

用途指向型同期電動機駆動装置の実用的速度制御方法に関する研究 - 弱め界磁制御と始動制御について -

著者	奥山 美弘
発行年	2014
その他のタイトル	Thesis or Dissertation
学位授与年度	平成26年度
学位授与番号	17104甲生工第229号
URL	http://hdl.handle.net/10228/5389

用途指向型同期電動機駆動装置の実用的速度制御方法に関する研究

—弱め界磁制御と始動制御について—

九州工業大学大学院生命体工学研究科

奥 山 美 弘

目次	
第1章 序論	
1. 1 電動機の可変速制御技術の発展	1
1. 2 航空機における電動化と交流電動機の可変速駆動システムへの要求	4
1. 3 半導体製造装置における交流電動機の可変速駆動技術への要求	9
1. 4 まとめと各章の概要	12
第2章 永久磁石同期電動機における従来制御技術とその問題点	
2. 1 はじめに	14
2. 2 IPMSM の数式モデルの導出と回転数と出力トルク	15
2. 3 IPMSM の弱め界磁電流ベクトル制御の従来手法の検証と課題	23
2. 4 永久磁石同期電動機の従来センサレス駆動手法の検証と課題	31
2. 5 まとめと課題	38
付録 座標変換行列係数について	39
第3章 航空機搭載システムに適用可能な IPMSM の可変速制御手法	
3. 1 はじめに	40
3. 2 提案速度制御系	41
3. 3 提案速度制御系の実験結果	44
3. 3. 1 シミュレーション結果	44
3. 3. 2 実機による検証結果	48
3. 4 まとめと課題	55
第4章 TMP に適用可能な SPMSM の誘起電圧を用いたセンサレス始動制御手法	
4. 1 はじめに	56
4. 2 始動時の回転子運動方程式に基づく誘起電圧モデル	57
4. 3 休止相誘起電圧を用いたマッピング手法によるTMPの始動制御	69
4. 4 非線形オブザーバを利用した始動時の運動方程式による誘起電圧推定手法	75
4. 5 まとめと課題	83
付録 (4-6)式の導出過程	90
第5章 結論	96
謝辞	98
参考文献	99

图表索引	
Fig.1.1 Torque of IPMSM	3
Fig.1.2 Torque variation for direction	3
Fig.1.3 Past,Present and Future of Aircraft Power System	6
Fig.1.4 Envelope of normal voltage transient for 270VDC system	7
Fig.1.5 Cargo Door Actuation System	8
Fig.1.6 Turbo Molecular Pump	9
Fig.1.7 Principle of TMP operation	9
Fig.2.1 Salient Type Synchronous Motor Model	15
Fig.2.2 d-q current characteristics of IPMSM with torque and speed limitation curves	20
Fig.2.3 Block diagram of IPMSM drive system proposed by literature(24)	24
Fig.2.4 A current vector locus simulated by the Case 1	28
Fig.2.5 A current vector locus simulated by the Case 2	28
Fig.2.6 A current vector locus simulated by the Case 3	29
Fig.2.7 A current vector locus simulated by the Case 4	29
Fig.2.8 A current vector locus simulated by the Case 5	30
Fig.2.9 Time response simulated by the Case 5	30
Fig.2.10 Switching Method for 120deg period conducting with Induced Voltage	32
Fig.2.11 3-phase inverters	32
Fig.2.12 Relations between magnet pole and W-winding	33
Fig.2.13 Relations between Commutation Timing and Line Current about W-phase	33
Fig.2.14 Line currents by different of switching type about W-phase	33
Fig.2.15 Shimadzu TMP	34
Fig.2.16 Analytical model of PMSM	35
Fig.2.17 Sensorless method for TMP	37
Fig.3.1 A proposed current vector controller on the focus of q-axis current in the flux weakening region	41
Fig.3.2. Behavior of the PWM modulation rate stabilizer	42
Fig.3.3 Simulated trajectory of current vector for step input	46
Fig.3.4 Simulated time response and d-q axes currents for step input	46
Fig.3.5 Simulated trajectory of current vector for ramp input	47
Fig.3.6 Simulated time response and d-q axes currents for ramp input	47
Fig.3.7 Labware system	48
Fig.3.8 Measured motor line current wave form	49
Fig.3.9 Step response result of experiment and simulation	50
Fig.3.10 Envelope of normal voltage transient for 270VDC system (Figure16 in Referene 12)	51
Fig.3.11 Vector trajectory on the bus voltage fluctuations	52
Fig.3.12 A vector trajectory on the load fluctuations	53

Fig.4.1 Relation between θ_r and Φ_r (Standstill, Fixed Excitation)	58
Fig.4.2 Relation between θ_r and θ'	58
Fig.4.3 Magnetic Flux across an inactivated coils	60
Fig.4.4 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 30deg	64
Fig.4.5 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 60deg	65
Fig.4.6 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 90deg	66
Fig.4.7 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 120deg	67
Fig.4.8 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 150 and 180deg	68
Fig.4.9 Relation BEF's Amplitude and Peak time	71
Fig.4.10 Relation BEF's Zero-Crossing Time at Starting	72
Fig.4.11 Experimental results using Table 4.3	73,74
Fig.4.12 Results of estimated mechanical parameter using CW60(Iteration:200)	78
Fig.4.13 Results of estimated mechanical parameter using CW90(Iteration:200)	79
Fig.4.14 Results of estimated mechanical parameter using CW120(Iteration:200)	80
Fig.4.15 Results of estimated induced voltage and position using CCW60	84
Fig.4.16 Results of estimated induced voltage and position using CCW90	85
Fig.4.17 Results of estimated induced voltage and position using CCW120	86
Fig.4.18 Results of estimated induced voltage and position employed modified nonlinear observer using CCW60	87
Fig.4.19 Results of estimated induced voltage and position employed modified nonlinear observer using CCW90	88
Fig.4.20 Results of estimated induced voltage and position employed modified nonlinear observer using CCW120	89
Table1.1 Example of TMP Specifications	9
Table2.1 Simulation conditions	25
Table2.2 PI parameter used in the simulations	25
Table2.3: Motor Parameters with Back EMF Estimation	36
Table2.4: Error of Estimated Position when K_θ varies	36
Table4.1 Parameters using Calculation	61
Table4.2 Results of BEF's amplitude and 1/4 period time coming into the resting phase winding at starting	62
Table4.3 Judge Conditions at Starting based on the mapping method	69
Table4.4 Measured Data using for Estimations	76
Table4.5 Results of estimated mechanical parameters	77
Table4.6 Results of estimated correction parameters	81
Table4.7 Results of estimated correction parameters	82

第1章 序論

1.1 電動機の可変速制御技術の発展

電動機の可変速運転と制御は、古くから多くの研究・開発・改良が行われている。

現在では、産業機械、ロボット、電気自動車、家電製品などの産業製品だけでなく、福祉用機器やアミューズメント機器にも使用されており、産業製品や日常生活に不可欠な基本技術の一つである。

1900年代初頭、電動機の可変速駆動は、例えば、水銀整流器の点弧位相角を制御する水銀整流器方式により可変直流電源を得て、これにより直流電動機を可変速運転する静止レオナード法による制御が主流であった。しかし、制御回路は真空管を用いていたため、効率、信頼性の面で問題が多かった。

1957年に水銀整流器などに比べスイッチング速度が速く、また、効率、安定性も高いサイリスタ(SCR)が米国 GE 社から発表されると、スイッチング素子を SCR に置き換える研究が盛んに行われた。その中でも、サイリスタレオナード法は、精密な回転数制御を必要とする圧延機や抄紙機などの産業分野に適した可変速駆動技術として期待を集め、ワード・レオナード法や水銀整流器を用いた静止レオナード法からの置き換えが進んだ。しかし、当時の SCR は、素子を完全消弧状態(OFF 状態)にするまでに数百マイクロ秒のターンオフタイムを必要とし、交流機の可変速駆動に適用することは困難であった^{(1),(2)}。

この課題を克服する手段として、1963年に文献(3)で帰還ダイオードと組み合わせることにより消弧時間を短縮できる電圧形インバータが提唱されたが、本格的な交流機の可変速駆動の研究は、1970年の高速スイッチング用 SCR の登場を待つことになる。

1970年代には、二度のオイルショックを経験し、経済活動におけるエネルギー需給の見直しを余儀なくされ、エネルギー消費を抑制しつつ、経済成長を維持できる社会構造への急速な転換が必要となり、産業界においても省エネルギー技術への関心が高まることになる。

これ以降、エネルギーの需給に密接に関連する発電機や電動機分野でも、省エネルギーに着目した交流電動機の可変速駆動に関連するデバイスや手法などの開発や改良が多く行われ、その技術が急速に展開することになる。

一方で1974年に Intel が発表したマイクロプロセッサ 8080 の発売を契機に、それまで理論的に培ってきた様々な手法の実証が、マイクロプロセッサによるデジタル信号処理技術と組み合わせられ試みられた。特に、1964年に文献(4)により提唱された PWM (Pulse Width Modulation) 方式インバータが、マイクロプロセッサにより、高速にデジタル制御され、可変振幅可変周波数を得ることが出来るようになったこと、さらに、その高い演算能力を利用し、1969年に Hasse や Blaschke らが提唱した交流電動機のベクトル制御理論と組み合わせることにより、交流電動機の制御性能が直流電動機並に高められることが検証されたことが特筆される。

パワーデバイスでは、1979年に International Rectifier により MOSFET (Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor) が商品化された。MOSFET は、サイリスタに比べ飛躍的なスイッチング

速度を実現でき、電圧駆動型素子であることからマイクロプロセッサによるデジタルインバータ制御への拡張を容易にし、可変電圧可変周波数PWMインバータの性能をより一層高めることに大きく貢献することになる⁽⁵⁾。さらに、1991年、東芝によりパワーデバイスの高耐圧化を実現した実用に耐えうるIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)が開発される⁽⁶⁾と、それを高密度に集積化したIPM(Intelligent Power Module)が、各社から製品化され、装置の小型化ももたらすことになる。これらパワーデバイスの高速化は、スイッチング時に発生する高調波が電源系統に伝搬し、電源そのものや他の機器へ干渉し動作不良を派生させるEMI(Electro-Magnetic Interference)の問題を生むことになるが、これを抑制するPWMインバータのスイッチング手法^{(7),(8)}に関する取り組みが行われた結果、EMI抑制だけでなく、電圧利用率を向上させ、電力の有効利用を可能とする、より実用的なインバータが普及するようになる。

現在では、インバータのスイッチング損失低減の観点から、新しい半導体材料であるSiCを用いたパワーデバイスの開発が進められている。SiCは、Siと比べ絶縁破壊電界強度が約10倍高く、単位面積当たりのオン抵抗を低くすることが可能な半導体材料であり、バンドギャップがSiより広いこと、高温動作(保証温度175°C)での動作が期待されている。

電動機では、直流機が長年にわたり可変速駆動に用いられてきたが、機械的な整流子のメンテナンスや整流子の火花対策など安全面での配慮が必要であり、現在では、これに代って誘導電動機(Induction Motor : IM)や同期電動機(Synchronous Motor : SM)などの交流電動機が主流となっている。誘導電動機は構造が簡単で頑健であるが、原理的にスリップを必要とし、これに比例した2次銅損が回転子に発生する。

これに対し、永久磁石を用いた同期電動機(Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM)は、2次銅損がなく効率の面で優れており、省エネルギーの社会要請やマイクロプロセッサによるデジタルインバータ制御の実用化と相まって、飛躍的な進歩を遂げることになる。

