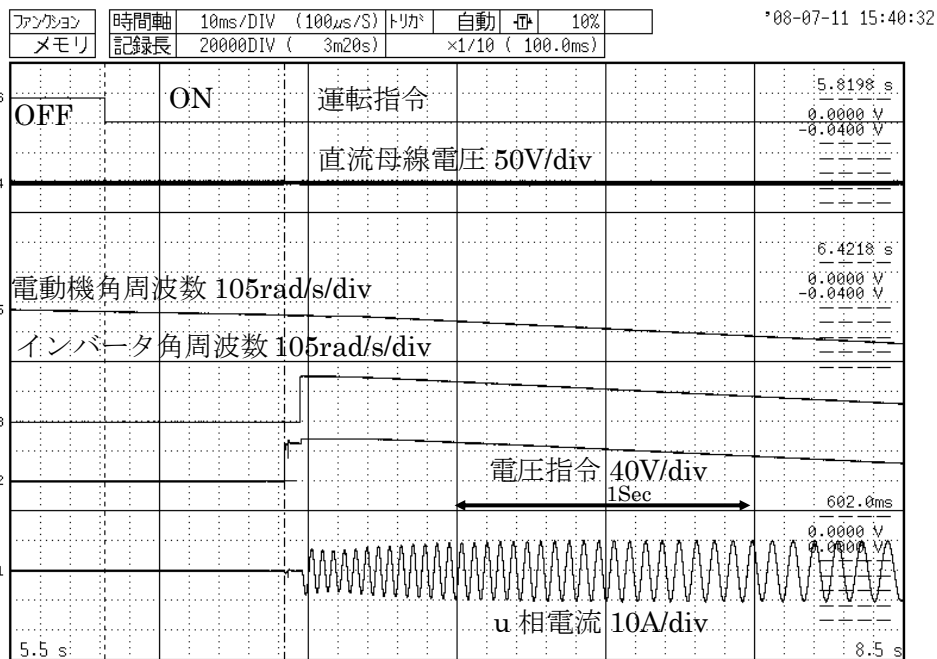


図 4-6. -50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(表面磁石形同期電動機)

#### 4.3.2 埋込磁石形同期電動機における回転状態推定手法の検証結果

表 4-3 に提案した回転状態推定手法の検証に用いた埋込磁石形同期電動機の特性を一覧表として示す。

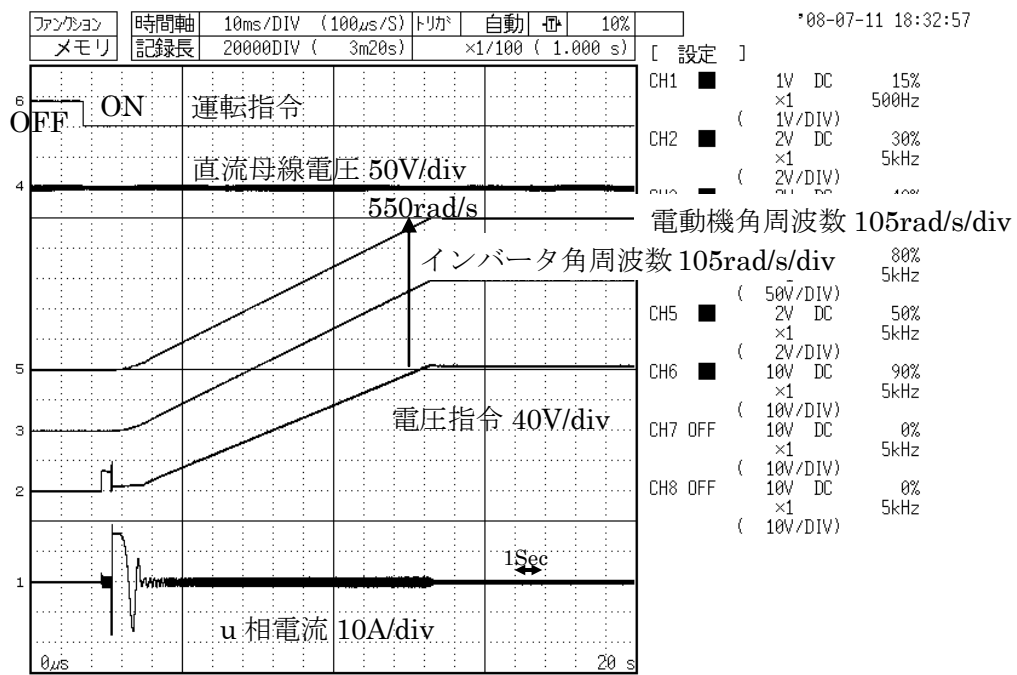
表 4-3. 埋込磁石形同期電動機の定格特性

定格出力	定格電圧	定格電流	定格周波数	定格速度	極数
3.7kW	183V	14.2A	87.5Hz	1750min <sup>-1</sup>	6

表 4-3 の特性を有する埋込磁石形同期電動機に 4.2.2 項で説明した試験条件に基づき検証する。表 4-4 は、埋込磁石形同期電動機における検証条件と検証結果図番号を一覧表として示す。また、この電動機の定格角周波数も 550rad/s である。

表 4-4. 埋込磁石形同期電動機における検証条件と検証結果図番号

図番号	モード	フリーラン時の速度	再起動時の速度指令
図 4-7	零電流制御	停止中	+100%
図 4-8	零電流制御	+100%	+100%
図 4-9	零電流制御	+50%	+100%
図 4-10	零電流制御	+100%	+50%
図 4-11	零電流制御	-50%	+100%



拡大

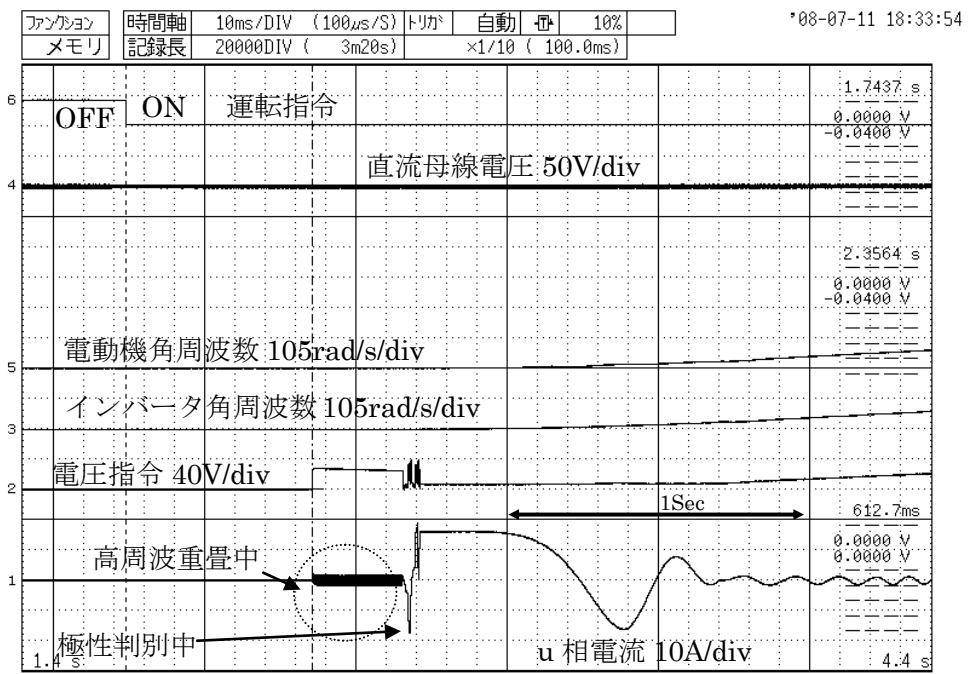
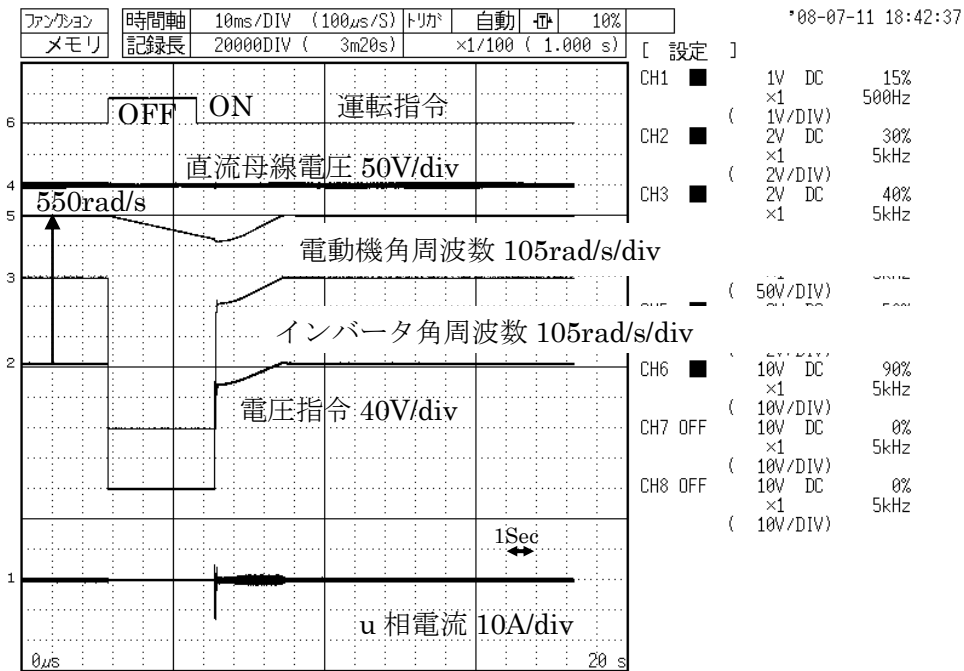


図 4-7. 停止状態から+100%速度指令で再起動の時の検証結果 (埋込磁石形同期電動機)



拡大

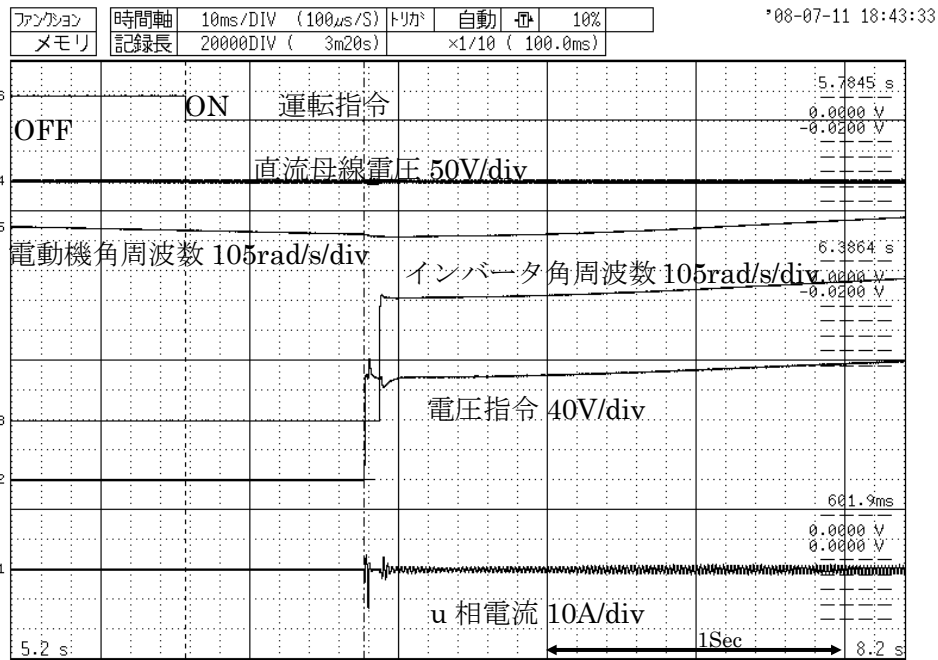
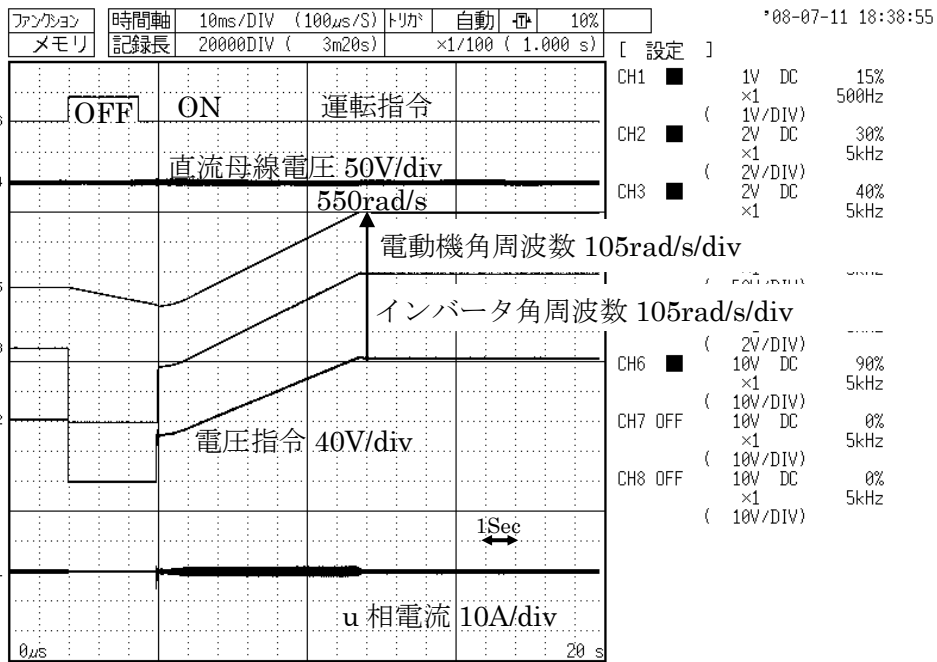


図 4-8. +100%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(埋込磁石形同期電動機)