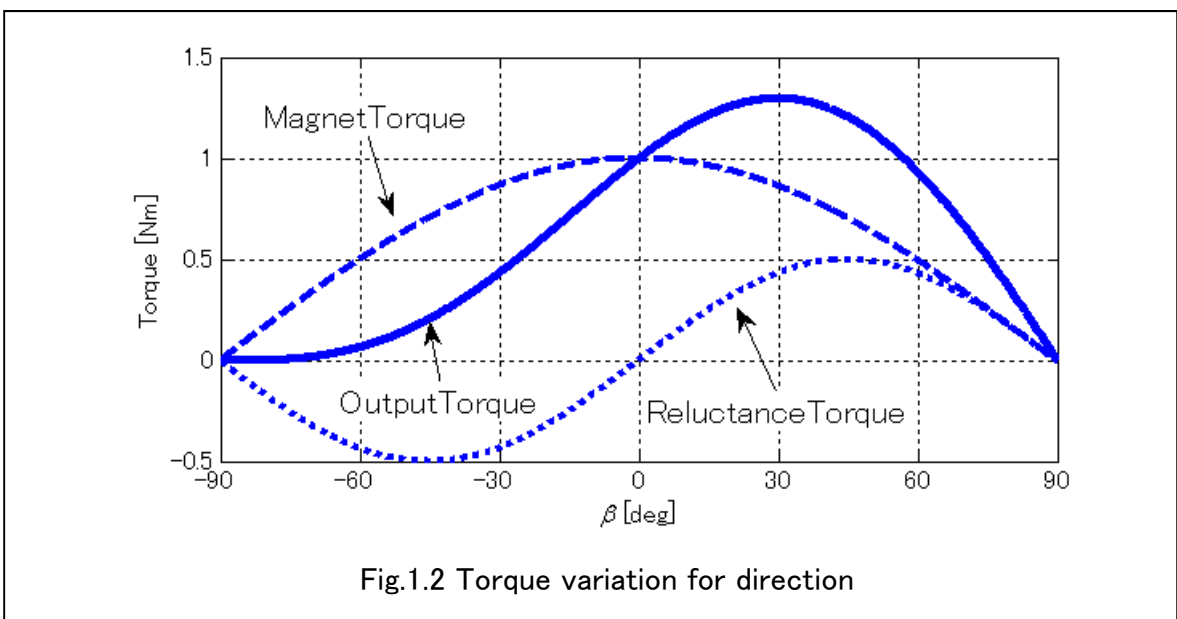
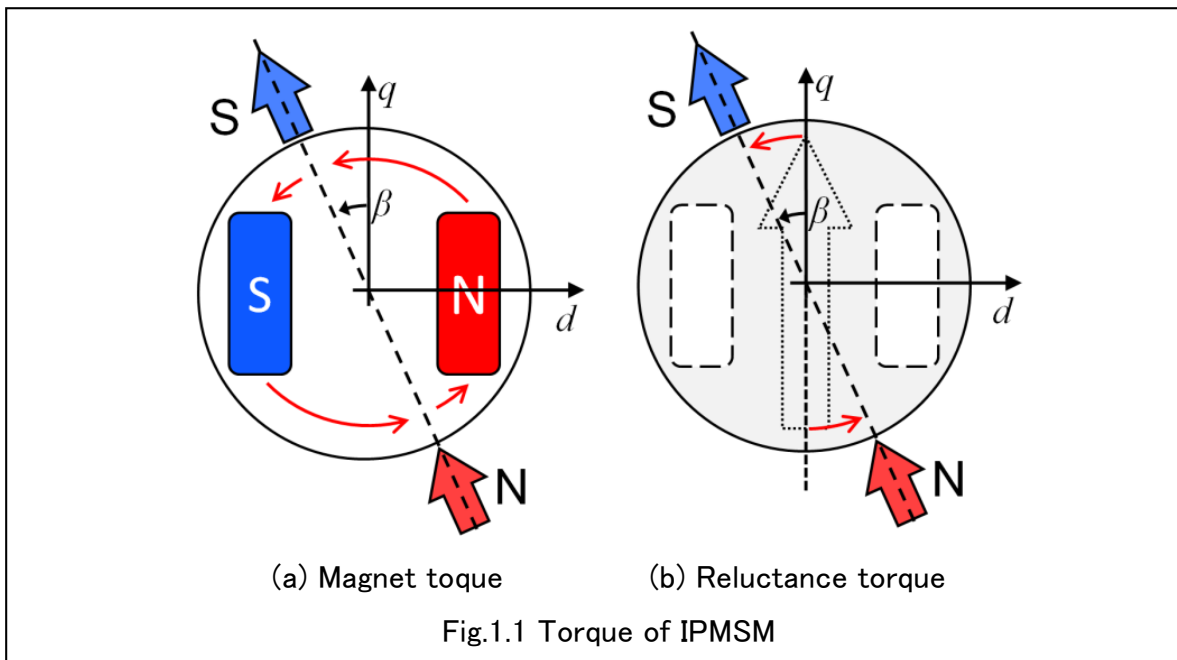
永久磁石同期電動機は、1930年代に小容量電動機として実用化が考えられたが、可変電圧可変周波数インバータ技術が確立されておらず、ごく限られた用途に限られており、実用的な永久磁石同期電動機は、1965年頃より各国で精力的な研究が進められるようになる。

特に、最大エネルギー積 $(BH)_{max}$ が大きく、最適動作点が低い希土類コバルト磁石の出現は、電動機の小型軽量化にも大いに寄与し、当初はきわめて高価であったにも関わらず、アクチュエータなど広範に使用されるようになった。

現在では、同期電動機のさらなる高効率化を目指して逆突極特性を持つIPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)が注目を浴びている。

Fig.1.1は、回転子に一極対の永久磁石NSが埋め込まれたIPMSMの断面を示し、発生する2つのトルクを模式的に示したものである。矢印は、固定子が発生させる磁界を示しており、NからSへ磁界が発生している状態を示す。(a)はマグネットトルクの発生構造を示し、回転子磁界と固定子磁界の引力・斥力を原動力とするトルクである。(b)はリラクタンストルクの発生構造を示し、固定子磁界が回転子鋼材部(図中灰色部)を通過する磁界の通りやすさ(リラクタンس)に起因するトルクである。Fig.1.2には、固定子磁界強度を一定と考えたときに発生するマグネットトルク、リラクタンストルク及びその和である出力トルクについて、Fig.1.1で示した回転子磁界直交方向と固定子磁界との位相角 β をパラメータとしたときの関係を示す。

IPMSM による出力トルクは、SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) に比して、 β を適切に制御することでリラクタンストルクを利用し、電流当たりの発生トルクを増加させ且つ、その時に発生する銅損も低減可能な特徴を持つ電動機であることが判る。同時に、磁石配置やマグネットトルクとリラクタンストルクの配分など設計自由度が高く、特定用途に適した電動機として今後も産業界で幅広く応用されると考える。



以上で述べたように、電動機の変速制御システムは、マイクロプロセッサやセンサなど周辺技術の発展に支えられつつ、様々な産業分野のニーズに応えるべく、今後も発展を遂げてゆくものと期待される。そこでは、特定の用途に特化した電動機システムが最高の性能を発揮するために必要な技術の開発が、ますます必要になってくると予想される。

そこで本論文では、産業用途の中でも変速駆動への取り組みが活発になっている航空機分野と半導体製造装置分野における駆動用途の同期電動機に適した実用的な制御方法を提案する。まず、それぞれの分野におけるシステムに求められる要求事項を取り組みと共に示す。

1.2 航空機における電動化と交流電動機の変速駆動システムへの要求

1943年頃から始まった航空機の電動化に関するトレードオフ検討^{(9),(10)}では、交流機の応用を航空機システムにどのように展開し、そのシステム将来像の見通しを得ることから着手することになる。当初、エンジン始動と動力抽出機構の削減及び発電機を含む電力供給系統の見直しを得ることを目的として、1984年にボーイング社が、故障耐性の向上を目指した FTEPS (Fault Tolerant Electrical Power System) の開発に取り組んだ。その後、米国空軍により、航空機の軽量化と航空機のライフサイクルコスト低減を目的とする、航空機の動力を油圧や空気から電氣的な動力の利用に遷移するための包括的な提言—the More Electric Aircraft (MEA) initiative—が策定され、1992年には、これらの結果を受け、航空機の電動化に必要な4つの主要技術が以下のように示された。

- 1) 推進系統の統合化 (the integral starter/generator)
- 2) 動力源の統合化 (the integrated power unit)
- 3) 故障耐性のある 270VDC 電気系統 (the fault tolerant 270VDC electrical system)
- 4) 高出力電気アクチュエータ (the high horse power electric actuator)

この提言は、Fig.1.3 に示すように、エンジンスターターをエンジンにつなげ、エンジンの回転を発電機や油圧ポンプにつなげる役割を持つ AMAD (Airplane Mounted Accessory Drive) と Gear Box の削減を行い、発電機とエンジンスターターを統合する推進系統の統合だけに留まらなかった。何故なら、従来の電源システムは、装備品によって三相交流を交直変換する必要が生じ、コスト増を招いていたからである。また、三相用の配電線が必要であり、機体軽量化の大きな障害ともなっていた。この提言を基に、動力源としての電源系統管理の集約と搭載電子機器への供給電源種別の変更も含めた電力システムシステムの将来像を示すことになった。

この変更は、装備品の交直変換を必要とせず、機体会社における調達コストの低減を可能にし、直流供給により配電線の本数を2本に減少できることで機体軽量化や機体の燃費向上を図ることを可能にするものとなった。

これら提言の基に開発された JSF (Joint Strike Fighter) —後の F-35— 開発では、舵面アクチュエータが EHA (Electric Hydro Actuator) であるものの、大幅な重量軽減に成功し、その運動性能を飛躍的に高めることになった。

これを契機に、航空機に使用する発電及び動力源としての交流電動機の数が増加し、電動機システムのさらなる高効率を実現する電動機や制御が求められることになる。

高出力電気アクチュエータへの取り組みでは、IPMSM の設計自由度の高さを生かした航空機に特化したアクチュエーション・システムの需要が高まっている⁽¹¹⁾。

一般的にシステムは、Regulations(規定)、Selection and Installation Codes(選択と導入に関する規約)及び Equipment Standards(装置に固有な基準)の3つの要求カテゴリによる制約を受けることになる。RegulationやSelection and Installation Codesは、そのシステムが対象とする特定の領域に共通な要求事項が与えられ、Equipment Standards は、装置固有の満たすべき性能などの基準が与えられる。

航空機システムにおいても、Selection and Installation CodesとEquipment Standardにより、そのシステムが満たすべき固有の安全性やシステム性能が規定される。例えば、文献(12)のInstallation Codeでは、Fig.1.4に示す電源変動範囲などが搭載されるシステム毎に定義され、Equipment Standardにより規定されるシステムの機能・性能が、この定義範囲において、機能不全を起こすことがないようなシステム構築が求められることになる。

このように、システム性能や安全性基準などは、システムがその用途に最良な性能を発揮するように、システム用途毎に特化した形で規定されることになる。

例えば、Fig.1.5に示す貨物輸送機用カーゴ・ドアアクチュエーションシステムでは、Equipment Standardの中で、タクトタイムの短縮を可能にし、且つ、駆動電力の低減と軽量化に配慮したアクチュエーション・システムであることが要求される。そのためには、静止摩擦に打ち勝つ大きな始動トルクにより、カーゴ・ドアを短時間で定常速度まで加速し且つ、定常速度を維持することが可能な高出力電気アクチュエータが必要になる。このような2つの動作要求(低速/高トルクと高速/中トルク)を1台で同時に満たし且つ、効率に優れた電動機であるIPMSMを用いた、高速回転域まで可変速駆動が可能なアクチュエーション・システムの実用化が望まれている。

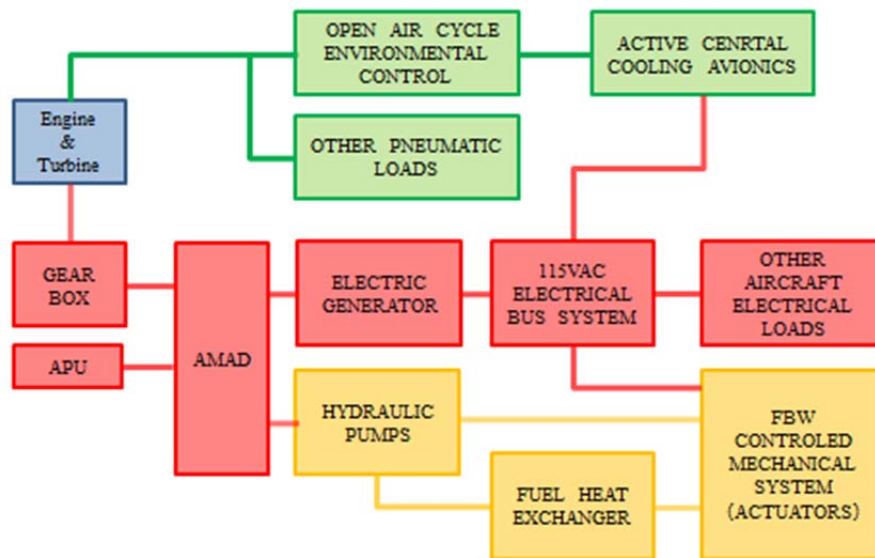
さらにSelection and Installation Codesの中では実用化に当たり、Fig.1.4で規定される電源変動範囲において、そのシステム性能が機能不全を起こしてはならないことが要求される。

カーゴ・ドアアクチュエーションシステムの例では、電源電圧低下や変動においても、ドアの開閉動作が、暴走し制御不能にならないことである。

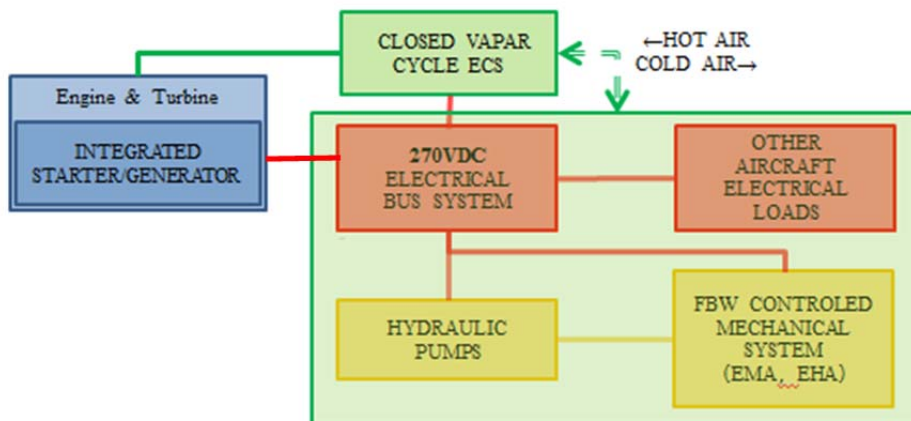
以上のことを整理すると、航空機搭載アクチュエーション・システムに対する要求は、

- ・ 始動トルクが大きく(低速/高トルク)且つ、定常速度を維持(高速/中トルク)する可変速駆動制御が可能であること。
- ・ 電源変動や負荷変動に対しても、安定な状態に制御されること。

本論文は、航空機搭載アクチュエーション・システムに適したIPMSMの可変速制御手法の検討と開発を目的の一つとしている。3章において、この要求を満たすIPMSMの制御手法を提案し、カーゴ・ドアアクチュエーションシステムだけでなく、他の航空機搭載用途のアクチュエーション・システムに展開できる手法であることを供試品による実験から明らかにする。



a. A Typical Aircraft Power System



b. All-Electric Aircraft Power System

Fig.1.3 Past,Present and Future of Aircraft Power System

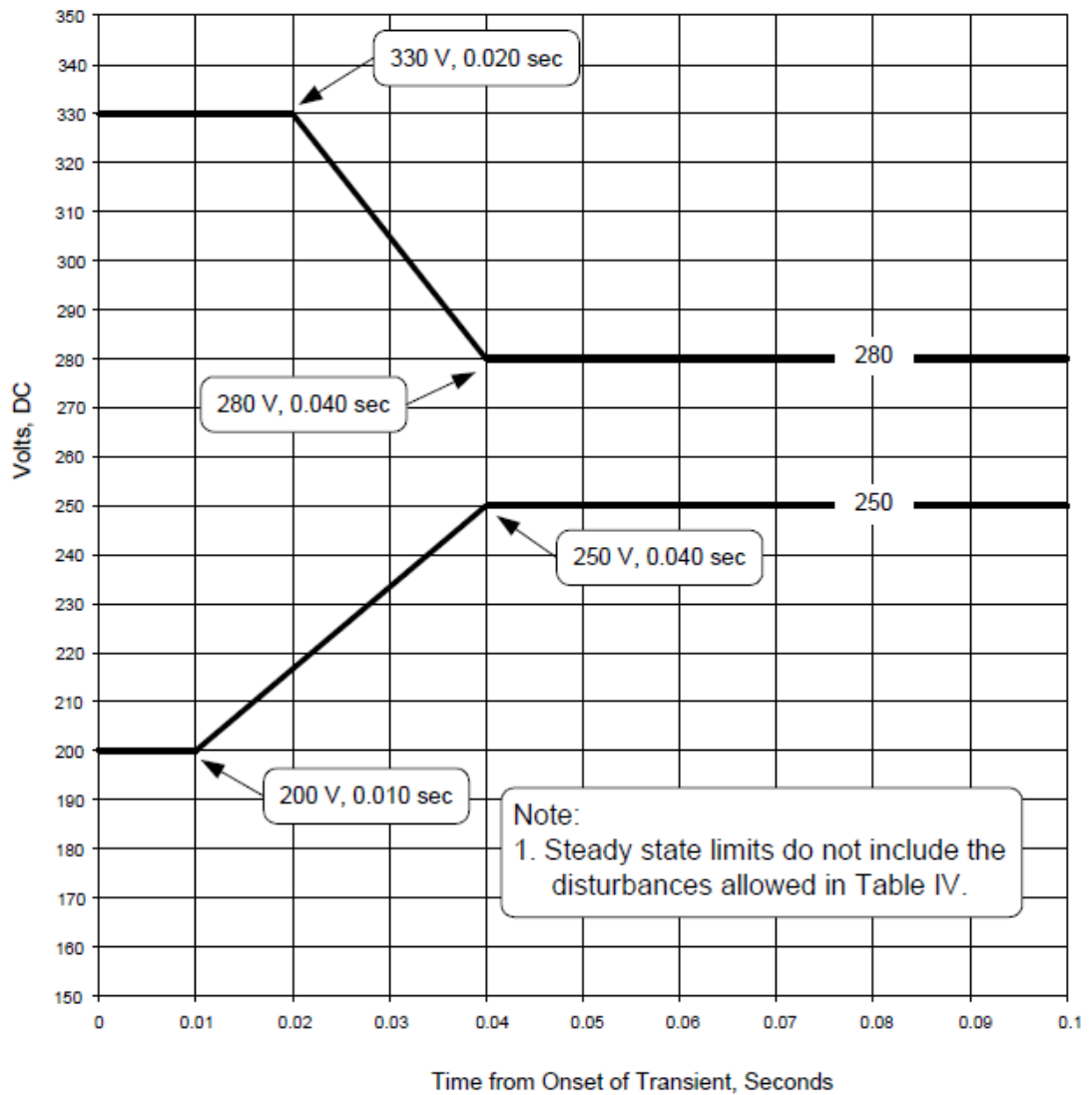


Fig.1.4 Envelope of normal voltage transient for 270VDC system⁽¹²⁾

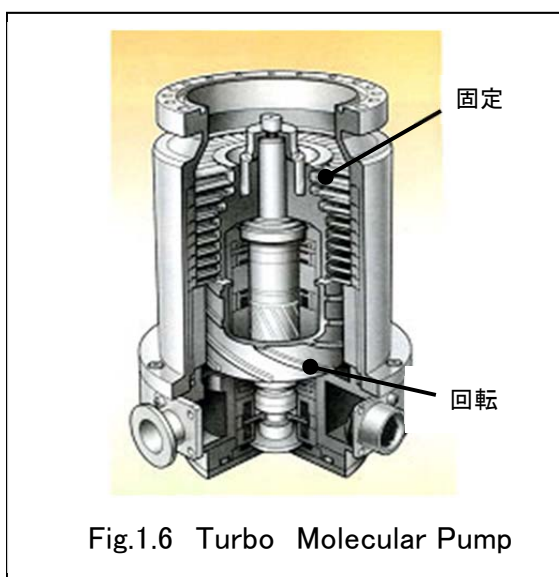


Fig.1.5 Cargo Door Actuation System

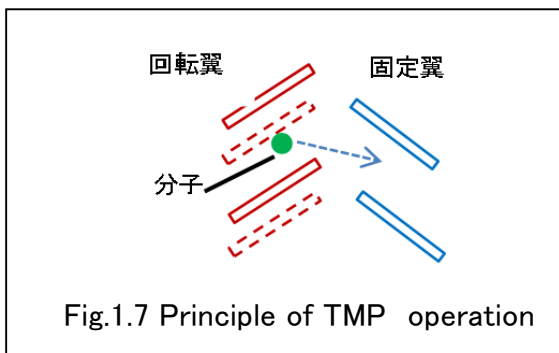
1.3 半導体製造装置における交流電動機の可変速駆動技術への要求

可変速駆動制御が必要な別の例としては、以下に説明されるターボ分子ポンプ(Turbo Molecular Pump : TMP)が挙げられる。

半導体製造装置分野では、パワーデバイスなど微細製造技術を可能とする真空度の高い製造装置需要の高まりと共に、Fig.1.6 に示すような中～高真空 ($10^2\text{Pa} \sim 10^{-5}\text{Pa}$) の状態に出来る回転翼方式の TMP が、1983 年にセイコー精機(株)-現 BOC エドワーズ社-から発売された。



TMPは、Fig1.7に示すように吸気側に設けられた回転する翼車(動翼)と排気側に設けられた固定翼を利用し、流体のエネルギーと機械的なエネルギーの連続的な交換を行いながら、分子レベルで窒素や酸素などを弾き飛ばし高真空を作り出すターボ機械の一種である。分子は、空間的に斜めに切られた回転翼面ではじかれ下方に移動し、固定翼に当たる。固定翼で弾かれた分子は、回転翼に遮られ、左から右に通過する分子の方が多くなり、結果、分子は排気側に向けて進むことになる。



回転翼を取り付けた回転軸は、Table1.1 に示すように高速で回転する必要があるため、高い真空度を必要とする TMP では、摩擦を可能な限り低減する必要があることから、スラスト方向及びラジアル方向の支持機構として、磁気軸受を一般的に採用している。