拡大

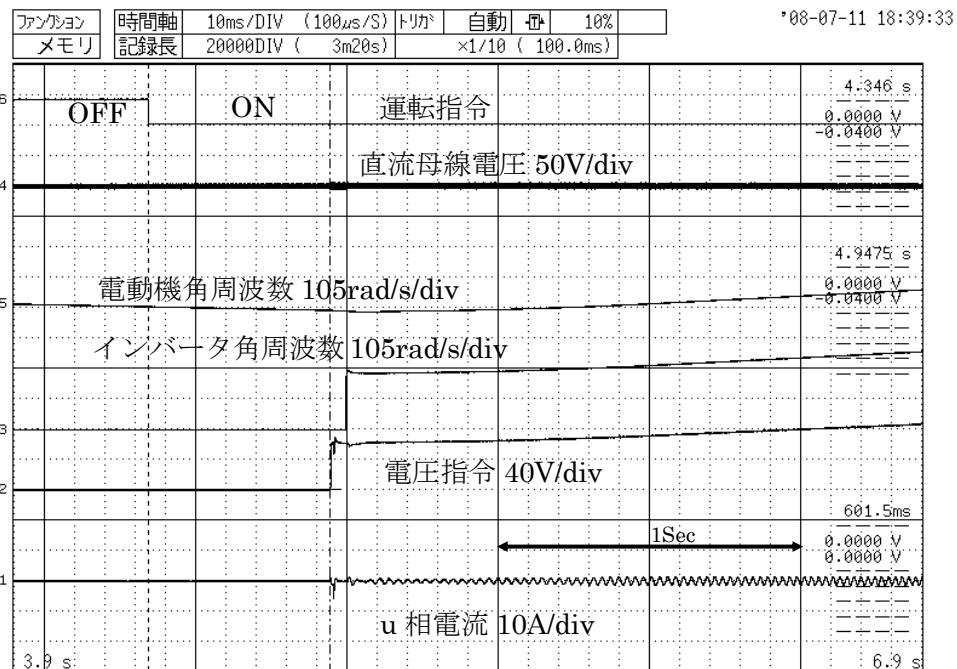
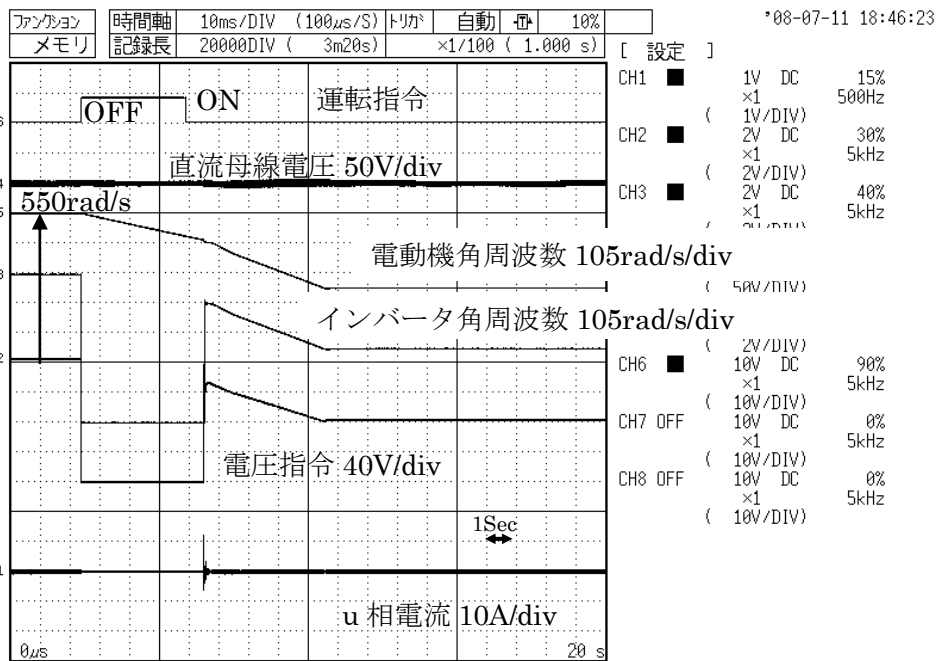


図 4-9. +50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(埋込磁石形同期電動機)



↓ 拡大 ↓

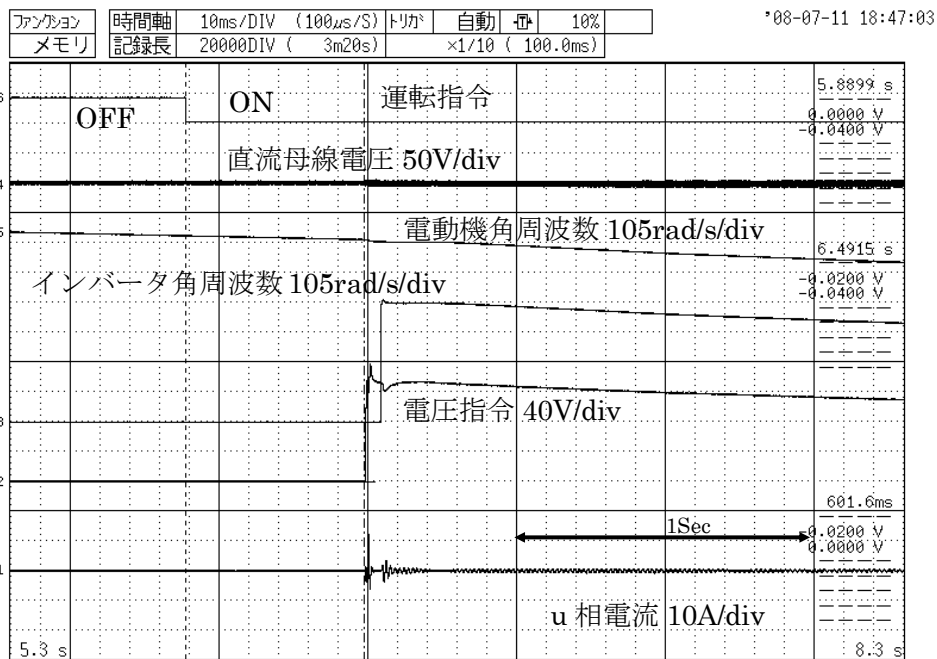
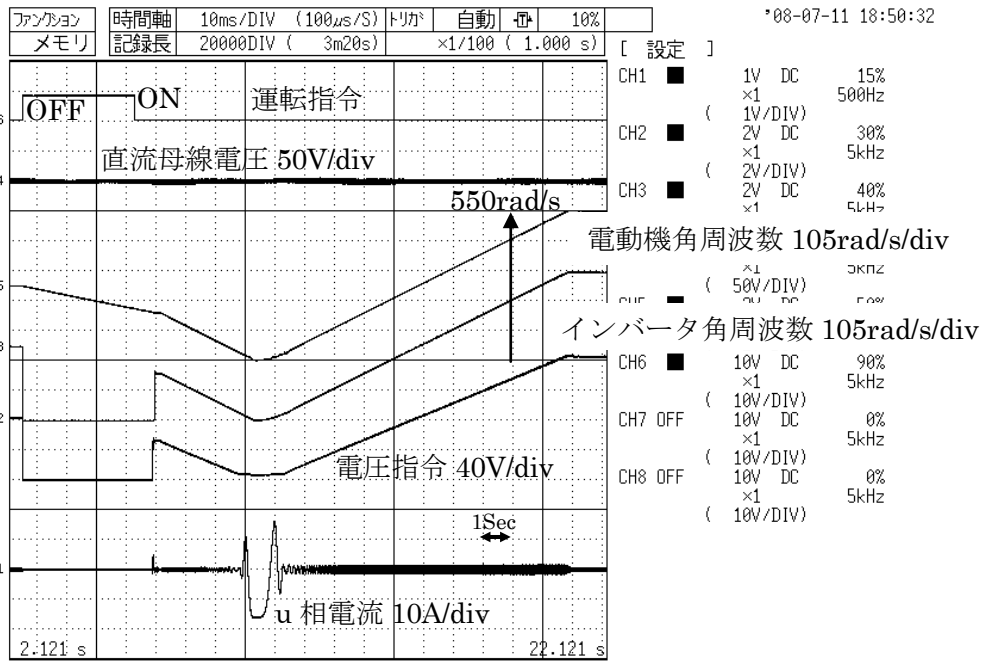


図 4-10. +100%速度でフリーランさせ+50%速度指令で再起動時の検証結果 (埋込磁石形同期電動機)



拡大

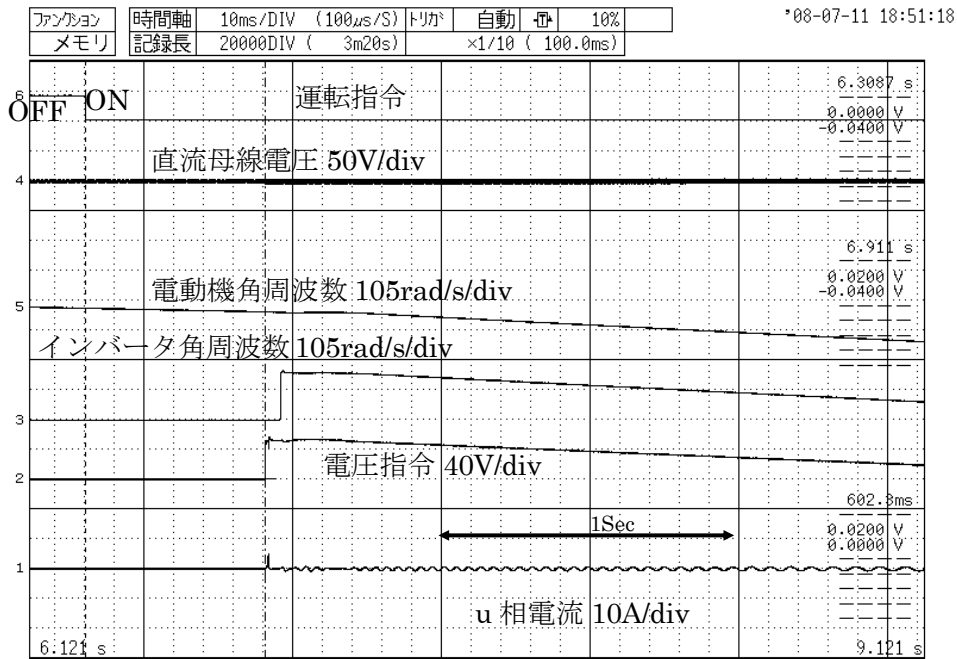


図 4-11. -50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果 (埋込磁石形同期電動機)

### 4.3.3 永久磁石同期電動機における回転状態推定手法の検証結果まとめ

図 4-2～図 4-11 の結果と「零電流制御モード」による回転状態推定手法は、表面磁石形同期電動機、埋込磁石形同期電動機のいずれも回転方向及び速度を推定し、その推定状態からスムーズに速度指令に対して、加減速し定常運転状態になることを確認できた。また、表面磁石形同期電動機の場合には、図 4-2 で明らかなように、停止していると判断して、引き込み電流を流して速度指令に対してスムーズに加速している。同様に、埋込磁石形同期電動機の場合には、図 4-7 で明らかなように、停止していると判断して、高周波重畳による磁極位置推定後速度指令に対してスムーズに加速している。

#### 4.4 誘導電動機における回転状態推定手法の検証結果

##### 4.4.1 誘導電動機における回転状態推定手法の検証結果

表 4-5 に回転状態推定手法の検証に用いた誘導電動機の一覧表として示す。なお、被試験用の誘導電動機は、160kW と 3.7kW の 2 種類とした。この理由としては、二次回路時定数の大きさによる影響を確認する為である。

表 4-5. 誘導電動機の定格特性

No.	定格出力	定格電圧	定格電流	励磁電流	定格周波数	定格速度	極数	二次回路時定数
1	160kW	360V	271A	55A	60Hz	1780min <sup>-1</sup>	4	1450ms
2	3.7kW	200V	14A	4.5A	60Hz	1750min <sup>-1</sup>	4	170ms

表 4-5 の特性を有する誘導電動機に 4.2.2 項で提案した試験条件に基づき検証する。表 4-6 は、誘導電動機における検証条件と検証結果図番号を一覧表として示す。

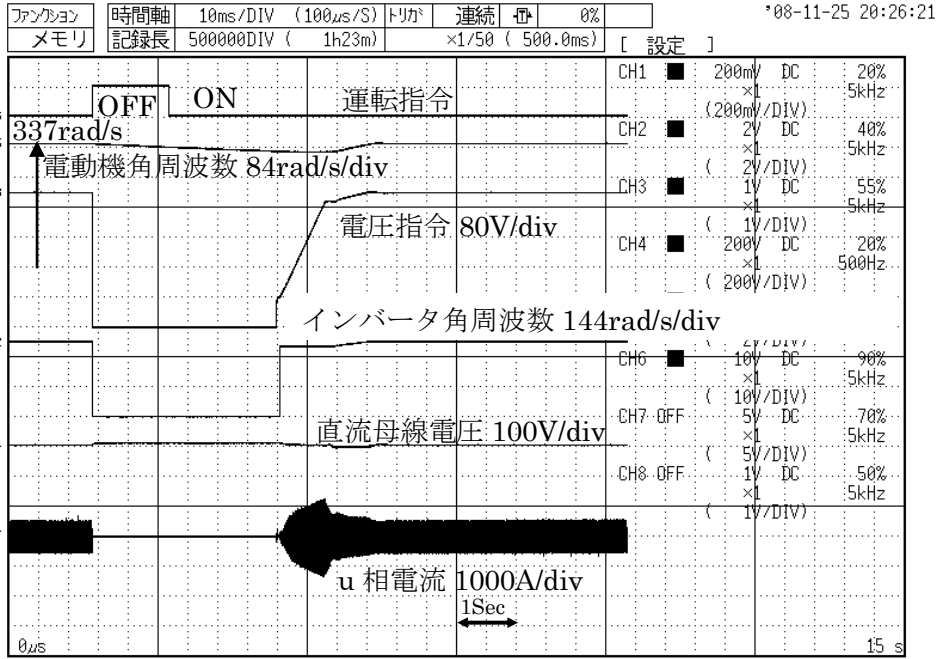
表 4-6. 誘導電動機における検証条件と検証結果図番号

図番号	電動機	モード	フリーラン時の速度	再起動時の速度指令
図 4-12	No.1	零電流制御	+100%	+100%
図 4-13	No.1	零電流制御	+50%	+100%
図 4-14	No.1	零電流制御	+100%	+50%
図 4-15	No.1	直流電流印加	停止中	+100%
図 4-16	No.1	直流電流印加	+100%	+100%
図 4-17	No.1	直流電流印加	+50%	+100%
図 4-18	No.1	直流電流印加	+100%	+50%
図 4-19	No.1	直流電流印加	-50%	+50%
図 4-20	No.2	直流電流印加	停止中	+100%
図 4-21	No.2	直流電流印加	+100%	+100%
図 4-22	No.2	直流電流印加	+50%	+100%
図 4-23	No.2	直流電流印加	+100%	+50%
図 4-24	No.2	直流電流印加	-50%	+50%
図 4-25(a)	No.2	零電流制御	-50%	+50%
図 4-25(b)	No.2	直流電流印加		