回転機構として、回転軸表面に永久磁石を貼り付けた SPMSM 構造を採用し、回転位置センサを用いた 6 ステップ矩形波駆動による駆動制御が通常用いられている。

Table 1.1: Example of TMP Specifications

Attainable Pressure	10^{-7} Pa Order
Rated Frequency	27600 rpm
Boot Time	Within 12minutes
Variable Frequency Range	25 % ~ 100 % of rated frequency

TMP は、設置条件によりケーブル長が異なることによる EMI への配慮、高速回転することによる機械的な強度及びコストの面から、一般的に同期電動機の回転制御に用いるホール素子やエンコーダのような位置センサを用いることは少ない。従来の位置センサを用いた回転制御では、例えば、1つのホール素子から得る磁極極性(S または N)のみを検出し、様々な補正手段を用いて回転駆動制御を行っていた。

今日では、その用途が広がり、電子顕微鏡など分析装置に用いられる TMP では、回転による振動や省エネルギーの観点から、電圧利用率をより高めた過変調 PWM 方式を用いた正弦波駆動方式の採用が進んでいる。正弦波駆動には、回転子磁極の正確な位置情報が不可欠であり、レゾルバやエンコーダなどの位置センサを用いた TMP が開発されたこともある。

しかし、装置の小型化や廉価な製品などの市場ニーズや位置センサをなくし、信頼性や製品価値向上に努めるシーズ側の意向が高まり、2000 年代後半から同期電動機のセンサレス駆動技術を TMP に適用する研究が活発におこなわれている。最近では、停止状態も含めた低速運転から高速までセンサレス技術により、同期電動機を駆動制御できる手法が数多く提案されており、TMP への応用が望まれるようになってきている。

センサレス技術は、モータの突極構造に起因するインダクタンスの位置依存性を用いて検出する方法⁽¹³⁾・⁽¹⁴⁾と固定子巻線に鎖交する永久磁石磁束により発生する誘起電圧を利用する方法⁽¹⁵⁾~⁽²¹⁾に大別できる。

前者は、IPMSM など突極性を有するモータの停止状態を含む低速領域に適した要素技術であり、回転制御に影響を与えない高調波センシング信号を別途重畳する手法⁽¹³⁾や PWM キャリア信号そのものをセンシング信号として扱う手法⁽¹⁴⁾が提案されている。

特に、文献(14)による方法は、高周波信号を別途重畳する仕組みが必要なく、PWM キャリア信号をインダクタンス変化により変調させ、その信号を Band Pass Filter(BPF)で濾過し、復調することを特徴とする位置推定する手法である。この手法は、文献(13)に示されている手法に比して、より実用性の高い手法であるが、高い回転数領域での使用に課題があると言われている。最近では、この課題を解決すべく q 軸インダクタンス L_q の低下とモータ電流や負荷トルクとの関係に着目し、推定位置に与える影響をモータ構造の面で軽減する報告がされている⁽²²⁾・⁽²³⁾。

後者の手法は、誘起電圧が検出可能な中速～高速の速度領域で専ら使用され、様々な分野で応用展開されつつある。しかし、始動時の誘起電圧は小さいため、誘起電圧を用いた始動制御には使用できない。一般的なベアリング支持された低慣性な回転子を有する SPMSM では、始動直後の回転子の振動振幅が小さく、その減衰時間も短いことが使用できない要因と思われる。そこで、従来は、固定子に電流を流し回転磁界を発生し、その周波数を徐々に高め、回転子を回転磁界に同期させながら、誘起電圧が得ることが可能な速度まで加速し、誘起電圧を用いたセンサレス駆動制御に切り換えることが多い。

一方、TMP のように慣性が大きく且つ、磁気軸受のように制動力が小さい支持機構を持つ SPMSM に上記の手法を適用すると、大きな慣性のために、回転子の加速に時間がかかるだけでなく、回転磁界に同期することが出来ず、逆回転をすることもある。逆回転を止め、正回転

させるために要する時間は、慣性が大きいいため長くなり、ひいては、製品価値を損なう原因の一つにもなる。

このような慣性が大きく、制動係数やバネが小さい **SPMSM** では、ある固定磁界を印加すると回転子が振り子運動をし、僅かではあるが誘起電圧が発生する。これを利用した始動制御が可能と思われるが、このような系の特徴を考慮した始動制御に関する報告例はない。

慣性が大きく、制動係数やバネが小さい **SPMSM** に対し、誘起電圧を利用した始動制御が可能になれば、従来から用いられている中高速回転域のセンサレス駆動手法に速やかに移行でき、始動時間の短縮も可能になるとと思われる。

また、真空ポンプ装置に対する **Selection and Installation Codes** と **Equipment Standard** の一つである **ISO 5302:2003** によれば、**TMP** に発生する振動成分の計測を要求しており、高調波成分が少なく出来る正弦波 **PWM** によるセンサレス駆動制御がより利用し易くなる可能性がある。

以上のことを整理すると、**TMP** のセンサレス可変速駆動技術における始動制御に対する要求は、以下のようにまとめられる。

- ・ 始動制御においては、誘起電圧を使用した手法であり、逆回転をしないこと。
- ・ 中高速回転域のセンサレス手法に移行しやすい始動制御であること。

本論文は、このようなことに鑑み、**TMP** の誘起電圧を用いたセンサレス始動制御手法に関する検討と開発を2つめの目的としている。4章において、**TMP** を用いた始動制御手法を提案し、慣性が大きく且つ、制動係数やバネが非常に小さいモータシステムの始動制御に適用できることを供試品による実験から明らかにする。

1.4 まとめと各章の概要

電動機の可変速運転と制御は、マイクロプロセッサやセンサなど周辺技術の発展に支えられつつ、様々な産業分野のニーズに応えるべく、今日まで発展しており、今後も発展を遂げてゆくものと期待される。しかしながら、電動機制御に汎用的なものではなく、電動機をアクチュエータとするシステムが最高の性能を発揮するように、各々のシステムの用途に適した技術開発が必要である。

このような観点から、本論文は、永久磁石同期電動機アクチュエータの実用的速度制御について、次の2つの制御手法を開発することを目的としている。

1. 航空機搭載システムに適用可能な IPMSM の可変速制御手法
2. TMP に適用可能な SPMSM の誘起電圧を用いたセンサレス始動制御手法

各章の内容を概括すると以下のようなようになる。

2章 永久磁石同期電動機における従来制御技術とその問題点

まず、IPMSM の数式モデルを同期電動機モデルから導出し、一つの電動機を用いて、始動トルクが大きく(低速/高トルク)且つ、定常速度を維持(高速/中トルク)する可変速駆動制御を実現するには、IPMSM が適していることを示す。また、高速かつ中トルクの状態を得ることを可能にする IPMSM の弱め界磁領域について、電流のベクトル及び出力トルクとの関係を示す。さらに、従来文献(24)で提案されている IPMSM の弱め界磁手法に対する概要を述べ、シミュレーションにより、航空機搭載アクチュエーション・システムに適用するには、電源変動などの環境変動にも問題なく追従できる、安定な電流ベクトル制御が必要であることを明確にする。

次に、中高速回転域でのセンサレス駆動に関する従来技術、及び始動制御に関する従来技術について、TMP への実用化という観点で俯瞰する。

中高速回転域におけるセンサレス駆動手法について、休止相に発生する誘起電圧を直接用いたセンサレス駆動手法を説明し、電流リップルによるトルクの脈動が課題であり、正弦波駆動制御が必要とされることを述べる。

そのような用途に従来からよく用いられている誘起電圧に基づくセンサレス推定手段について、文献(19)を例に検証し、高速回転域が広い用途では、位置推定精度に影響を与える修正係数の更新が必要となることを示す。しかし、TMP のように慣性が大きい回転子を有する永久磁石同期電動機の位置推定には、文献(25)による手法により、修正係数を用いることなく、その特性を生かした簡便な計算で位置推定及びインダクタンスの補正が可能であることを説明する。

始動制御においては、唯一 TMP に適用され、実用化されている文献(26)による手法においても、逆回転することがあり、逆回転を防ぐためには、より詳細な始動時の磁極位置とその回転方向を確実に把握できる手法が求められることを示す。

3章 航空機搭載システムに適用可能な IPMSM の可変速制御手法

2章で示した IPMSM の弱め界磁制御手法の課題を解決する手法を提案する⁽²⁷⁾。提案手法によれば、モータの動作点が弱め界磁領域に与えられ、低速/高トルク及び高速/中トルクの2つの動作が要求されるようなシステムにおいて、電圧飽和を防ぎ且つ、安定な電流ベクトル制御ができる。また、電圧変動や負荷変動など環境擾乱が考えられる航空機搭載にも、提案する制御系が有効であることを供試品により検証する。

4章 TMP に適用可能な SPMSM の誘起電圧を用いたセンサレス始動制御手法

制動係数やバネなどが非常に小さい磁気軸受型 TMP では、ある固定励磁磁束を固定子に印加することで、回転子は振り子動作をする。そこで、制動係数やバネを無視した始動時の回転子運動方程式を解析的に解き、誘起電圧の振幅と磁極位置が時間の関数として表せることを示す。

初めに、制動係数やバネを無視した運動方程式を解析的に解き、誘起電圧の振幅と磁極位置が時間の関数として表現できることを示す。磁気軸受型 TMP 供試品を用いた検証により、誘起電圧の解析解は、計測した誘起電圧とよく一致することを示し、運動方程式に基づく誘起電圧を利用することにより、始動制御に利用できる可能性があることを示す。

この解析解から得た始動時の誘起電圧の振幅/極性及び時間についてマッピングテーブルを作成し、これを利用した始動制御手法を提案し、磁気軸受型 TMP を用いて検証する⁽²⁸⁾。

この始動制御手法により、回転子が逆回転することなく、直ちに休止相誘起電圧を用いた従来センサレス手法へ移行できることを供試品により検証する。また、課題として、誘起電圧の減衰が磁気軸受型 TMP に比して大きいボールベアリング型 TMP にも適用するためには、制動係数やバネも含めた運動方程式を扱い、始動時の磁極位置を求める手法が必要であることを示す。

しかし、磁極位置の正弦として外力を扱うため、制動係数やバネも含めた運動方程式は非線形関数として扱うことになり、解析的に磁極位置を求めることは困難である。

そこで、制動係数やバネを考慮した運動方程式に基づく非線形誘起電圧オブザーバを提案し、TMP のように慣性が大きく、制動係数やバネが小さい SPMSM では、非線形オブザーバの修正係数が位置推定に影響し、修正係数推定に時間重みを付与することで推定時間の短縮が図れることを計測した誘起電圧を用いた数値計算により検証する。本手法によれば、始動時の磁極位置が逐次把握できることから、マッピング手法を用いた TMP の始動が逆回転することなくでき、休止相誘起電圧を用いたセンサレス手法へ移行できる。また、制動係数やバネ成分を考慮したことにより、誘起電圧の減衰がより大きい、ボールベアリング型 TMP への適用も可能となる。

5章 まとめ

この章では、本研究で得られた成果を要約し、残された問題点、将来展望などを述べている。

第2章 永久磁石同期電動機における従来制御技術とその問題点

2.1 はじめに

本章では、永久磁石同期電動機の従来制御技術を実際のアクチュエーションシステムに適用するとき用途によっては生じる問題点について言及する。

まず、2.2節で IPMSM の数式モデルを同期電動機モデルから導出し、始動トルクが大きく(低速/高トルク)且つ、定常速度を維持(高速/中トルク)する可変速駆動制御を実現するには、IPMSM が適していることを示す。また、高速かつ中トルクの状態の動作を要求される用途には、IPMSM の弱め界磁領域における電圧飽和を考慮した電流ベクトル制御が必要であることを示す。

2.3節では、従来より提案されている速度制御系の構成を例として、弱め界磁領域の電流ベクトル制御について、シミュレーションにより検証を行う。電流ベクトル制御では、弱め界磁領域に遷移する付近の電流ベクトルの逸脱がみられ、速度制御では、電圧飽和制御器を要因とした目標値に対するオーバーシュートがあることを示す。これは、電圧飽和制御器は積分要素を含み、その制御器出力に設けられた飽和要素により、 d 軸電流に WindUp が生じることが要因である。

積分要素は定常偏差を小さくすることを目的としており、特に、電圧飽和を定常的に安定に制御する必要がある弱め界磁領域では、必須の要素である。実用に当たっては、弱め界磁領域への遷移において、電流ベクトルの逸脱がなく、電圧飽和制御系による速度のオーバーシュートが発生しない速度制御の仕組みが課題であることを示す。

2.4節では、中高速回転域での位置センサレス駆動に関する従来技術、及び始動制御に関する従来技術について、TMP への実用化という観点で俯瞰する。

初めに、休止相に発生する誘起電圧を直接用いたセンサレス駆動手法を説明し、電流リップルによるトルクの脈動が課題であり、正弦波駆動制御が必要とされることを述べる。

次に、正弦波で駆動される永久磁石同期電動機に使用される誘起電圧に基づくセンサレス推定手段として、文献(19)に示されている手法を例にとり、位置推定精度は、速度に依存する修正係数により影響を受け、TMP のように高速回転域が広い用途では、その係数更新が逐次必要であることを検証する。また、この課題を解決する手法が、文献(25)により提案されており、TMP のように慣性が大きい回転子を有する永久磁石同期電動機の特性を生かした、簡便な計算による位置及びインダクタンスの取得手段について説明する。

始動制御においては、唯一 TMP に適用され、実用化されている文献(26)に示された手法では、逆回転をすることが課題であることを示す。

2.2 IPMSM の数式モデルの導出と回転数と出力トルク⁽²⁹⁾

本節では、突極型同期機のモデルから回転 dq 直交座標上における IPMSM の電圧方程式、回転数と出力トルクの関係を導出し、IPMSM が必要とする電流ベクトル制御について説明する。

IPMSM は逆突極型同期電動機とも言われ、突極型同期モータの数式モデルから IPMSM の数式モデルを考える。

Fig.2.1 において、三相固定子座標 (as 軸, bs 軸, cs 軸) に設けた各相電機子巻線数を N_s 、回転子に設けた直交座標 (kd/fd 軸, kq 軸) 上の界磁巻線数を N_{fd} 、 kd 軸方向制動巻線数を N_{kd} 、 kq 軸方向制動巻線数を N_{kq} とする。また、 kd 軸方向のギャップ長を g_{min} 、 kq 軸方向のギャップ長を g_{max} とする。

固定子 as 軸と回転子 kq 軸とのなす角を θ_r とすると、固定座標系 $as-bs-cs$ 座標における突極形同期機の固定子に関する電圧及び磁束方程式は (2-1) 式で表現できる。

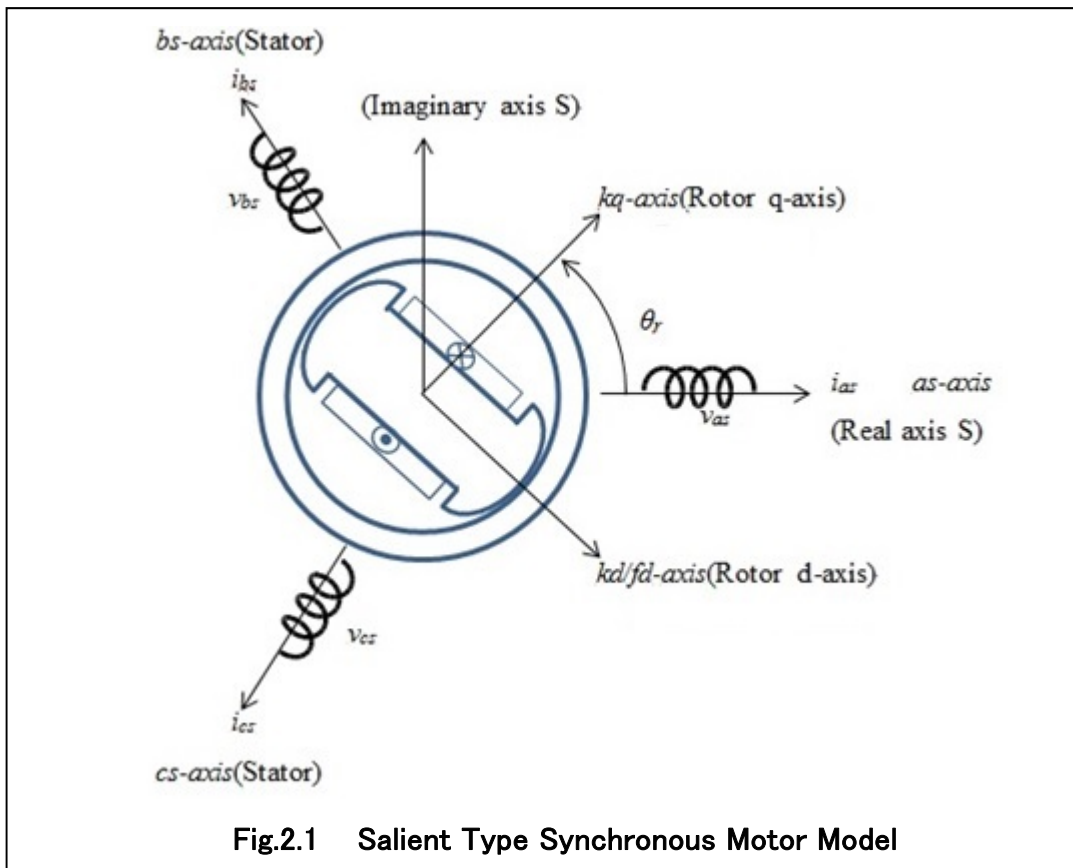


Fig.2.1 Salient Type Synchronous Motor Model

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} &= r_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{os} - L_{2s} \cos 2\theta_r & -1/2 L_{os} - L_{2s} \cos(2\theta_r - 2\pi/3) \\ -1/2 L_{os} - L_{2s} \cos(2\theta_r - 2\pi/3) & L_{ls} + L_{os} - L_{2s} \cos(2\theta_r + 2\pi/3) \\ -1/2 L_{os} - L_{2s} \cos(2\theta_r + 2\pi/3) & -1/2 L_{os} - L_{2s} \cos 2\theta_r \end{bmatrix} * \\
&\quad -1/2 L_{os} - L_{2s} \cos(2\theta_r + 2\pi/3) \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\
&\quad * \begin{bmatrix} -1/2 L_{os} - L_{2s} \cos 2\theta_r \\ L_{ls} + L_{os} - L_{2s} \cos(2\theta_r - 2\pi/3) \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} L_{sfd} \sin \theta_r & L_{skd} \sin \theta_r & L_{skq} \cos \theta_r \\ L_{sfd} \sin(\theta_r - 2\pi/3) & L_{skd} \sin(\theta_r - 2\pi/3) & L_{skq} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ L_{sfd} \sin(\theta_r + 2\pi/3) & L_{skd} \sin(\theta_r + 2\pi/3) & L_{skq} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2-1}$$

ここで、(2-1)式のインダクタンス行列を構成する要素は以下の通りである。

$$\begin{aligned}
L_{os} &= \mu_o r l N_s^2 (p/8)(1/g_{min} + 1/g_{max}), L_{2s} = \mu_o r l N_s^2 (p/8)(1/g_{min} - 1/g_{max}) \\
L_{sfd} &= \mu_o r l N_s N_{fd} (p/4)1/g_{min}, L_{skd} = \mu_o r l N_s N_{kd} (p/4)1/g_{min} \\
L_{skq} &= \mu_o r l N_s N_{kq} (p/4)1/g_{max}
\end{aligned}$$

(2-1)式の第一項は、固定子電流による磁束を示し、突極性を有する同期機は、均一ギャップ g_{max} を持つ同期機と均一ギャップ g_{min} を持つ同期機の合成された特徴を有するモータであると考えることができる。第二項は回転子側電流による磁束を示す。

また、 $kd-kq$ 座標系における回転子に関する電圧及び鎖交磁束方程式は(2-2)式となる。

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{kd} \\ v_{kq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{fd} i_{fd} \\ r_{kd} i_{kd} \\ r_{kq} i_{kq} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{fd} \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} \lambda_{fd} \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{sfd} \sin \theta_r & L_{sfd} \sin(\theta_r - 2\pi/3) & L_{sfd} \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ L_{skd} \sin \theta_r & L_{skd} \sin(\theta_r - 2\pi/3) & L_{skd} \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ L_{skq} \cos \theta_r & L_{skq} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & L_{skq} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} L_{lfd} + L_{mfd} & L_{fkd} & 0 \\ L_{fkd} & L_{lkd} + L_{mkd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lkq} + L_{mkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2-2}$$

ここで、(2-2)式のインダクタンス行列を構成する要素は以下の通りである。

$$L_{mfd} = \mu_o r l N_{fd}^2 (\pi/4) (1/g_{min}), L_{mkd} = \mu_o r l N_{kd}^2 (\pi/4) (1/g_{min})$$

$$L_{mkq} = \mu_o r l N_{kq}^2 (\pi/4) (1/g_{max}), L_{fkd} = \mu_o r l N_{fd} N_{kd} (\pi/4) (1/g_{min})$$

(2-1)式で表されたスカラ方程式を(2-3)式のベクトルオペレータを用いて、各座標系におけるベクトル表現にする。(2-1)式の電圧、電流及び磁束に関する as 軸、 bs 軸、 cs 軸の成分は(2-4)式に示すベクトルで表現でき、(2-5)式の電流ベクトルを用いて(2-1)式を整理すると(2-6)式で示す電圧と磁束に関するベクトル表現となる。

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, a^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (1 + a + a^2 = 0) \quad (2-3)$$

$$\vec{v}_{abc} = v_{as} + a v_{bs} + a^2 v_{cs}, \vec{\lambda}_{abc} = \lambda_{as} + a \lambda_{bs} + a^2 \lambda_{cs} \quad (2-4)$$

$$\vec{i}_{abc} = i_{as} + a i_{bs} + a^2 i_{cs}, \vec{i}^{\dot{f}}_{abc} = i_{as} + a^2 i_{bs} + a i_{cs} \quad (2-5)$$

$$\vec{v}_{abc} = r_s \vec{i}_{abc} + p \vec{\lambda}_{abc}$$

$$\vec{\lambda}_{abc} = (L_{ls} + 3/2 L_{os}) \vec{i}_{abc} - 3/2 L_{2s} \vec{i}^{\dot{f}}_{abc} e^{j2\theta_r} + 3/2 L_{sfd} i_{fd} e^{j(\theta_r - 2/\pi)} \quad (2-6)$$

$$+ 3/2 L_{skd} i_{kd} e^{j(\theta_r - 2/\pi)} + 3/2 L_{skq} i_{kq} e^{j\theta_r}$$