検証条件は、被試験用電動機、回転状態推定モード、フリーラン開始時の電動機が駆動されている速度指令と再起動時の速度指令である。また、これらの電動機の定格角周波数は定格周波数に  $2\pi$  を乗じた  $377\text{rad/s}$  である。「零電流制御モード」の評価については、二次回路時定数の大きな  $160\text{kW}$  の被試験用電動機 No.1 を使用し、「直流電流印加モード」については、被試験用電動機 No.1 及び No.2 の両方を使用することにした。使用した被試験用電動機に、回転方向も検出可能な速度センサがあった為、そのセンサ信号を直接計測機で測定した。

また、停止中は残留電圧が発生しない為、自動的に「直流電流印加モード」に移行するので、停止中に「零電流制御モード」で再起動する試験をする必要はない。

図 4-25 は被試験用電動機 No.2 を使用して、「零電流制御モード」と「直流電流印加モード」による回転状態推定を確認したものである。試験方法としては、被試験用電動機 No.2 の二次回路時定数がにんじて、「零電流制御モード」の試験の場合には、インバータの出力遮断後  $100\text{ms}$  以内に運転指令を再度入力し、「直流電流印加モード」の場合は、インバータの出力遮断後 1 秒程度待ってから運転指令を再度入力した。



拡大

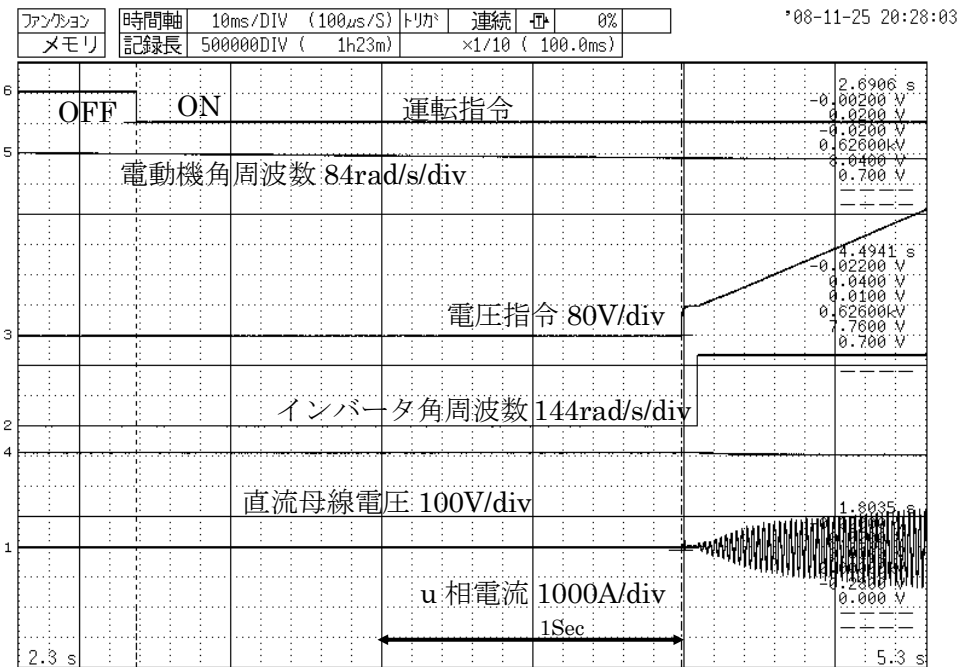
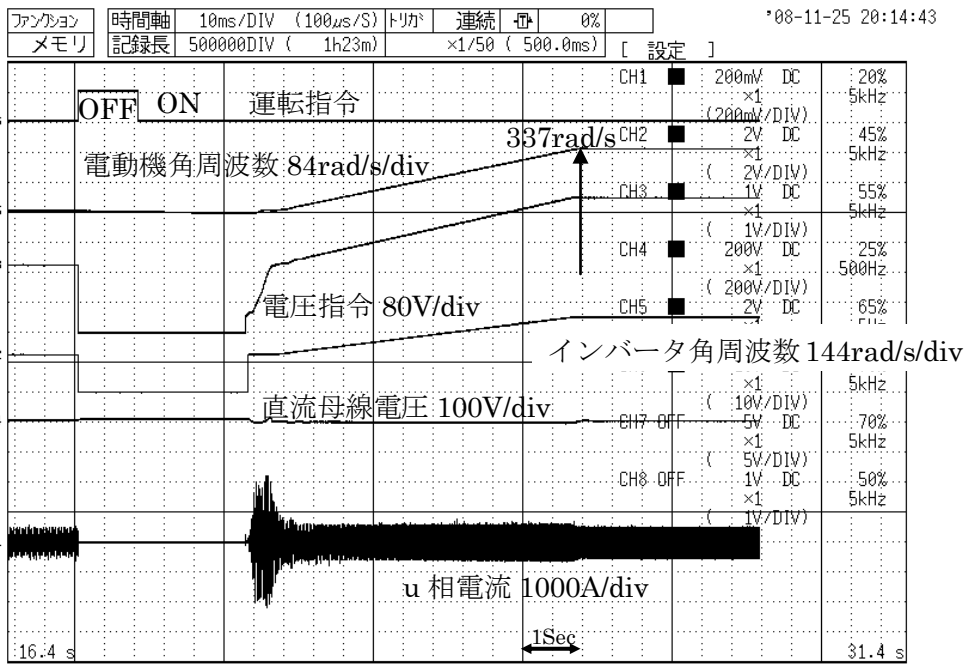


図 4-12. +100%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(誘導電動機 No.1、「零電流制御モード」)



拡大

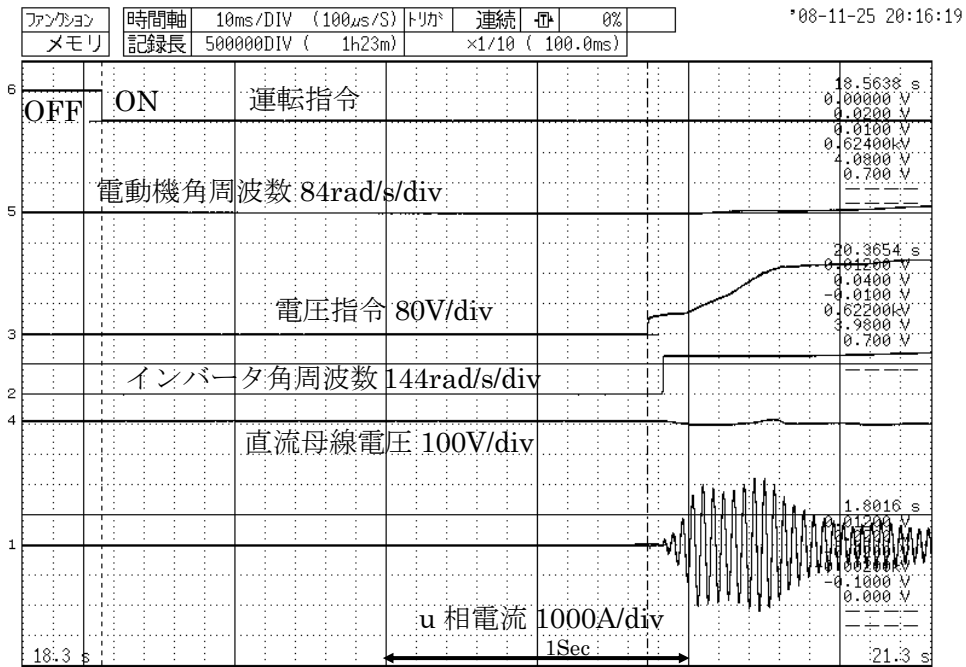
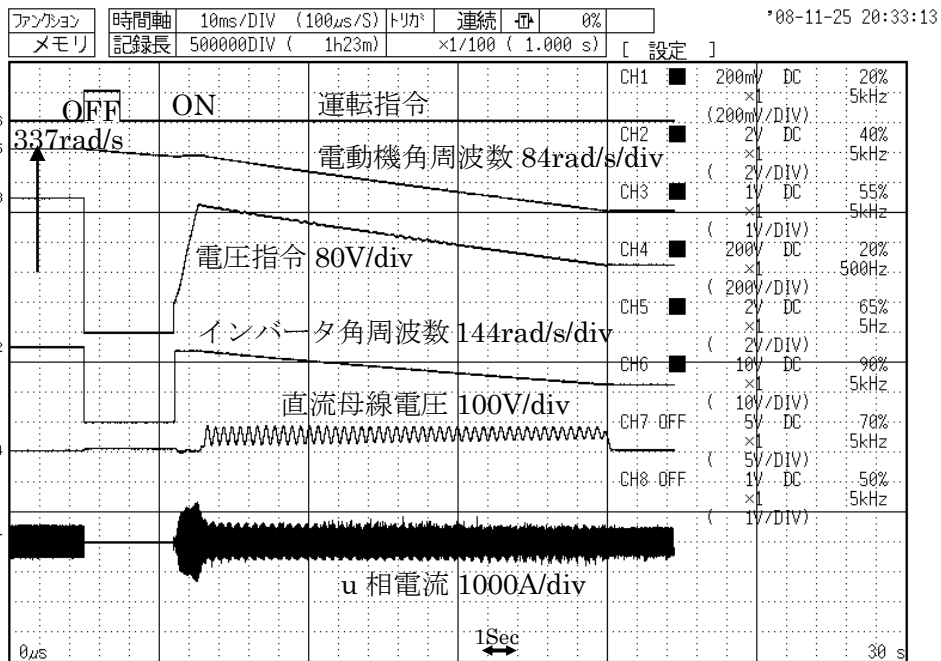


図 4-13. +50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(誘導電動機 No.1、「零電流制御モード」)





拡大

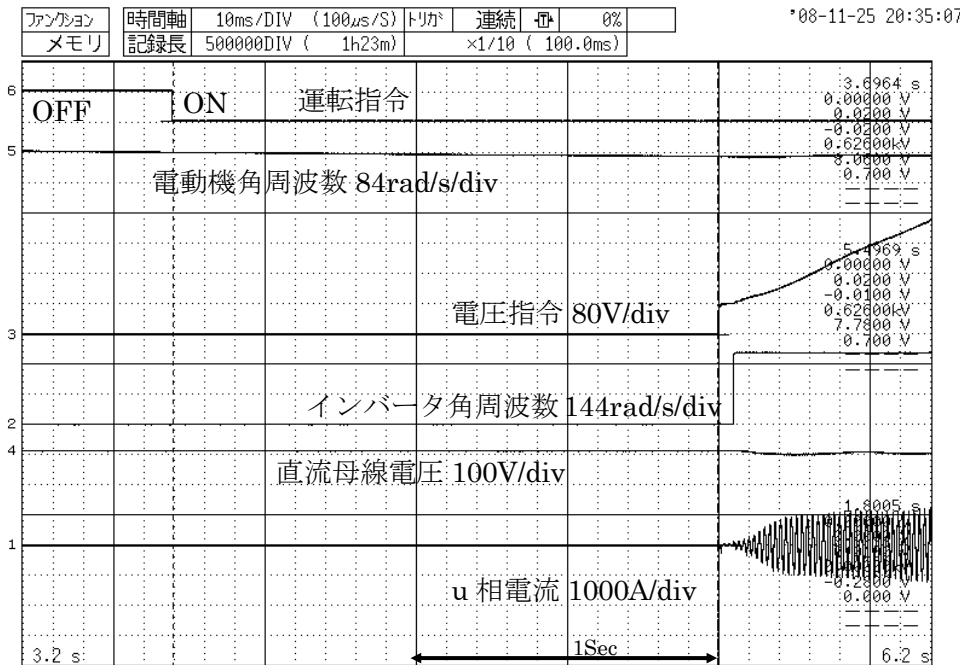
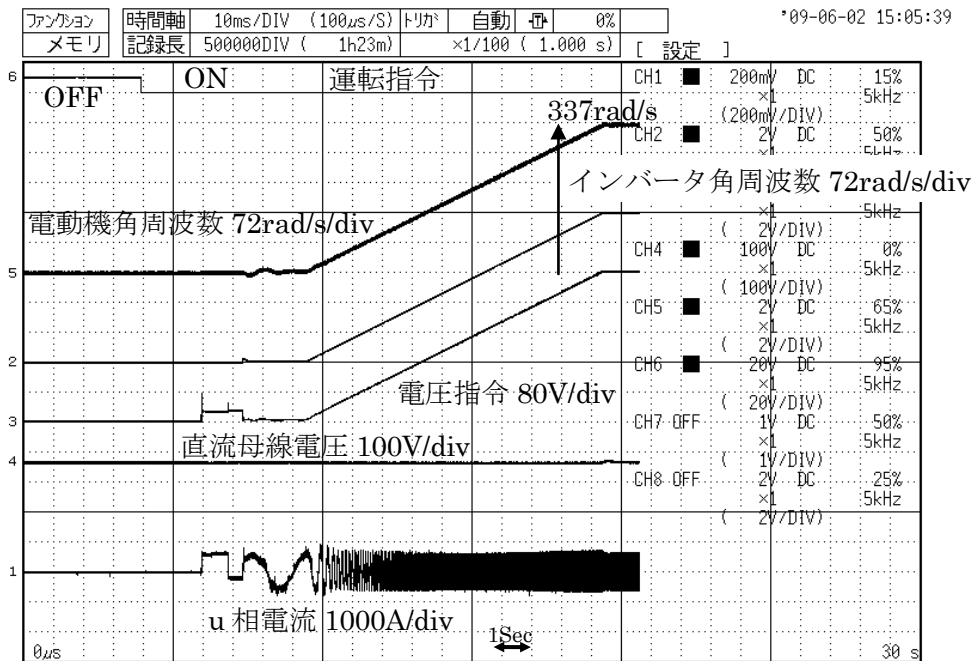


図 4-14. +100%速度でフリーランさせ+50%速度指令で再起動時の検証結果 (誘導電動機 No.1、「零電流制御モード」)