ここで、ベクトルオペレータは、Fig.2.1の固定子 as 相を実軸(Real axis)S、 $\pi/2$ [rad]進んだ軸を虚軸(Imaginary axis)Sとする直交固定座標(固定dq又は $\alpha\beta$ 座標ともいう)上に、 as - bs - cs 座標の各軸成分を投影することを意味する。従って、(2-6)式の実数成分は、実軸Sの成分、虚数成分は虚軸Sの成分となる。

一方、(2-2)式で表された回転子に関する電圧、磁束は、回転子上の直交固定座標(Rotor dq -axis)上で表現されている。この回転子においてRotor dq -axisは、回転子の回転と同期して回転する。そこで、(2-6)式の固定dq座標におけるベクトル方程式をRotor dq -axis上に投影すると(2-7)式及び(2-8)式を得る。なお、回転子方程式の変数は固定子側変数に換算し、(2-9)式～(2-11)式となる。

$$\vec{v}_{qds}^r = v_{qs}^r - j v_{ds}^r = r_s \vec{i}_{qds}^r + p \vec{\lambda}_{qds}^r + j d\theta_r / dt \vec{\lambda}_{qds}^r$$

$$= \left(\underbrace{r_s i_{qs}^r + p \lambda_{qs}^r + d\theta_r / dt \lambda_{ds}^r}_{q\text{-axis component}} \right) - j \left(\underbrace{r_s i_{ds}^r + p \lambda_{ds}^r - d\theta_r / dt \lambda_{qs}^r}_{d\text{-axis component}} \right) \quad (2-7)$$

$$\vec{\lambda}_{qds}^r = \lambda_{qs}^r - j \lambda_{ds}^r = \underbrace{L_{ls} i_{qs}^r + 3/2 L_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq}^r)}_{q\text{-axis component}} - j \left\{ \underbrace{L_{ls} i_{ds}^r + 3/2 L_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}^r + i_{kd}^r)}_{d\text{-axis component}} \right\}$$

$$\begin{aligned}
v'_{fd} &= r'_{fd} i'_{fd} + p\lambda'_{fd} \quad , \quad \lambda'_{fd} = L'_{lfd} i'_{fd} + L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd} + i'_{ds}) L_{md} \\
v'_{kd} &= r'_{kd} i'_{kd} + p\lambda'_{kd} \quad , \quad \lambda'_{kd} = L'_{lkd} i'_{kd} + L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd} + i'_{ds}) \\
v'_{kq} &= r'_{kq} i'_{kq} + p\lambda'_{kq} \quad , \quad \lambda'_{kq} = L'_{lkq} i'_{kq} + L_{mq} (i'_{kq} + i'_{qs})
\end{aligned} \tag{2-8}$$

ここで, $L_{md} = (L_{os} + L_{2s})$, $L_{mq} = (L_{os} - L_{2s})$ とおいた。

$$\begin{aligned}
\text{電圧及び電流:} \quad & (N_s/N_{fd})v_{fd} = v'_{fd} \quad , \quad (N_s/N_{kd})v_{kd} = v'_{kd} \quad , \quad (N_s/N_{kq})v_{kq} = v'_{kq} \\
& (N_{fd}/N_s)i_{fd} = i'_{fd} \quad , \quad (N_{kd}/N_s)i_{kd} = i'_{kd} \quad , \quad (N_{kq}/N_s)i_{kq} = i'_{kq}
\end{aligned} \tag{2-9}$$

$$\begin{aligned}
\text{電気的変数:} \quad & r_{fd} (N_s^2/N_{fd}^2) = r'_{fd} \quad , \quad r_{kd} (N_s^2/N_{kd}^2) = r'_{kd} \quad , \quad r_{kq} (N_s^2/N_{kq}^2) = r'_{kq} \\
& L_{lfd} (N_s^2/N_{fd}^2) = L'_{lfd} \quad , \quad L_{lkd} (N_s^2/N_{kd}^2) = L'_{lkd} \quad , \quad L_{lkq} (N_s^2/N_{kq}^2) = L'_{lkq}
\end{aligned} \tag{2-10}$$

$$\text{鎖交磁束数:} \quad (N_s/N_{fd})\lambda_{fd} = \lambda'_{fd} \quad , \quad (N_s/N_{kd})\lambda_{kd} = \lambda'_{kd} \quad , \quad (N_s/N_{kq})\lambda_{kq} = \lambda'_{kq} \tag{2-11}$$

(2-7)式及び(2-8)式は, 回転直交座標 Rotor dq -axis 上における同期電動機の電圧, 磁束方程式である。このベクトル方程式をスカラー行列表現にすると(2-12)式, (2-13)式となる。

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v'_{ds} \\ v'_{qs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s + p(L_{ls} + 3/2 L_{md}) & -(d\theta_r/dt)(L_{ls} + 3/2 L_{mq}) \\ (d\theta_r/dt)(L_{ls} + 3/2 L_{md}) & r_s + p(L_{ls} + 3/2 L_{mq}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} p3/2 L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd}) - (d\theta_r/dt)3/2 L_{mq} i'_{kq} \\ p3/2 L_{mq} i'_{kq} + (d\theta_r/dt)3/2 L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd}) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2-12}$$

$$\begin{aligned}
v'_{fd} &= \{r'_{fd} + p(L'_{lfd} + L_{md})\} i'_{fd} + pL_{md} (i'_{kd} + i'_{ds}) \\
v'_{kd} &= \{r'_{kd} + p(L'_{lkd} + L_{md})\} i'_{kd} + pL_{md} (i'_{fd} + i'_{ds}) \\
v'_{kq} &= \{r'_{kq} + p(L'_{lkq} + L_{mq})\} i'_{kq} + pL_{mq} i'_{qs}
\end{aligned} \tag{2-13}$$

ここで, 突極型同期電動機の場合, $L_{md} = (L_{os} + L_{2s})$, $L_{mq} = (L_{os} - L_{2s})$, $L_{md} > L_{mq}$ である。

永久磁石を有する同期電動機は, 制動巻線は持たず且つ, 永久磁石による磁束が一定であるので(2-14)式の条件が成り立つ。(2-7)式, (2-8)式に(2-14)式を代入すると, 永久磁石同期電動機の電圧方程式は, (2-15)式及び(2-16)式となる。

$$i'_{kq} = i'_{kd} = 0 \quad , \quad i'_{fd} = I_f = \text{const} \tag{2-14}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + p(L_{ls} + 3/2L_{md}) & -(d\theta_r/dt)(L_{ls} + 3/2L_{mq}) \\ (d\theta_r/dt)(L_{ls} + 3/2L_{md}) & r_s + p(L_{ls} + 3/2L_{mq}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (d\theta_r/dt)3/2L_{md}I_f \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

$$\begin{aligned} v'_{fd} &= r'_{fd} I_{fd} + pL_{md}i_{ds}^r = r'_{fd} I_{fd} \\ v'_{kq} &= v'_{kd} = 0 \end{aligned} \quad (2-16)$$

ここで、突極型同期機は $L_{md} > L_{mq}$, IPMSM(逆突極性)は $L_{md} < L_{mq}$ 。

永久磁石を有する突極形同期機への入力電力 P_{in} は, (2-4) 式の固定子電圧/電流に関する複素ベクトル表現を用いて(2-17)式となる。

$$\begin{aligned} P_{in} &= \text{Re} \left[\vec{v}_{abc} \vec{i}_{abc}^\dagger \right] + \text{Re} \left[\vec{v}'_{abcr} \vec{i}'_{abcr} \right] \\ &= \underbrace{\left(r_s |i_{qs}^r|^2 + r_s |i_{ds}^r|^2 \right)}_{\text{Copper Loss}} + \underbrace{p \left(\lambda_{qs}^r i_{qs}^r + \lambda_{ds}^r i_{ds}^r \right)}_{\text{Internal Energy}} + \underbrace{(d\theta_r/dt) \left(\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r \right)}_{\text{Mechanical Output}} \\ &\quad + \text{Re} \left[\underbrace{\left(r'_{fd} |I_{fd}|^2 \right)}_{\text{Copper Loss}} + \underbrace{L_{md} \left(p i_{ds}^r \right) I_{fd}}_{\text{Internal Energy}} \right] \end{aligned} \quad (2-17)$$

ここで、出力トルク T は, (2-17) 式第三項と(2-18)式の関係にある。トルク T を(2-19)式に示す電気角 θ_r と機械角 θ_{mech} の関係及び(2-7)式の磁束方程式を用いて整理すると(2-20)式となる。

$$(d\theta_r/dt) \left(\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r \right) = \omega_{mech} T \quad (2-18)$$

$$\theta_r = P_{pole}/2 \times \theta_{mech} \quad (2-19)$$

$$\begin{aligned} T &= P_{out}/(d\theta_r/dt) = (P_{pole}/2) \left(\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r \right) \\ &= (P_{pole}/2)(3/2) \left[\underbrace{\left(L_{md} - L_{mq} \right) i_{ds}^r i_{qs}^r}_{\text{reluctance torque}} + \underbrace{L_{md} \left(i_{fd}' + i_{kd}' \right) i_{qs}^r}_{\text{magnet torque}} - \underbrace{L_{mq} i_{kq}' i_{ds}^r}_{\text{damping torque}} \right] \end{aligned} \quad (2-20)$$

(2-20)式に(2-14)式の条件を適用すると、永久磁石同期電動機の出カトルクは, (2-21)式となる。

$$T = (P_{pole}/2)(3/2) \left[\left(L_{md} - L_{mq} \right) i_{ds}^r i_{qs}^r + L_{md} I_f i_{qs}^r \right] \quad (2-21)$$

以上から、回転直交座標 Rotor dq -axis 上における IPMSM の電圧方程式は(2-15)式, 出力トルクは(2-21)式となる。トルク T は(2-21)式において, i_{ds}^r, i_{qs}^r を i_d, i_q とし, $L_{md}I_f = \psi$ とおくと(2-22)式で表現できる。

$$T = (P_{pole}/2)(3/2) \left[(L_{md} - L_{mq})i_d i_q + \psi i_q \right] \quad (2-22)$$

IPMSM に流れる電流に対する制限を(2-23)式で与え, (2-22)式から q 軸電流 i_q を消去すると(2-24)式を得る。 I_{amax} は, スイッチングデバイスのジャンクション温度上限などで決まる最大電流を示す。

$$i_d^2 + i_q^2 = I_a^2 \leq I_{amax}^2 \quad (2-23)$$

$$T = (P_{pole}/2)(3/2) \left[(L_{md} - L_{mq})i_d \sqrt{I_a^2 - i_d^2} + \psi \sqrt{I_a^2 - i_d^2} \right], \quad \psi = L_{md}I_f \quad (2-24)$$

単位電流当たりのトルク T を最大にする電流ベクトルの組(i_d, i_q)は, (2-24)式を i_d について微分し, $dT/di_d = 0$ を満たす i_d と(2-23)式から(2-25)式で一意に決まる。(2-25)式で決まる電流ベクトル軌跡を最大トルク制御モードにおける電流ベクトル軌跡といい, Fig.2.2 に示す曲線 OBA を描く軌跡となる。この電流ベクトル軌跡は, (2-23)式の最大電流量 I_{amax} による決まる電流制限円 $circleD$ との交点 A で制限される。従って, 点 A において出力されるトルク T_{max} は, ある電流制限 I_{amax} の下に駆動される IPMSM が出力可能な最大トルクとなる。

$$i_d = \frac{-\psi - \sqrt{\psi^2 + (L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d)}, \quad i_q = \sqrt{I_a^2 - i_d^2} \quad (2-25)$$