拡大

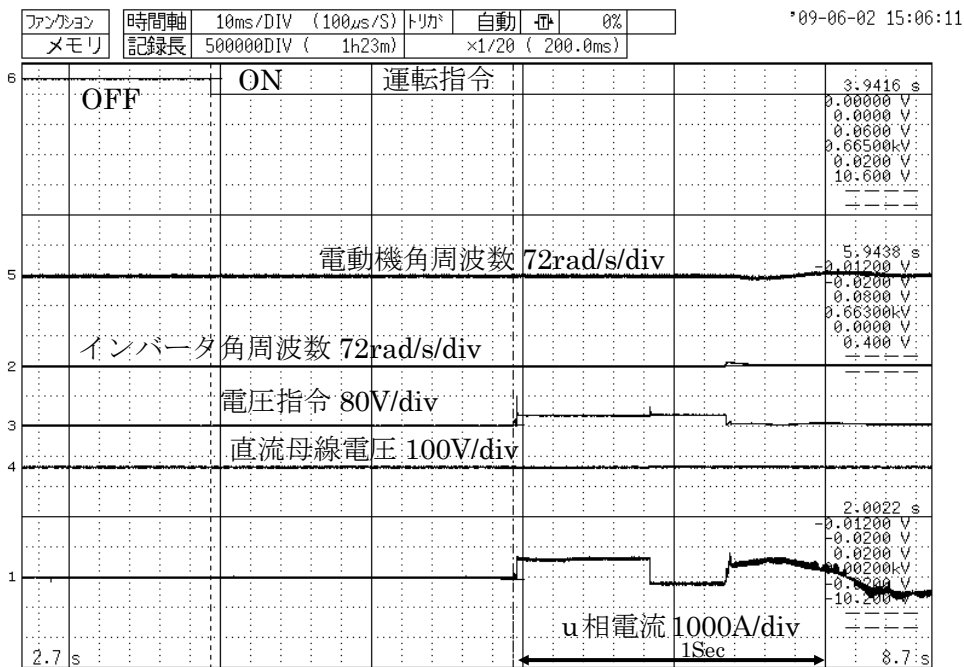
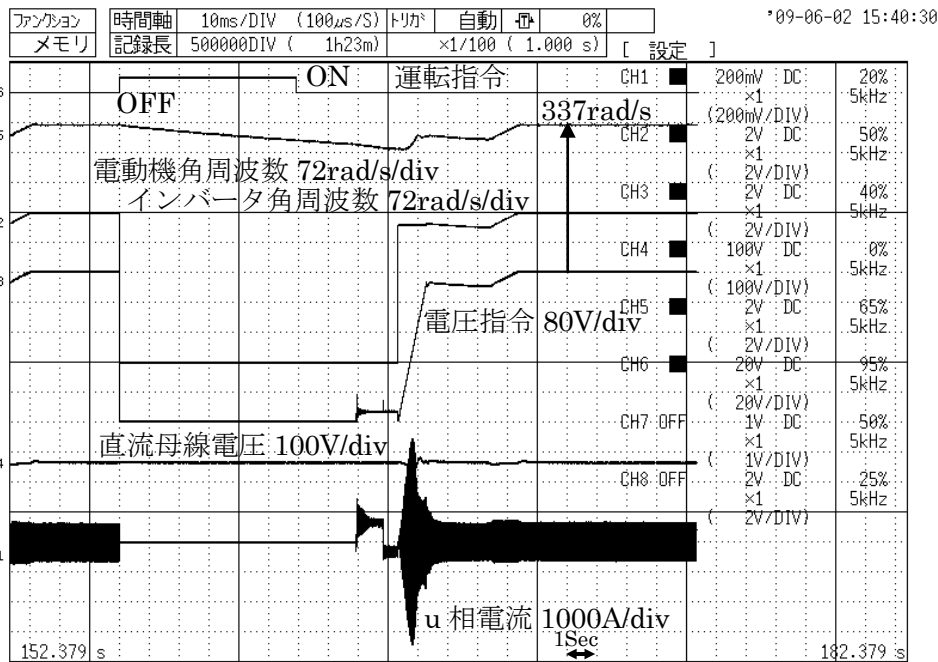


図 4-15. 停止状態から+100%速度指令で再起動の時の検証結果  
(被試験用電動機 No.1、「直流電流印加モード」)



拡大

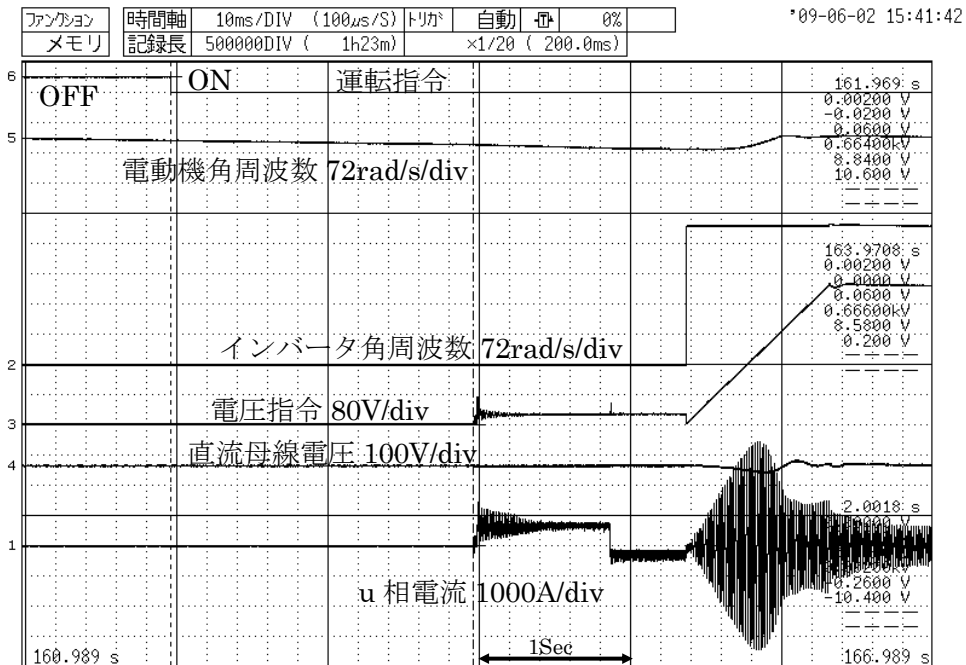
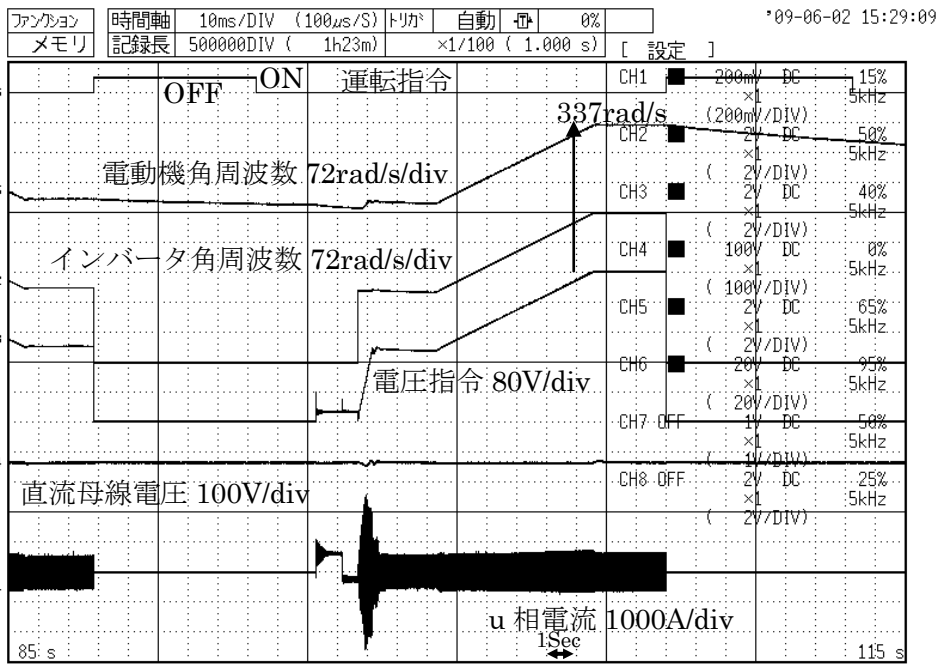


図 4-16. +100%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(被試験用電動機 No.1、「直流電流印加モード」)



拡大

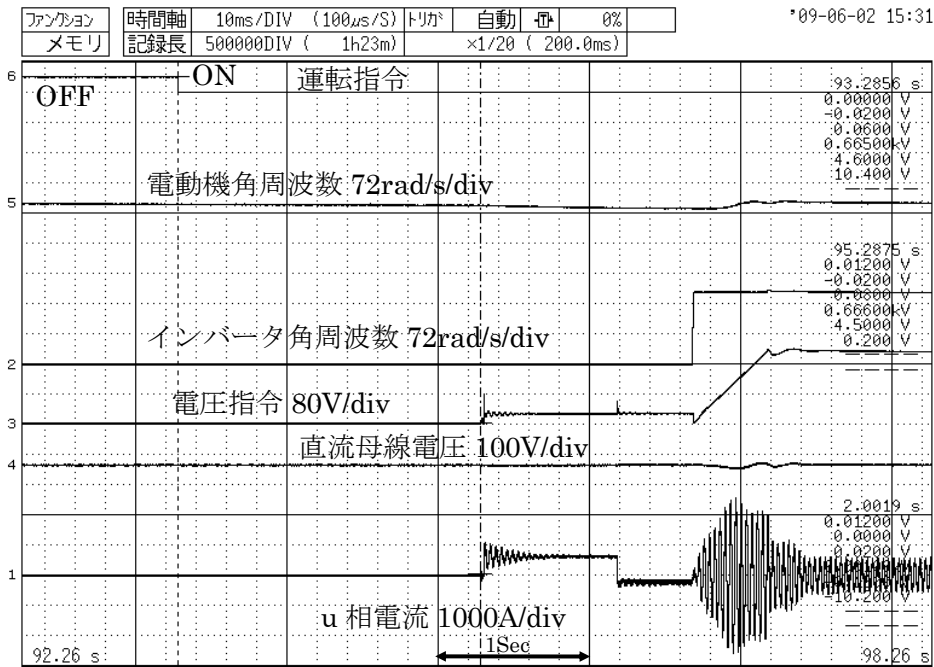
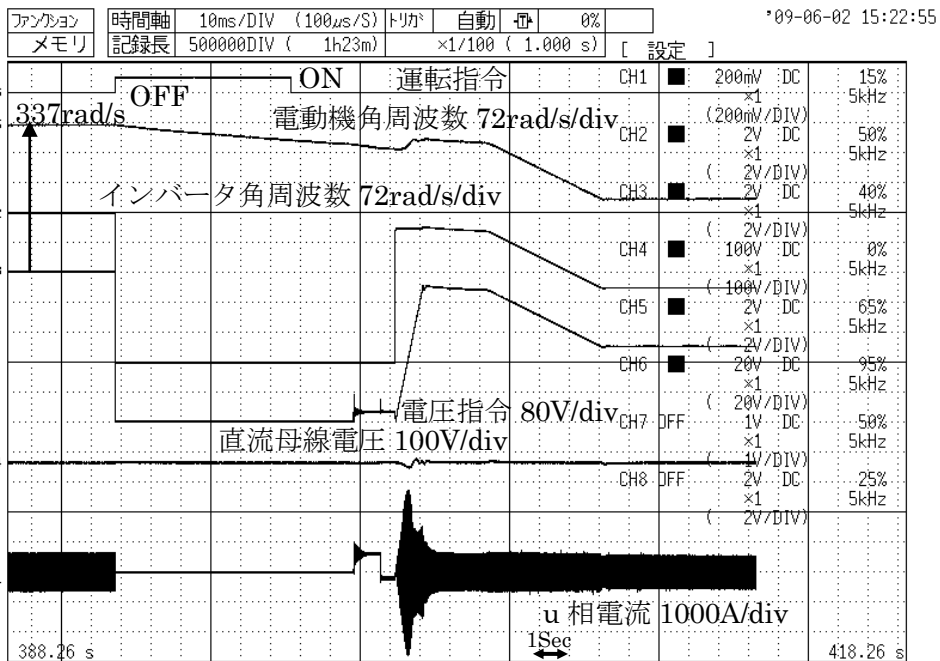


図 4-17. +50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(被試験用電動機 No.1、「直流電流印加モード」)



拡大

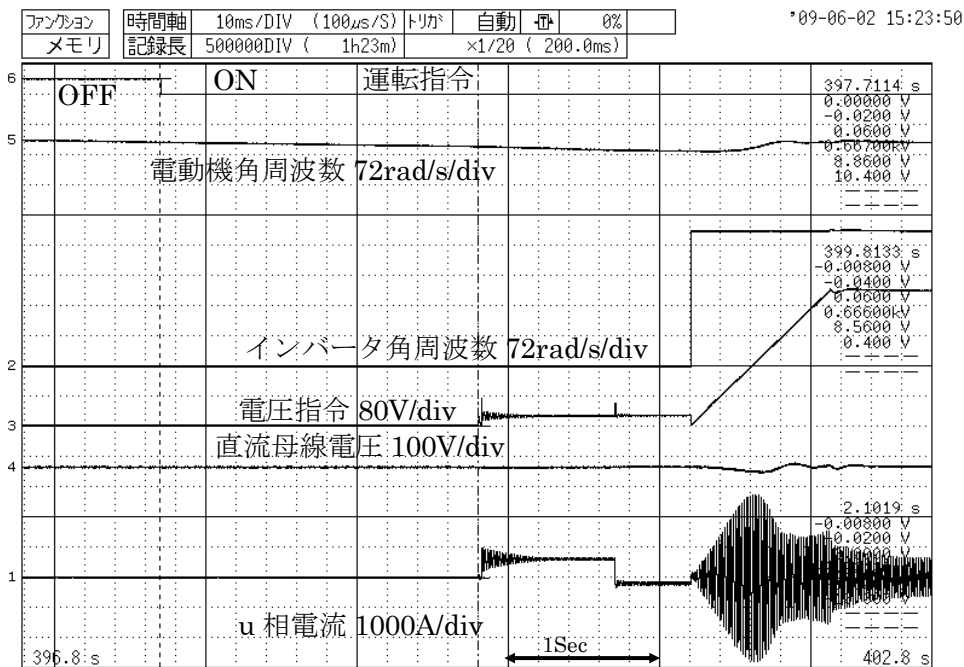
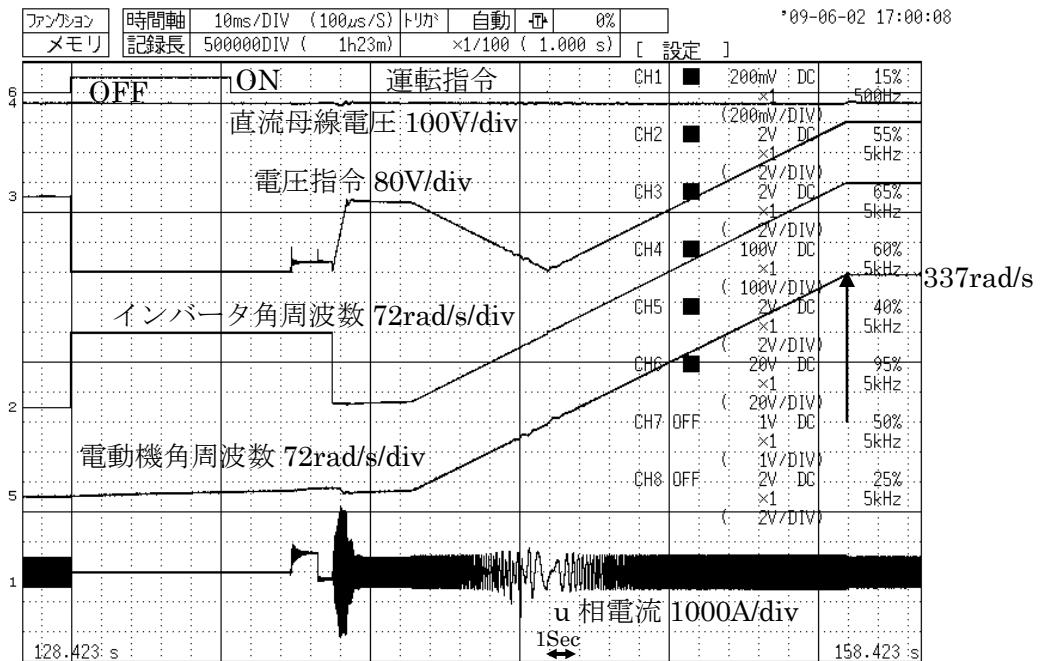


図 4-18. +100%速度でフリーランさせ+50%速度指令で再起動時の検証結果  
(被試験用電動機 No.1、「直流電流印加モード」)



拡大

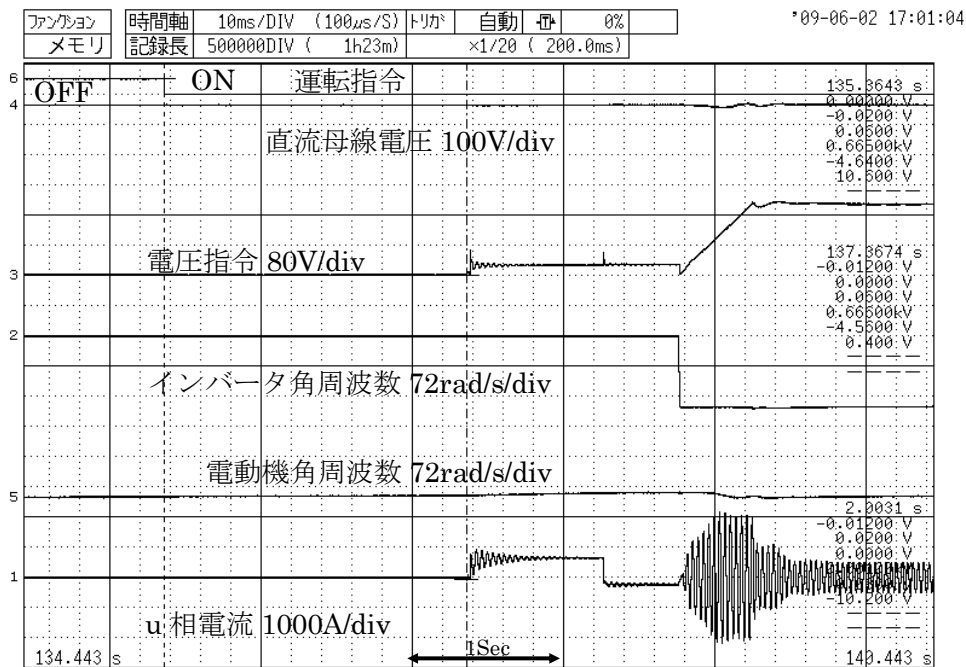


図 4-19. -50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(被試験用電動機 No.1、「直流電流印加モード」)

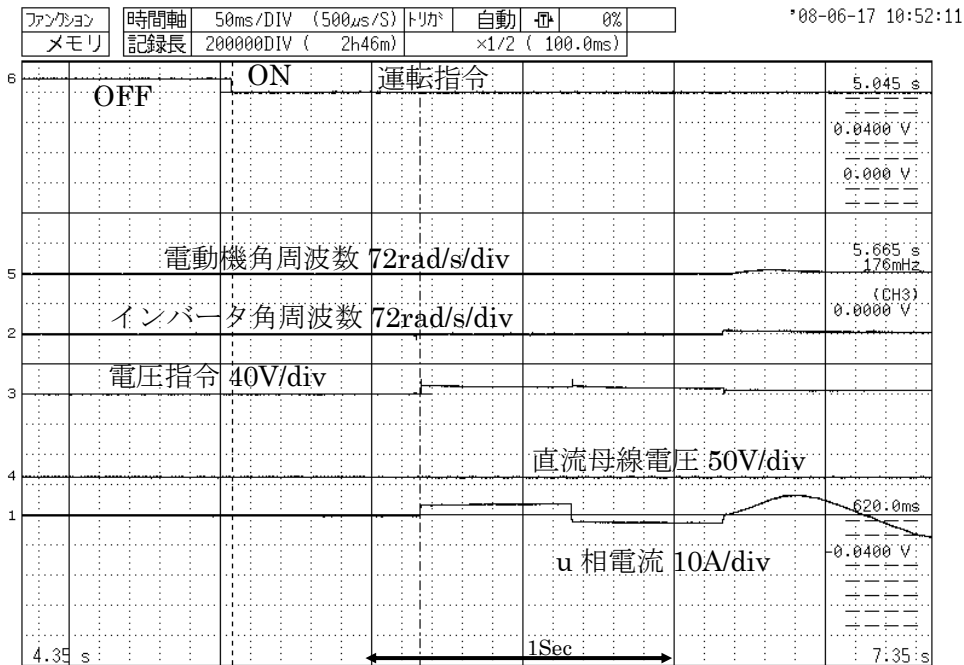
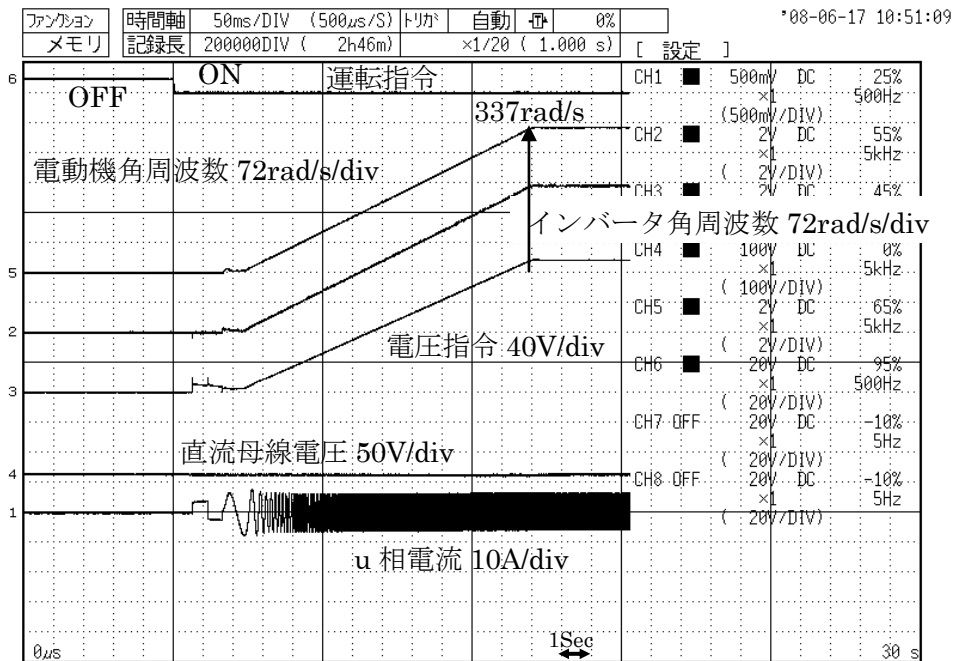
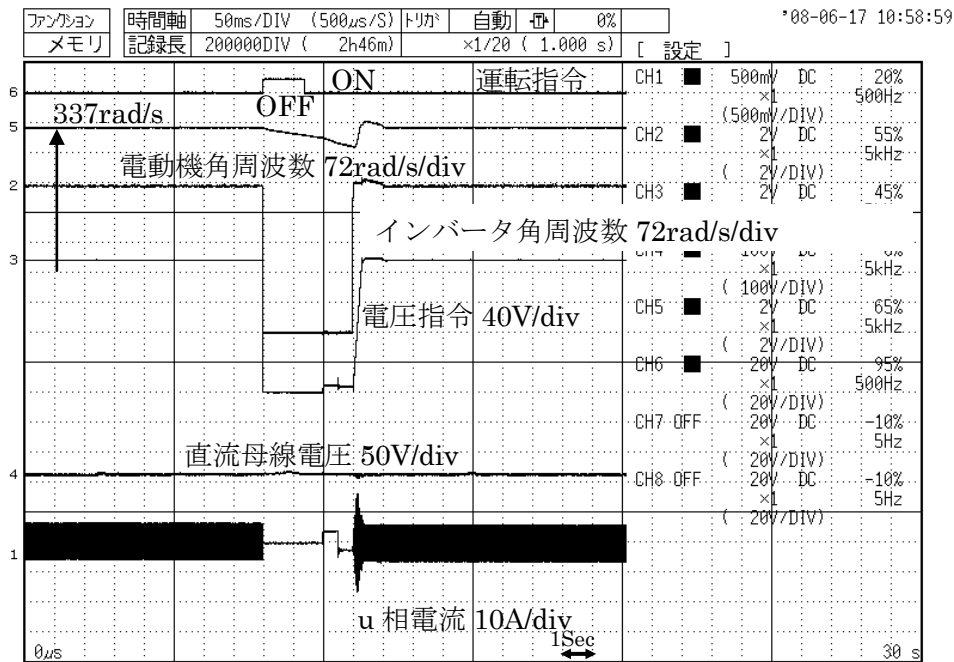


図 4-20. 停止状態から+100%速度指令で再起動の時の検証結果  
 (被試験用電動機 No.2、「直流電流印加モード」)



拡大

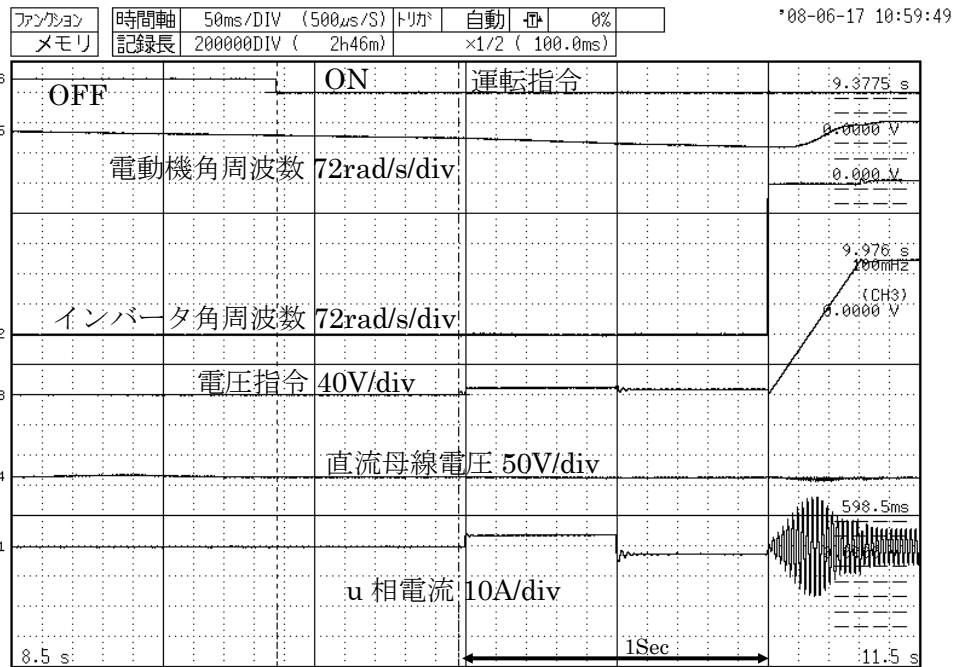


図 4-21. +100%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(被試験用電動機 No.2、「直流電流印加モード」)