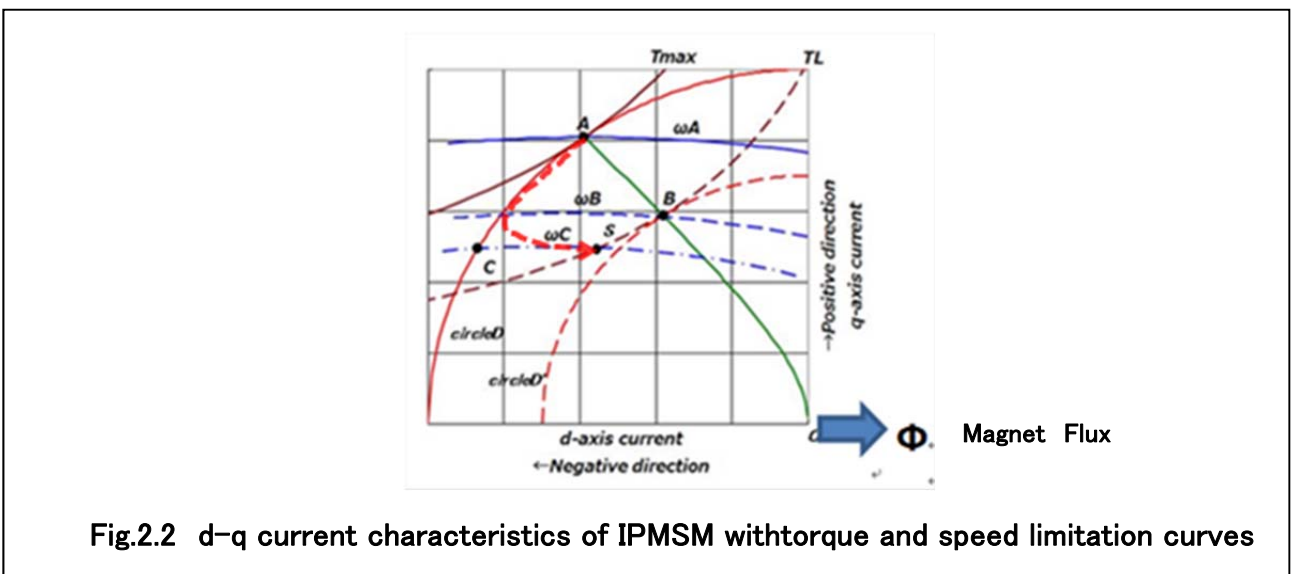


Fig.2.2 d-q current characteristics of IPMSM with torque and speed limitation curves

一般に、電動機の回転数は、モータに印加される電圧に比例する。IPMSM において、端子電圧 V は $V = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}$ で表せ、点 A においては、インバータ電源電圧 V_{dc} と等しくなる。

この状態の電圧を電圧飽和といい、電動機への最大入力電力も $P_{inmax} = V_{dc} \times I_{amax}$ で飽和する。従って、(2-25)式で与えられる電流ベクトル軌跡 OBA に従い駆動されるモータの最大回転数は ωA となる。

Fig.2.2 の曲線 ωA は、回転数 ωA で動作するときの電圧制限円といい、 $V_{dc} = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}$ の関係を(2-15)式を用いて i_d, i_q に関する2次方程式で表した楕円軌跡である。このように、最大トルク制御モードの電流ベクトル軌跡により駆動されるIPMSMの最高回転数は ωA 、最大出力トルクは T_{max} で制限される。同一の電流制限条件とインバータ電源電圧を用いるSPMSMでは、 dq 軸インダクタンスは $L_d = L_q$ であるので電動機トルク T は、(2-22)式から i_q のみに比例し、電流ベクトル軌跡は q 軸上を描き、 $circleD$ との交点で電圧飽和となる。Fig.2.2 に示す例では、最高出力トルクは $TL (< T_{max})$ となり、同一のトルク T_{max} を得るには電流制限を超えた電流が必要になることが判る。また、同一の回転数 ωA 、トルク TL を得るためには、 i_d を負にする制御が必要であるため実現できない。

従って、SPMSM を用いたシステムにおいて、低速/高トルクと高速/中トルクを実現することは困難である。特に、Fig.2.2 に示す動作点 S が与えられた場合、負荷トルク TL に平衡するトルク T を維持しつつ、回転数を $\omega C (> \omega A)$ にするには、高いインバータ電源電圧 V_{dc} と、耐圧の高いスイッチングデバイスを選択する必要があるなどハードウェアへの影響が大きくなる。

IPMSM の場合、(2-7)式の磁束方程式の d 軸成分 λ_d が i_d に比例することを利用し、Fig.2.2 に示す永久磁石磁束 Φ を打ち消す方向に i_d を制御することで、固定子巻線の鎖交磁束が小さくなる。そのため、同一回転数における誘起電圧を小さくでき、電動機端子電圧も低くなる。

その結果、インバータ電源電圧に対する電圧余裕が生まれ、 V_{dc} を高めることなく、回転数を上げることができる。この手法を弱め界磁手法といい、SPMSM では実現不可能であった点 S の動作が可能になる。

弱め界磁手法による制御可能な電流ベクトルの領域は、Fig.2.2 に示す電流制限円 $circleD$ と曲線 OBA で囲まれる領域を最大とし、 $\omega A \rightarrow \omega B \rightarrow \omega C$ と速度が高くなるにつれ、電圧制限円により、電流ベクトルが取りうる領域が狭くなる。弱め界磁領域での電流ベクトル軌跡は、文献によると(2-26)式で決まる^{(24), (30)}。

この軌跡は、Fig.2.2 に図示した赤点線で示すように、電流制限円上を点 A から点 C に向かい、その後、速度 ωC における電圧制限円に沿って、動作点 S に向かう。

$$i_d = \frac{L_d \psi - \sqrt{(L_d \psi)^2 + (L_q^2 - L_d^2) (\psi^2 + L_d I_{amax}^2 - (V_f / \omega)^2)}}{L_q^2 - L_d^2}, i_q = \sqrt{I_{amax}^2 - i_d^2} \quad (2-26)$$

ここで、 $V_f = V_{max} - RI_{amax}$

このように、低速/高トルク及び高速/中トルクを要求されるシステムに対し、IPMSMを用いることにより、(2-25)式に従う最大トルク電流ベクトル軌跡と(2-26)式に従う弱め界磁領域における電流ベクトル軌跡を適切に切り換え、制御することで、SPMSMでは実現が不可能であった動作要求を満たすことが可能になる。特に、弱め界磁領域では、電流制限だけでなく、電圧飽和による制限が加わることから、電圧飽和を考慮した電流ベクトル制御が必要となる。

2.3 IPMSMの弱め界磁電流ベクトル制御の従来手法の検証と課題

IPMSMの弱め界磁領域における電圧飽和を考慮した電流ベクトル制御手法は、従来から多くの報告がされている。

文献(30)では、弱め界磁領域における電流ベクトルの不安定要因は、モータ印加電圧の飽和であると考え、実験結果から近似的に求めた q 軸モータインダクタンス補正式を利用し、電圧飽和を防ぐ手法を提案している。しかし、補正式にモータパラメータを用いるため、温度などの環境変化に課題があり、航空機搭載環境温度($-40^{\circ}\text{C}\sim+71^{\circ}\text{C}$)では用いることができない。

文献(24)では、電圧飽和を防ぐ手段として、 d 軸電流を制御する簡便な構成を提案している。この手法は、モータパラメータ変化に影響を受けない弱め界磁電流ベクトル制御手法であり、FPGAなどへの実装にも適した手法である。後に詳細に検証した結果を示すが、電流ベクトル応答が、電流制御器のパラメータに依存すること、電圧飽和が発生しないような制御器のパラメータを選定することが難しいことが課題である。

文献(31)は、文献(24)で提案された電流制御器の最適パラメータの決定手法について、 d 軸及び q 軸電流制御系の応答性も考慮した状態空間モデルから導出している。しかし、導出の過程で q 軸電流をゼロと仮定しており、 q 軸電流が導出仮定と乖離するような場合に、電圧飽和を防ぐことが可能かは明らかにされていない。

文献(32)では、弱め界磁領域における電圧飽和を防ぐ別な手段として、インバータ電源電圧を参照する代わりにPWM変調率を用いて、その基準値との差に応じてインバータ電源電圧を昇圧するハードウェアを別途設ける方法を提案している。この場合においても、インバータ電源電圧が上限に達すると電圧飽和が発生し、電流ベクトルが不安定化する可能性がある。

また、ハードウェアの追加が必要になり、既存システムへの適用は困難である。

文献(33)では、負荷トルクを考慮した弱め界磁領域電流ベクトル手法として、トルク曲線と電圧制限線の交点に当たる電流ベクトルを dq 軸電圧座標上で求め、電流指令値に換算する手法を提案しているが、モータパラメータを用いており、環境変化の影響を受けることは明らかである。

これら文献より、弱め界磁領域における電流ベクトル制御は、電圧飽和を超えない(インバータ電源電圧以内)で行う必要があることが判る。FPGAなどへの実装が容易なことや既存システムへの適用を考えると、文献(24)で提案された構成を基本として、文献(30)や文献(32)で提起されている電圧飽和を制御し且つ、文献(33)で提起されている負荷トルク変動にも追従可能な電流ベクトル制御手法が実用上望まれる。

そこで、本節では、参考文献(24)で提案されている構成と手法を用いて、シミュレーションにより検証する。電流ベクトル制御では、弱め界磁領域に遷移する付近の電流ベクトルの逸脱がみられ、速度制御では、電圧飽和制御器を要因とした目標値に対するオーバーシュートがあることを示し、実用に当たっては、弱め界磁領域への遷移において、電流ベクトルの逸脱がなく、電圧飽和制御系による速度のオーバーシュートが発生しない速度制御の仕組みが課題であることを示す。

Fig.2.3 に、文献(24)により提案された IPMSM の速度制御系の構成を示す。速度偏差 $\omega_r^* - \omega_r$ を入力とする PI 速度制御器を有する。速度制御器からの出力は、飽和要素に入力され、(2-23)式における I_{amax} で最大電流値が制限される。

飽和要素からの出力は、Part Iにより(2-25)式に従い、最大トルク電流ベクトル参照値 i_{qx}^* , i_{dx}^* が計算される。 i_{qx}^* は、以下に示す飽和要素である Part IIIの逐次更新される制限値 $I_{qmax} = \sqrt{I_a^2 - (i_{ds}^*)^2}$ により制限を受け、 i_{qs}^* になる。この I_{qmax} と i_{dx}^* を補正した i_{ds}^* は、弱め界磁領域の電圧飽和制御部 Part IIの出力 Δi_{df}^* で決まる。モータ印加電圧 $\sqrt{(v_{ds}^*)^2 + (v_{qs}^*)^2}$ は Vector Controller & CRPWM 部 により計算された v_{ds}^* と v_{qs}^* から計算され、インバータ電源電圧で決まる比較参照値 $V_{dc}/\sqrt{3}$ と比較される。モータ印加電圧が比較参照値より大きくなる、すなわち電圧飽和状態を示すと、その差を PI 制御で構成された電圧飽和制御器にて適切な補正量 Δi_{df}^* が生成される。

従って、Fig.2.3 は、最大トルク電流制御時の電流ベクトルは、Part IIIにおける制限を全く受けず曲線 OBA 上を描き、点 A を遷移点とする弱め界磁領域になると、電流ベクトルが Part IIIにより適切な制限を受けながら、Fig.2.2 の赤点線で示した軌跡を描くことになる仕組みを簡単な仕組みで実現するものであることが判る。