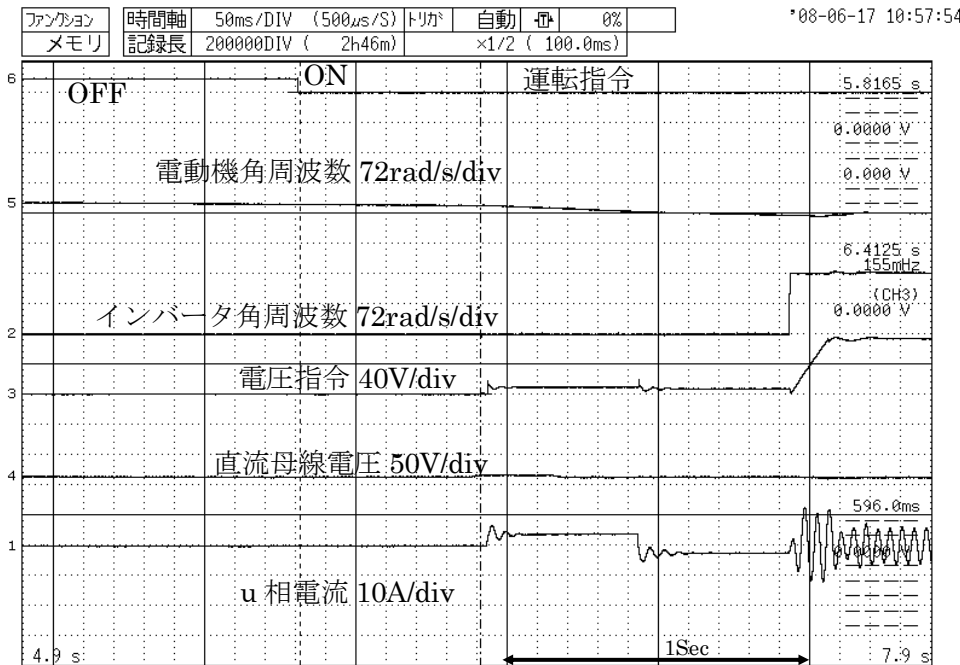
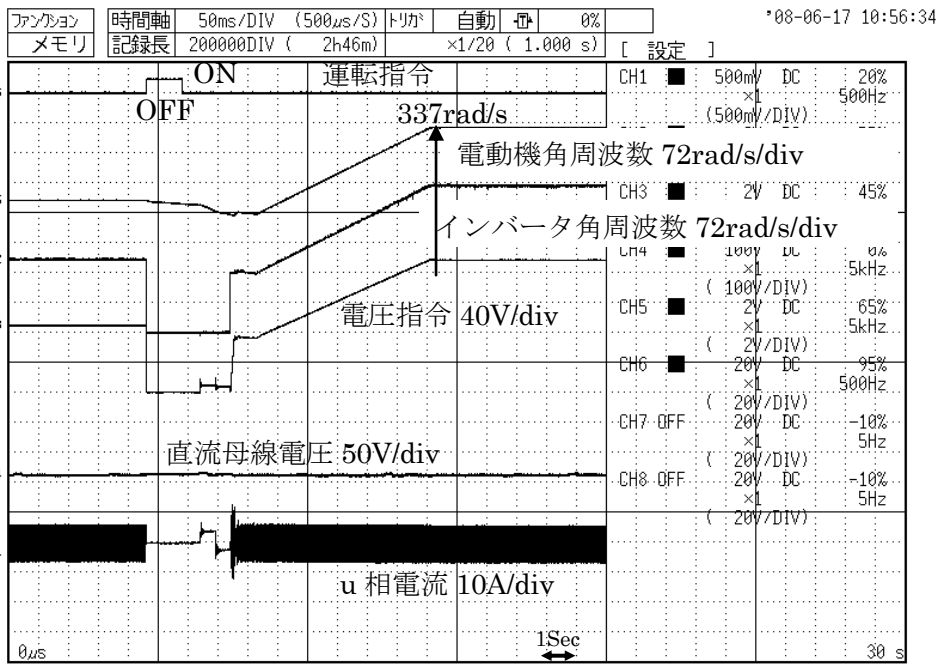
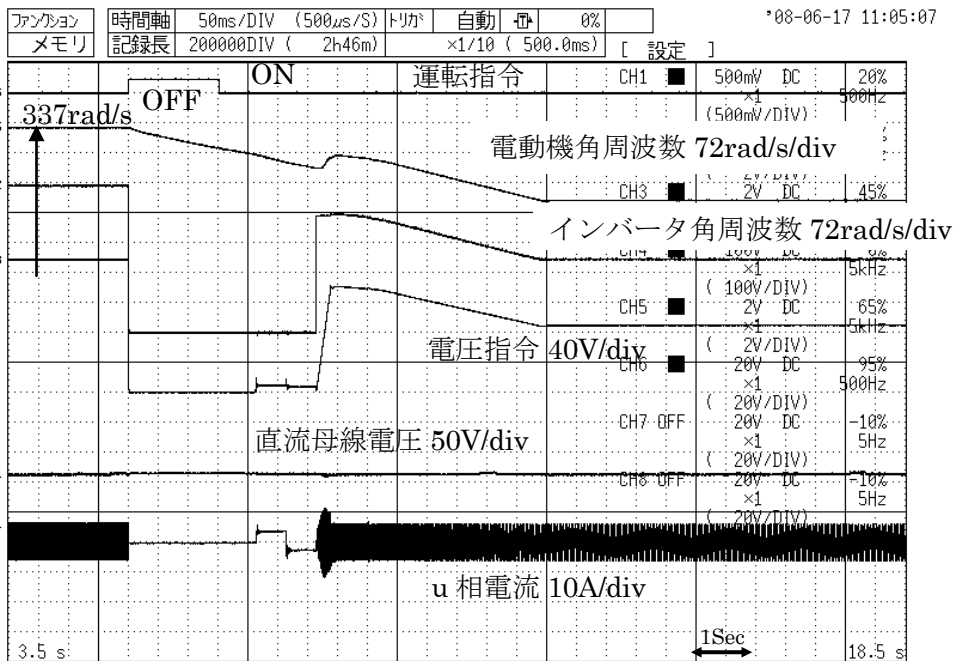


図 4-22. +50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果 (被試験用電動機 No.2、「直流電流印加モード」)



拡大

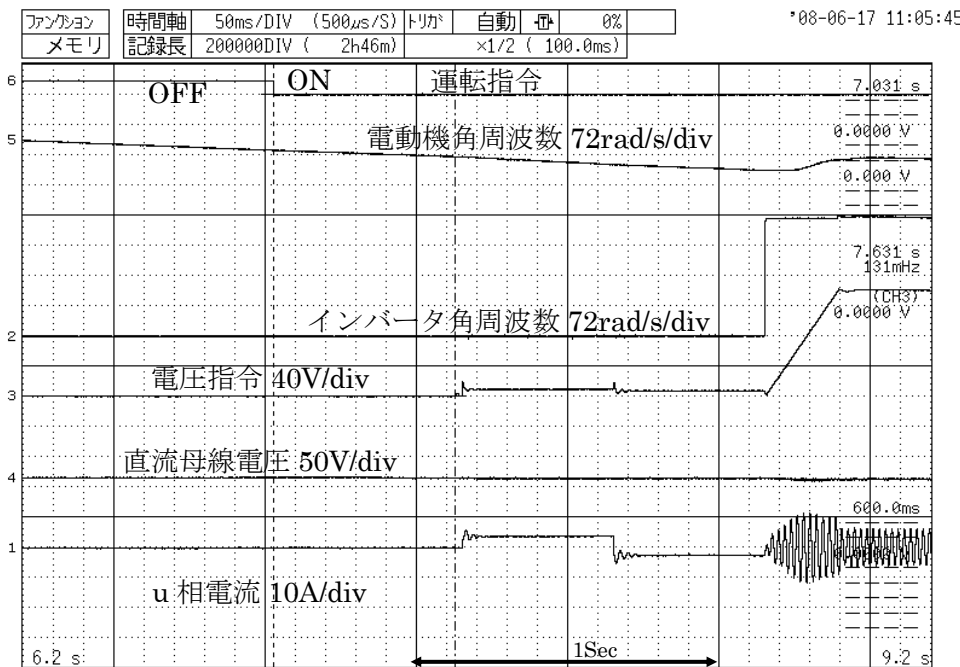
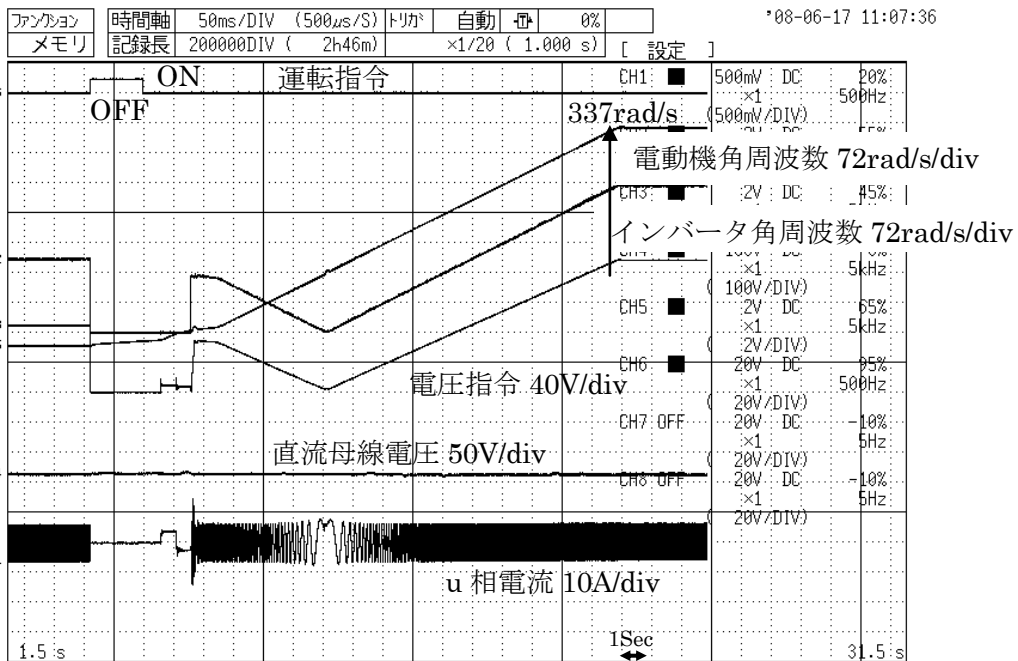


図 4-23. +100%速度でフリーランさせ+50%速度指令で再起動時の検証結果  
(被試験用電動機 No.2、「直流電流印加モード」)



拡大

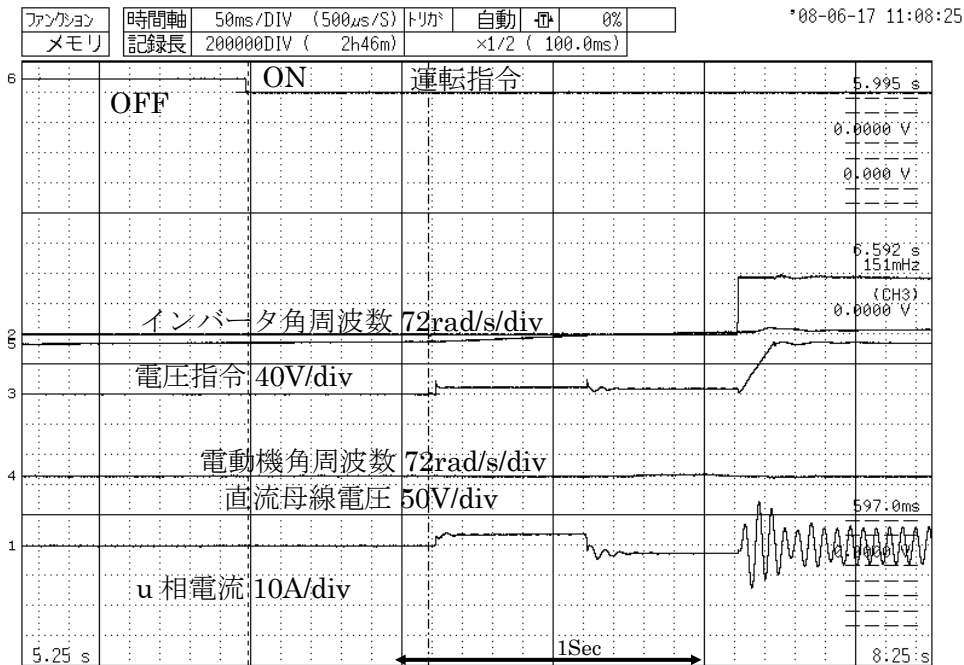
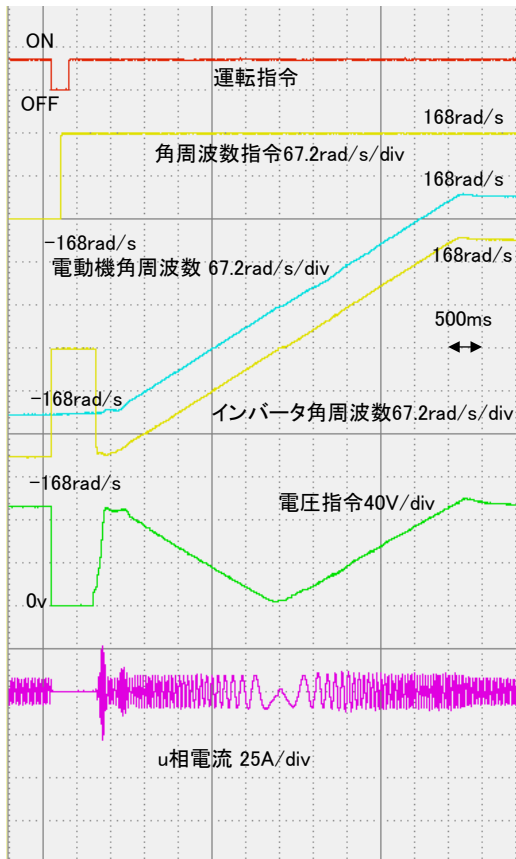
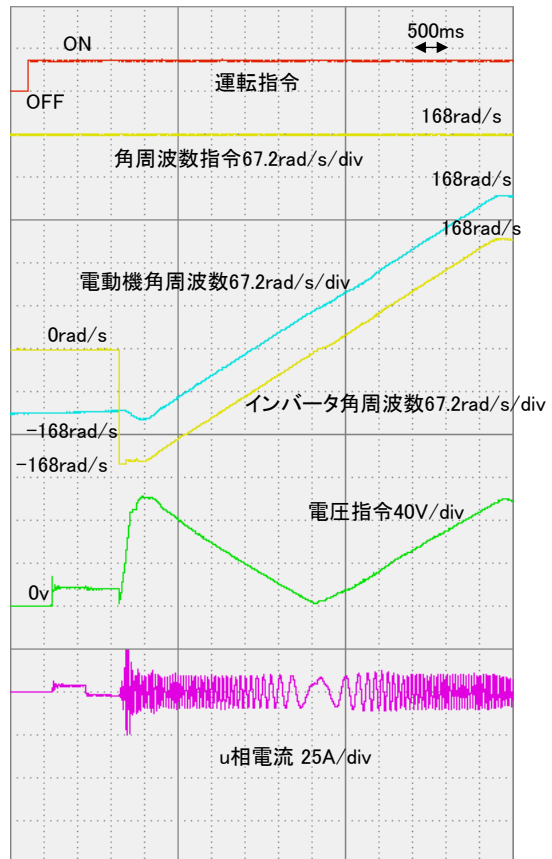


図 4-24. -50%速度でフリーランさせ+100%速度指令で再起動時の検証結果  
(被試験用電動機 No.2、「直流電流印加モード」)



(a)「零電流制御モード」



(b)「直流印加モード」

図 4-25. -50%速度でフリーランさせ+50%速度指令で再起動時の結果  
(被試験用電動機 No.2)

#### 4.4.2 誘導電動機における回転状態推定手法の検証結果まとめ

図 4-12～図 4-25 の結果から、「零電流制御モード」及び「直流電流印加モード」による回転状態推定手法は、2 種類の容量の誘導電動機で回転方向及び速度を推定し、その推定状態からスムーズに速度指令に対して、加減速し定常運転状態になることを確認できた。

また、「直流電流印加モード」で課題であった二次回路時定数による残留電圧の影響であるが、二次回路時定数に応じて、1 回目の直流電流の印加時間を変更することで、1 回目の直流電流印加中に、残留電圧の影響により流れる二次電流が減衰させられた結果、回転方向を正しく推定できたことを図 4-19 から確認できた。

## 4.5 結言

本章では、実際にフリーラン中の交流電動機に対して、第 3 章で提案した回転状態推定手法を用いて、回転状態を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、速度指令に追従できることを確認した。

まず、回転状態推定手法を検証する実験システム及び試験方法について説明した。

次に、フリーラン中の永久磁石同期電動機に対して、回転状態推定手法の「零電流制御モード」を用いて、電動機の回転状態を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、速度指令に追従できることを示した。また、誘起電圧がない停止状態の場合は、表面磁石形同期電動機では、引き込み電流を印加して、埋込磁石形同期電動機では高周波重畳による磁極位置推定後スムーズに指令通りに加速することを確認した。

更に、フリーラン中の誘導電動機に対して、提案した回転状態推定手法の「零電流制御モード」及び「直流電流印加モード」を用いて、電動機の回転状態を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、速度指令に追従できることを示した。

また、「直流電流印加モード」における二次回路時定数に依存して 1 回目の直流電流の印加時間を変更することによる残留磁束の除去で、二次回路時定数が大きい誘導電動機でも回転方向を誤検出しないことを確認した。

## 第5章 結論

本論文では、電圧・速度センサレス交流電動機の回転状態推定手法として、交流電動機の種類・特性や状態に応じて、2種類のモードによる回転方向及び回転速度を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、交流電動機をスムーズに速度指令に追従できる手法を提案した。本論文から得られた結論を以下にまとめる。

第2章では、「センサレス交流電動機の数式モデルと再起動特性」について言及した。まず、表面磁石形同期電動機及び埋込形磁石同期電動機の等価回路とその数式モデル及び制御ブロック図を示し、フリーラン状態時の特徴を表わすと共に再起動時の注意点について示した。そして、誘導電動機の等価回路とその数式モデル及び制御ブロック図を示し、フリーラン状態時の特徴を表わすと共に再起動時の注意点について示した。

第3章では、「センサレス交流電動機の回転状態推定手法」について記載した。フリーラン中の交流電動機の回転状態推定手法として、交流電動機に速度センサや電圧センサを付加することなく、制御用の電流検出器のみで、交流電動機に流れる電流に基づき回転方向及び回転速度を推定し、推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、交流電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に追従する手法を提案した。提案した交流電動機の回転状態推定手法は、交流電動機の特性及び状態に応じた2種類の回転状態推定モードからなり、各々のモード適用条件を示した。次に、永久磁石同期電動機の場合は、「零電流制御モード」による回転状態推定とその推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に追従することを説明した。また、誘起電圧の検出が困難な低速回転状態の永久磁石同期電動機において、埋込磁石形同期電動機の場合には高周波重畳方式による磁極位置推定、表面磁石形同期電動機の場合には引き込み電流印加によりスムーズに再起動できることを説明した。次に、誘導電動機に回転状態推定手法を適用する場合は、「零電流制御モード」に加え残留電圧が存在しない場合には「直流電流印加モード」により誘起電圧を発生させることで回転状態を推定し、その推定した状態量に基づきインバータ角周波数や電圧指令を設定することにより、電動機をスムーズに、与えられた回転方向や速度指令に追従することを説明した。更に、「直流電流印加モード」を実機に適用した時に発生した2つの問題とその解決策について言及した。1つ目は、高速誘導電動機において、高速回転しているにもかかわらず、停止していると推定しまった例である。回転状態を誤推定した要因は誘導電動機が高周波で回転している為、直流電流を印加してもその一部しか直流励磁対象とならず、直流励磁での磁束が小さく、結果として二次電流が小さくなっていたからである。対策としては「直流電流印加モード」における直流電流の印加レベルを適用する誘導電動機の特성에依じて、変更できるようにすることとした。2つ目は、適用する誘導電動機の二次回路時定数が大きい場合に、回転方向を誤推定した例である。

回転方向を誤推定した要因は、直流電流印加により発生する一次磁束に回転子の残留磁束が影響する為であり、対策としては 1 回目の直流電流の印加時間を二次回路時定数に応じて変更することで残留磁束を消去するようにした。これらの対策により、「直流電流印加モード」の適用範囲を広げることができることを示した。

第 4 章では、「提案した回転状態推定手法の実験結果」について述べた。まず、回転状態推定手法を検証する実験システム及び試験方法と試験に用いた永久磁石交流電動機及び誘導電動機の実験結果について説明した。次に、埋込磁石形同期電動機及び表面磁石形同期電動機を停止状態、正転 50%速度、正転 100%速度、逆転 50%でフリーラン状態にして、提案した手法で回転状態を正しく推定し指令した速度に再起動できることを検証した。更に、誘導電動機についても同期電動機と同様な状態で、提案手法の「零電流制御モード」及び「直流電流印加モード」を用いて回転状態を正しく推定し指令した速度に再起動できることを検証した。また、「直流電流印加モード」における二次回路時定数に依存して 1 回目の直流電流の印加時間を変更することによる残留磁束消去で、二次回路時定数が大きい誘導電動機でも回転方向を誤検出しないことを検証した。

以上、本論文では、さまざまな用途に適用が進められているセンサレス交流電動機や交流発電機において、瞬時停電などに起因するフリーラン状態からの再起動、あるいは外部から力を受けて回転している状態での再起動をする為の回転状態推定手法を提案した。

この技術はインバータ装置や適用する機械の保護や再起動時間の短縮に大きく貢献できるものである。

今後の課題としては、回転状態推定手法の適用範囲を拡大していくことがあげられる。まず、「直流電流印加モード」には、 $q$  軸電流検出値に現れる正弦波状の信号を検出しなければならない為、電流検出のサンプリング時間と誘導電動機の角周波数が近付くと速度情報を正しく推定できない。従って、高速誘導電動機の回転状態推定手法を確立する必要がある。また、レアアースレス交流電動機として、注目されている同期リラクタンス電動機等の回転状態手法については、回転状態でも誘起電圧をしない為、新たな回転状態推定モードが必要である。これらの課題を解決すべく、更に回転状態推定手法について研究を進める所存である。



## 謝辞

本研究の実行および本論文の作成に直接ご指導をいただきました九州工業大学大学院生命体工学研究科 花本剛士教授に心より感謝いたします。

本研究・本論文の審査に際し、貴重なご意見、ご鞭撻をいただきました九州工業大学大学院生命体工学研究科 本田英己客員教授、和田親宗准教授、九州工業大学大学院工学研究院 相良慎一准教授に深く感謝いたします。

また、本研究の遂行にあたり、社会人博士後期課程進学に際し、ご尽力いただきました株式会社安川電機インバータ事業部長 善家充彦氏ならびにインバータ事業部環境エネルギー機器事業統括部長 山田達哉氏、インバータ技術部部长 桐野博士氏、米国安川電機株式会社ドライブ技術部ソフトウェア開発課長 中村茂和氏に深く感謝します。

本研究の交流電動機のセンサレス制御の分野における有益な助言をいただいた株式会社安川電機開発研究所 井手耕三氏に深く感謝します。

最後に、本論文をまとめるにあたり温かく見守ってくれた妻の望美、息子の慎矢に感謝します。

## 参考文献

- (1) 大谷、渡辺、高崎、高田：「ベクトル制御による誘導電動機速度センサレスドライブ」、電学論 D、Vol.107、No.2、pp.199-206(1987)
- (2) 大谷：「速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化」、電学論 D、Vol.110、No.5、pp.497-505(1990)
- (3) T. Ohtani, N. Takada, K. Tanaka : "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", IEEE Trans. IA-28, 1, pp.157-164(1992)
- (4) 大谷、渡辺：「トルク電流フィードバックによる速度センサレスベクトル制御」、昭 63 電学会産業応用全国大会、84、pp.385-390 (1988)
- (5) 大谷：「速度センサレスベクトル制御における拘束時特性の考察」、平元電学会産業応用全国大会、79、pp.331-334 (1989)
- (6) 杉本、玉井：「モデル規範適応システムを適用したベクトル制御された誘導電動機の回転子速度同定」、昭 62 年電学会産業応用全国大会、138、pp.679-680 (1987)
- (7) 杉本、矢野、玉井：「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機速度センサレスベクトル制御」、電学論 D、Vol.108、No.3、pp.306-313(1988)
- (8) C. Schauder : "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", IEEE IAS '89, Proceedings, pp.493-499(1989)
- (9) C. Schauder : "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", IEEE Trans, IA-28, 5, pp.1054-1061(1992)
- (10) 久保田、松瀬、中野：「適応二次磁束オブザーバの誘導電動機速度推定への応用」、電学論 D、Vol.110、No.12、pp.1292-1293(1990)
- (11) 久保田、尾崎、松瀬、中野：「適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御」、電学論 D、Vol.111、No.11、pp.954-960(1991)
- (12) H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano : "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Applications, IA-29, 2, pp.344-348(1993)
- (13) 久保田、松瀬：「適応二次磁束オブザーバによる誘導電動機の回転速度と二次抵抗の同時推定」、電学論 D、Vol.112、No.9、pp.901-902(1992)
- (14) 久保田、吉原、松瀬：「速度センサレスベクトル制御誘導電動機の一次電圧オフセット補償による低速域の特性改善」、電学論 D、Vol.115、No.7、pp.952-953(1995)

- (15) H. Kubota, K. Matsuse : “Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation”, IEEE Trans., IA-30, 5, pp.1219-1224(1994)
- (16) 楊、金 : 「MRAS による一次抵抗同定機能付き誘導機速度センサレスベクトル制御」、電学論 D、Vol.111、No.11、pp.945-953(1995)
- (17) G. Yang, T. H. Chin : “Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive”, IEEE Trans., IA-29, 4, pp.820-825(1993)
- (18) L. Ben-Brahim, A. Kawamura : “A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors”, IEEE Trans., IE-39, 3, pp.241-249(1992)
- (19) 古賀、上田、園田、久間 : 「磁束センサを用いた誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御」、平 5 電学会産業応用全国大会、42、pp.187-192(1993)
- (20) S. Kim, H. Lee, Y. S. Kim : “Reduced-Order EKF for Speed Sensor-less Vector Control Induction Motor”, JIASC'94, PE-1G, pp.141-146 (1994)
- (21) S. Kim, I. W. Yang, Y. S. Kim : “Speed Estimation of Vector Controlled Induction Motor without Speed Sensor by Reduced-Order EKF”, IPEC-Yokohama'95 Proceed., pp.1665-1670(1995)
- (22) 道木、S. サーンウオンワーニッチ、大熊 : 「ロバスト設計法にもとづく適応スライディングオブザーバを用いた速度センサレス・磁束フィードバック形ベクトル制御」、平 4 電学会産業応用全国大会、103、pp.432-437(1992)
- (23) 道木、大熊 : 「磁束オブザーバを持つすべり周波数形ベクトル制御系の速度センサレス化」、平 6 電学会産業応用全国大会、137、pp.559-564(1994)
- (24) 奥山、藤本、松井、久保田 : 「誘導電動機の世界・電圧センサレス・ベクトル制御法」、電学論 D、Vol.107、No.2、pp.191-198(1987)
- (25) 奥山、藤本、藤井 : 「速度・電圧センサレス・ベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償」、平元電学会産業応用全国大会、80、pp.335-340 (1989)
- (26) 奥山、藤本、藤井 : 「速度・電圧センサレス・ベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償」、電学論 D、Vol.110、No.5、pp.477-486(1990)
- (27) 杉浦、岩崎、松井 : 「二次磁束制御に基づく誘導電動機の世界速度センサレス制御の一方式」、平 2 電学会産業応用全国大会、135、pp.555-560(1989)
- (28) 岩崎、杉本、杉浦、松井 : 「二次磁束制御方式誘導電動機の世界速度センサレス制御特性」、平 3 電学会産業応用全国大会、162、pp.688-693(1991)
- (29) A. Gastli、岩崎、松井 : 「二次磁束制御方式誘導電動機の世界速度センサレス制御

- 法」、電学論 D、Vol.113、No.1、pp.87-95(1993)
- (30) A. Gastli, T. Takeshita, N. Matsui : “Speed Sensorless Control of an Induction Motor using an Improved V/f PWM Inverter”, JIASC’92, E, 3-1, E38-E45(1992)
- (31) A. Gastli, T. Takeshita, N. Matsui : “A New Stator-Flux-Oriented Speed-Sensorless Control Algorithm for General Purpose Induction Motor Drive”, IEEJ, Trans., 114-D, 1, pp.9-16(1994)
- (32) 野口、近藤、高橋 : 「一次鎖交磁束に着目した誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御」、平 6 電学会産業応用全国大会、136、pp.565-570(1994)
- (33) 高橋、野口 : 「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法」、電学論 B、Vol.106、No.1、pp.9-16(1986)
- (34) 上町、高橋 : 「二次抵抗に依存しない誘導電動機のセンサレス速度制御」、平 5 電学会産業応用全国大会、41、pp.183-186(1993)
- (35) 上町、高橋 : 「二次抵抗を用いない誘導電動機のセンサレス速度制御」、平 6 電学会産業応用全国大会、58、pp.243-246(1994)
- (36) 田島、梅野、堀 : 「誘導電動機の世界速度センサレス磁界オリエンテーション制御の実現」、平 2 電学会産業応用全国大会、135、pp.555-560(1990)
- (37) 田島、堀 : 「誘導電動機の世界速度センサレス磁界オリエンテーション制御における速度制御の実現」、平 3 電学会産業応用全国大会、161、pp.684-687(1991)
- (38) H. Tajima, Y. Hori : “Speed Sensorless Field-Oriented Control of the Induction Machine”, IEEE Trans., IA-29, 1, pp.175-180(1993)
- (39) T. Pana, Y. Hori : “Simultaneous Speed Estimation and Rotor Flux Identification for Sensorless Induction Motor Drives”, JIASC’94, PE-15, pp.135-140(1994)
- (40) T. Pana, Y. Hori : “Simultaneous Speed and Rotor Resistance Estimation for Sensorless Induction Motor Drives”, IPEC-Yokohama’95, Proceed., pp.316-321(1995)
- (41) 木下、横井 : 「センサレスベクトル制御インバータ」、電気学会誌、108、2、pp.142-146(1988)
- (42) 金、他 : 「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御適用の現状と課題」、平 3 年電気学会全国大会、S.9(1991)
- (43) 金 : 「誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御」、電気学会誌、112、3、pp.167-175(1992)
- (44) 可変速誘導電動機駆動システム高性能化調査専門委員会 : 「可変速誘導電動機駆動システムの高性能化技術」、電気学会技術報告書、I 部、416 号(1992)
- (45) 久保田、辻、他 : 「誘導電動機のオンラインチューニング」、平 7 電学会産業

- 応用部門大会、S.3(1995)
- (46) 渡辺：「誘導電動機のセンサレス・ベクトル制御法と問題点」、パワーエレクトロニクス研究会論文誌、Vol.21、No.2、pp.88-97(1996)
- (47) 永久磁石電動機、リラクタンスマータの駆動回路点制御技術の研究開発動向調査専門委員会：「永久磁石電動機、リラクタンスマータの駆動回路技術と制御技術」、電気学会技術報告、1034、(2005)
- (48) P. Acarnley, J. Watson : “Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines”, IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.53, No. 2, pp.352-362 (2006)
- (49) 電動機開発動向を踏まえた次世代電動機制御技術調査専門委員会：「進化する電動機に対応する電動機制御技術」、電学会産業応用部門大会、Vol.1、S-7、pp.57-78(2009)
- (50) PM モータの産業応用調査専門委員会：「PM モータの最新技術と適用動向」、電気学会技術報告、1145、(2009)
- (51) 山本、笠、高見、田澤、服部、森本：「PM モータの適用拡大に向けた新技術と新分野への応用動向－駆動・制御技術－」、平 21 年電学会産業応用部門大会、Vol.1、S9-6、pp.85-90(2009)
- (52) 新中：「永久磁石同期モータセンサレス駆動のための高次応速帯域フィルタ形状位相推定法－定格負荷下でのゼロ速起動と極低速安定駆動をもたらす位相推定法－」、電学論 D、Vol.128、No.10、pp.1163-1174(2008)
- (53) 花本、原、田中、辻：「拡張誘起電圧オブザーバを用いた BLDCM のセンサレス制御」、電学論 D、Vol.118、No.9(1998)
- (54) 花本、H.Zidan、小黒、田中、辻：「磁束鎖交数の推定値を用いた円筒型 PMSM のセンサレス速度制御」、平 11 年電学会産業応用部門大会、pp.547-552(1999)
- (55) 平野、原、辻、小黒：「IPM モータのセンサレス速度制御」、電学論 D、Vol.120、No.5、pp.666-672(2000)
- (56) 陳、富田、道木、大熊：「突極型ブラシレス DC モータのセンサレス制御のための拡張誘起電圧オブザーバ」、平 11 年電学会産業応用部門大会、pp.480-481(1999)
- (57) 陳、富田、道木、大熊：「適応スライディングオブザーバを用いた埋め込み磁石型同期モータのセンサレス制御」、平 13 年電学会産業応用部門大会、pp.691-694(2001)
- (58) T. Hanamoto, T. Tsuji, Y. Tanaka : “Sensorless Speed Control of Cylindrical Type PMSM Using Modified Flux Observer”, IPEC-Tokyo2000, Proceed., pp.2104-2108(2000)
- (59) 陳、富田、千住、道木、大熊：「外乱オブザーバと速度適応同定による円筒型

- ブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御」、電学論 D、Vol.118、No.7、pp.828-835(1998)
- (60) 陳、富田、道木、大熊：「外乱オブザーバによる突極型ブラシレス DC モータのセンサレス位置・速度推定の実現」、平 11 年電学会産業応用部門大会、pp.45-46(1999)
- (61) 井村、金、陳、石田、大熊：「汎用位置・速度センサレスベクトル制御の検討」、平 14 年電学会産業応用部門大会、4、pp.191-192(2002)
- (62) 市川、陳、富田、道木、大熊：「回転座標系での拡張誘起電圧推定による IPMSM のセンサレス制御」、平 13 年電学会産業応用部門大会、4、pp.1401-1402(2001)
- (63) 市川、陳、富田、道木、大熊：「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」、電学論 D、Vol.122、No.12、pp.1088-1096(2002)
- (64) 竹下、市川、李、松井：「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」、電学論 D、Vol.117、No.1、pp.98-104(1997)
- (65) 坂本、岩路、遠藤：「軸誤差の直接推定演算による永久磁石同期モータの位置センサレス制御」、平 12 年電学会産業応用部門大会、3、pp.963-966(2000)
- (66) 河本、森本、武田：「拡張誘起電圧に基づく IPMSM のセンサレス制御」、電気学会研究会資料、SPG01-3、pp.13-18(2001)
- (67) 河本、森本、武田：「軸推定誤差に基づく IPMSM のセンサレス制御における推定性能の改善」、電気学会研究会資料、SPG02-11、pp.65-70(2002)
- (68) 森本、河本、武田：「推定位置誤差を利用した IPMSM の位置センサレス制御」、電学論 D、Vol.122、No.7、pp.722-729(2002)
- (69) 玉谷、森本、武田：「オブザーバを用いた IPMSM の速度・位置センサレス制御の特性比較」、平 14 年電学会産業応用部門大会、4、pp.206-207(2002)
- (70) 新中：「同期モータの統一的ベクトル解析」、平 9 年電学会産業応用部門大会、2、pp.211-216(1997)
- (71) 新中：「PMSM の加速度項を有する最小次元・誘起電圧・状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法」、平 15 年電学会産業応用部門大会、4-127、pp.197-198(2003)
- (72) 杉本、能登、菊池、松本：「適応同定による IPMSM の電機子巻線抵抗推定機能付き位置センサレスベクトル制御」、電学論 D、Vol.129、No.1、pp.77-87(2009)
- (73) S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma : “Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Online Parameter Identification Based on System Identification Theory”, IEEE Trans. Ind. Election, Vol.53, No. 2, pp.363-372 (2006)

- (74) 伊東、豊崎、大沢：「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」、電学論 D、Vol.122、No.3、pp.253-259(2002)
- (75) 木内、鈴木、中田、吉岡：「無効電流一定制御による PM モータの位置センサレス正弦波駆動」、平 17 電学会産業応用全国大会、Vol.JIASC2005、No.1、pp.173-178(2005)
- (76) 松下、亀山、池坊、森本：「インバータ母線電流を用いた PM モータセンサレス電圧／電流位相差正弦波駆動」、電学論 D、Vol.129、No.3、pp.281-288(2009)
- (77) 山中、大西：「永久磁石同期電動機の位相追従同期型センサレス制御システム」、電学論 D、Vol.129、No.4、pp.432-437(2009)
- (78) 坂本、戸張、岩路、遠藤：「瞬時無効電力の推定誤差を用いた永久磁石同期モータの位置センサレス制御」、平 17 電学会産業応用全国大会、Vol.JIASC2005、No.1、pp.309-310(2005)
- (79) M. Jansson, L. Hamerfors, O. Wallmark, M. Leksell : “Synchronization at Startup and Stable Rotation Reversal of Sensorless Nonsalient PMSM Drives”, IEEE Trans. Ind. Election, Vol. 53, No. 2, pp.379-387 (2006)
- (80) 新中：「永久磁石同期モータのセンサレス起動・駆動のための電流比形ベクトル制御法ーミール法に立脚した有効無効電流のフィードバック制御ー」、電学論 D、Vol.126、No.3、pp.225-236(2006)
- (81) 新中：「突極形永久磁石同期モータセンサレス駆動のための速応楕円形高周波電圧印加法の提案ー高周波電流相関信号を入力とする一般化積分 PLL 法による位相推定ー」、電学論 D、Vol.126、No.11、pp.1572-1584(2006)
- (82) 今井、森本、真田、武田：「三相高周波電圧印加による IPMSM のセンサレス制御における磁気飽和の影響」、電学論 D、Vol.125、No.6、pp.659-665(2005)
- (83) N. Bianchi, S. Bolognani : “Influence of Rotor Geometry of an IPM Motor on Sensorless Control Feasibility”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 43, No. 1, pp.87-96 (2007)
- (84) H. Iura, M. Inazumi, T. Kamei, K. Ide : ”Hybrid Sensorless Control of IPMSM for Direct Drive Applications”, , IPEC-2010,(2010)
- (85) K. Ide, H. Iura, M. Inazumi: ” Hybrid Sensorless Control of IPMSM Combining HFIM and Back EMF Method”, IECON-2010, pp.2230-2235(2010)
- (86) 畑、折谷、佐野、上園、高木：「誘導電動機の世界速度センサレス VVVF インバータによる現車試験報告」、鉄道技術連合シンポジウム、Vol.1、S9-6、J-RAIL’ 99、S4f-1 (1999)
- (87) 中澤、荻野、佐藤、関澤、児島、石田、大内：「速度センサレスベクトル現車試験」、第 39 回鉄道サイバネ、512 (2002)

- (88) 近藤、結城：「誘導電動機速度センサレス制御の鉄道車両駆動への適用検討」、平 14 年電気学会全国大会、36、(2002)
- (89) 久富、青木、菊池、根来、河野、山崎：「速度センサレス制御の技術」、鉄道車両と技術、No.81、2003No1、pp.17-24(2003)
- (90) 中西、中野、北島、石田：「進展を続ける交流可変速駆動システムー適用の進展ー」、平 15 電学会産業応用部門大会、Vol.2、S4-6、pp.55-60(2003)
- (91) 加藤、山崎、上田、上条、河村、安岡：「小田急電鉄 50000 形全閉主電動機駆動主回路システム」、第 42 回鉄道サイバネ、510 (2005)
- (92) 鮫島、大橋、小川、石田、児島、佐藤：「速度センサレス制御の地下鉄車両への適用」、第 42 回鉄道サイバネ、520 (2005)
- (93) 加藤、坂根、藤原、鮫島、吉澤、兼井、宮田：「小田急電鉄 50000 形特急車向け全密閉形自己通風式主電動機」、第 42 回鉄道サイバネ、524 (2005)
- (94) 畑、廣瀬、飯田、高木、保川：「205 系 5000 代 VVVF インバータ装置」、第 39 回鉄道サイバネ、522 (2002)
- (95) 山崎、戸田、中沢、安岡：「空転再粘着制御の改善とその走行試験結果」、平 17 電気学会全国大会、3-12、(2005)
- (96) 畑、廣瀬、門脇、大石、飯田、高木、佐野、保川：「速度センサレスベクトル制御・外乱オブザーバによる空転再粘着制御の実車両への適用とその評価ー205 系 5000 番代電車における実例ー」、平 15 電学会産業応用全国大会、3-11、(2003)
- (97) K.Ysui, Y.Nakazawa, O.Yamazaki, I.Yasuoka : “Development of Rotor Position Sensorless Control for PRM Applied to Railway Traction Drive”, IPEC-2005, Proceed., pp.1671-1675(2005)
- (98) 近藤、米山、谷口、望月、若尾：「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の回転角度センサレス制御に関する考察ーシンプルかつ高性能な制御システムー」、電気学会半導体電力変換・リニアドライブ合同研究会資料、SPC-06-185、LD-06-87、(2006)
- (99) 長州、阿部、近藤、古田：「電力変換装置の高性能化技術」、平 22 電学会産業応用部門大会、Vol.3、S10-3、pp.75-80(2010)
- (100) 松岡、石田、古谷、近藤：「鉄道における交流電動機システムの応用技術動向」、平 18 電気学会全国大会、Vol.4、S17-2、pp.2-5(2006)
- (101) 結城、山崎、山田、安岡：「電車用速度センサレスベクトル制御における低速再起動方法」、平 15 電学会産業応用全国大会、3-10、(2003)
- (102) 近藤、結城：「誘導機速度センサレスベクトル制御の鉄道車両駆動への適用検討」、電学論 D、Vol.125、No.1、pp.1-8(2005)
- (103) K. Fujinami, K. Takahashi, K. Kondo, Y. Sato : “A Restarting Method of an



Induction Motor Speed-Sensorless Vector Control System for a Small-Sized Wind Turbine Power Generator Systems”, ICEMS2009, LS3B-4(2009)

- (104) 藤波、近藤：「誘導電動機の世界速度センサレス制御系における線形化手法を用いた回転状態からの起動制御方法」、電学論 D、Vol.130、No.11、pp.1255-1263(2010)
- (105) 松本、田島、海田、河野：「産業プラント用速度センサレスベクトル制御」、平6電学会産業応用全国大会、56、pp.235-236(1991)
- (106) H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida, M. Kawano : “Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System”, IPEC-Yokohama’95, Proceed., pp.1034-1039(1995)
- (107) 伊東、田島、石井、海田：「速度センサのない誘導機駆動システムの再起動法」、電学論 D、Vol.119、No.2、pp.211-216(1999)
- (108) 桐谷、萩原、大森：「回転時における速度センサレス誘導電動機の残留磁束の初期位置・速度推定法」、平10電学全国大会、898、pp.304-307(1998)
- (109) 佐野：「交通用センサレス速度制御システム」、東洋電機技報、第109号、pp.14-23(2003)
- (110) 河野、金原：「速度センサのない誘導機駆動システムの初期速度推定法」、電学半導体電力変換研資、SPC-09-25、pp.25-30(2009)
- (111) 木下、横井：「センサレスベクトル制御インバータ」、電気学会誌、108、2、pp.142-146(1988)
- (112) 林、伊東、松井：「電力貯蔵用フライホイールにおける速度拾い上げと定電力加速制御の一方式」、平16年電気学会全国大会、4-014、p.21(2004)
- (113) 鳥羽、佐藤、稲玉、藤田：「相電流および直流電流検出方式に適用可能なセンサレス PM モータ駆動システムのフリーラン起動法」、電学論 D、Vol.126、No.3、pp.315-321(2006)
- (114) Hideaki Iura, Kozo Ide, Zhe Chen, Tsuyoshi Hanamoto, : ”An Estimation Method of Rotational Direction and Speed for Free running AC Machines without Speed and Voltage Sensor” Hideaki Iura, Kozo Ide, Zhe Chen, Tsuyoshi Hanamoto, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.47, No.1, pp.153-160, (2011)
- (115) 野中作太郎：「電気機器(II)」、森北出版(1971)

## 業績リスト

- 1) "Hybrid Sensorless Control of IPMSM for Direct Drive Applications", Hideaki Iura, Masanobu Inazumi, Takeshi Kamei, Kozo Ide, Proceedings of the 2010 International Power Electronics Conference , 24A2-4, pp.2761-2767, 2010
- 2) " Hybrid Sensorless Control of IPMSM Combining HFIM and Back EMF Method", Kozo Ide, Hideaki Iura, Masanobu Inazumi, Proceedings of the 2010 International Power Electronics Conference , 23G3-1, pp.2230-2235, 2010
- 3) " An Estimation Method of Rotational Direction and Speed for Free running AC Machines without Speed and Voltage Sensor" Hideaki Iura, Kozo Ide, Zhe Chen, Tsuyoshi Hanamoto, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.47, No.1, pp.153-160, 2011
- 4) "交流電動機の制御装置" 特開 2011-036057, チン ジョエ、井浦 英昭
- 5) " Three Years of Industrial Experience with Sensorless IPMSM Drive based on High Frequency Injection Method", Sadayuki Sato, Hideaki Iura, Kozo Ide, Seung-Ki Sul, 2nd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, P17, pp.17-22, 2011
- 6) "Position Sensorless Control for Synchronous Reluctance Machine based on Instantaneous Power Optimization", Kozo Ide, Akira Yamazaki, Shinya Morimoto, Hideaki Iura, Proceedings of The 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2011,pp.1906-1911, 2011