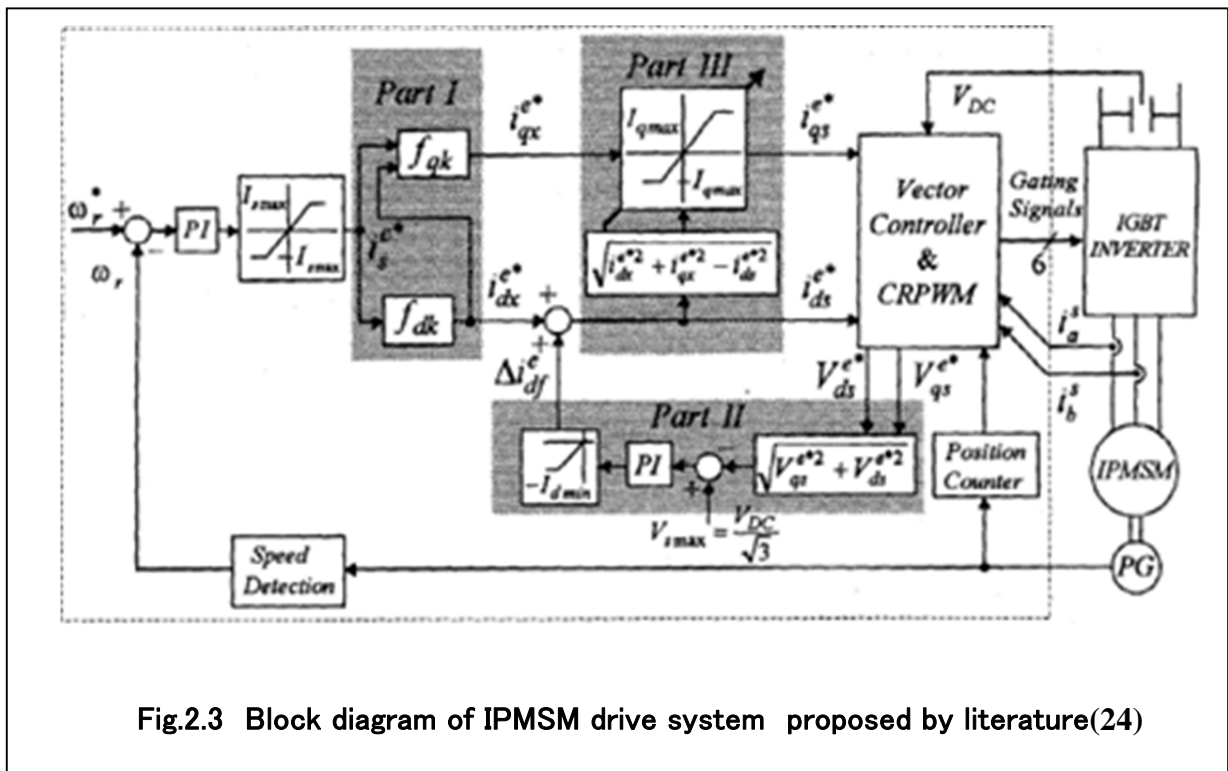


Fig.2.3 Block diagram of IPMSM drive system proposed by literature(24)

そこで、Fig.2.3 に示す構成を用いて、制御系 CAD シミュレータ (Matlab/Simlink) により、電流ベクトルが、最大トルク制御モードから弱め界磁制御にスムーズに遷移でき、モータの速度応答仕様 (12,000[$\text{min}^{-1}/\text{sec}$]) も満たす *Part II* 部のパラメータと電流調節器パラメータの最適な組み合わせを見つけることを検討する。

評価に用いた IPMSM パラメータを Table2.1 に、Fig.2.3 の *Part II* 部に設けられた電圧飽和制御器パラメータと電流調節器パラメータを Table2.2 に示す。

Table2.1 Simulation conditions

The model parameter of IPMSM	
Pole pair	: 2
Armature resistance	: 0.5[Ω],
d-axis inductance	: 2.07 [mH]
q-axis inductance	: 5.13 [mH]
magnet flux linkage ϕ_a	: 0.080[V·s/rad]

Table2.2 PI parameter used in the simulations

Cases	The conditions of Part II	The conditions of PI current regulator	Remark
Case 1	Proportional : 0 Integral : 0.5	Proportional 5 Integral 0	Fig.2.4
Case 2		Proportional 20 Integral 0	Fig.2.5
Case 3		Proportional 80 Integral 0	Fig.2.6
Case 4		Proportional 2 Integral 300	Fig.2.7
Case 5		Proportional 20 Integral 5	Fig.2.8 Fig.2.9

まず、*Part II* 部を比例要素だけとし、電流調節器パラメータを試行錯誤で変更したが仕様を満たす組み合わせを見つけることが出来なかった。この要因を以下のように考えた。

1. $\sqrt{(v_{ds}^{e*})^2 + (v_{qs}^{e*})^2}$ が比較参照値 $V_{dc}/\sqrt{3}$ より大きくなると、*Part III* の飽和電圧制御器の比例要素により、 Δi_{df}^{e*} が瞬時に大きな補正量となり、 d 軸電流指令値 i_{ds}^{e*} が負の方向に急激に増大する。
2. それに伴い q 軸電流制限値 I_{qmax} も小さくなり、結果、モータ出力トルクを減少させ、負荷トルク TL に打ち勝って加速できない。

Part II 部の比例ゲインをより小さくし、積分要素を挿入し評価したが、結果は同じであった。

そこで、 d 軸電流補正值の応答は多少犠牲になるが、*Part II* 部を Table2.2 に示す積分要素のみで評価を行うことにする。Table2.2 に示す5つのケースについて、電流ベクトル軌跡をシミュレーションした結果を Fig.2.4~Fig.2.8 に、また、Case5 におけるステップ応答特性を Fig.2.9

に示す。すべてのケースで速度参照値は、与えられた仕様に基づき $12,000[\text{min}^{-1}/\text{sec}]$ のランプ関数を与えた。なお、Fig.2.4～Fig.2.8 に示した各信号は、以下に示す通りである。

赤色：電流スカラ参照値 I_a 青色：電流ベクトル軌跡結果

水色：(2-25)式で決まる最大トルク制御モードにおける電流ベクトル軌跡

黄色：(2-23)式で決まる電流制限円 桃色： $12,000[\text{min}^{-1}]$ 時の電圧制限円

緑色：負荷トルク T_L

電流ベクトルの追従性について見ると、電流ベクトル参照値は正しく計算されるが、Fig2.4より電流調節器の比例ゲインが小さい場合、(2-25)式で決まる最大トルク制御モードにおける電流ベクトル軌跡への追従性が悪くなり、特に、弱め界磁領域での追従性は非常に悪化する。

また、比例ゲインを高めると、最大トルク制御モード及び弱め界磁領域での電流ベクトル軌跡の追従性は改善されるが、Fig2.5 に示すように遷移点 A 付近で電流ベクトル軌跡の逸脱量が増加し、最終的に Fig2.6 に示すように電流ベクトルが制御できない状態になった。

この状態は、速度参照値に対する偏差が大きく、速度制御器出力である電流スカラ参照値も最大値 I_{amax} である。遷移点 A では、電圧飽和の状態であり、モータに供給される電力も最大値 P_{max} になっている。モータ損失を無視して考えるなら、モータ出力、速度及びトルクの関係式 $P=\omega T$ から、 $\omega_{sat}=P_{max}/T$ で決まる速度が続くことになる。

この状態からモータの速度を上げるには、(2-26)式に従う弱め界磁領域の電流ベクトル制御に制御が切り替わる必要がある。電流参照値は切り替わっているが、モータに流れる電流ベクトルが参照値に追従できていない。電流制御系の比例ゲインが小さいときは、電流制御応答性が緩慢になるので、モータ電流制御量の過渡的な変化も小さいが、ゲインを高めてゆくにつれ、応答性が向上し、その過渡的な変化が大きくなる。最終的には Fig2.6 のように電流ベクトルが発散する。最大トルク電流ベクトル指令値への制御性能を考えると、電流制御器の比例要素は、少なくとも Case2 で示した程度の制御性能を可能にする数値であることが求められる。

Fig.2.5 の結果では、弱め界磁領域における電流ベクトルの定常誤差が大きくなっているため、比例ゲインを小さくし、応答性を犠牲にする一方、積分要素により定常誤差を小さくするように調整を試みた。

Case4 におけるシミュレーション結果である Fig.2.7 に示すように電流ベクトルが発散する事象が多く、様々な試行錯誤の結果、Table2.2 の Case5 に示す電流調節器パラメータとした。

Fig2.8 にその結果を示す。Fig2.9 には、 $12,000[\text{min}^{-1}/\text{sec}]$ を与えた時の応答を示す。速度の立ち上りは、遷移点 A 付近で電流ベクトルが逸脱している約 0.8 秒程度、加速トルクを得ることができず一定になる。その後、 d 軸電流が過渡的に変化し始めると、急速に加速トルクが発生し、モータ速度がオーバーシュートしながら目標速度に到達する。これは、飽和電圧制御器出力に飽和要素があることによる積分器の WindUp が要因と考えられる。

Fig.2.2 のように動作点 S が弱め界磁領域に与えられる低速/高トルク及び高速/中トルクを要求される用途には、IPMSM を用いた最大トルク電流ベクトル軌跡と従う弱め界磁領域における電流ベクトル軌跡が適切に切り換えられ、制御されることが必要であることを示した。

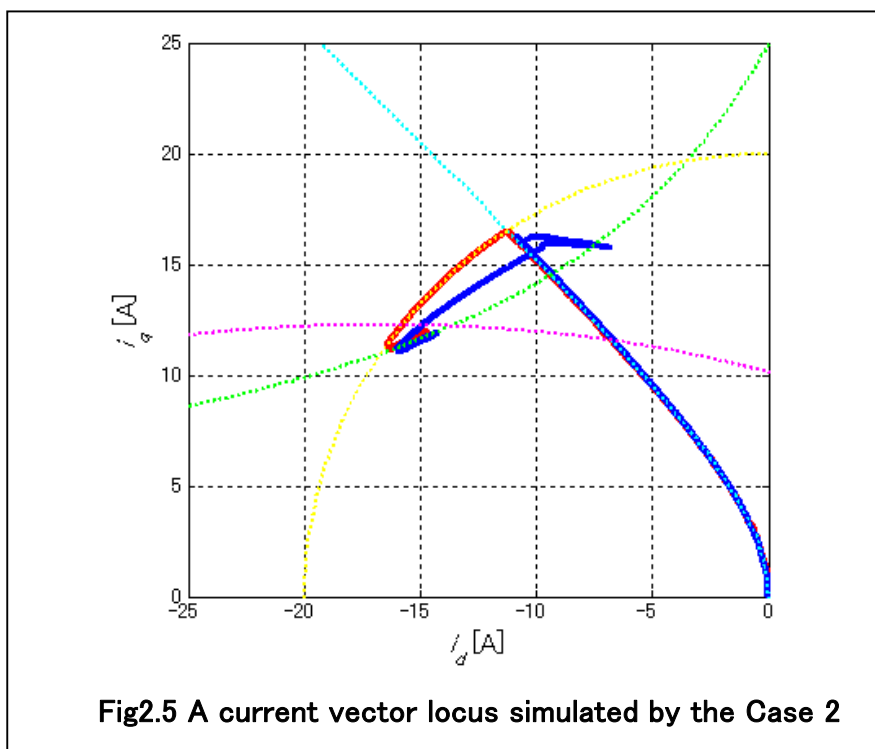
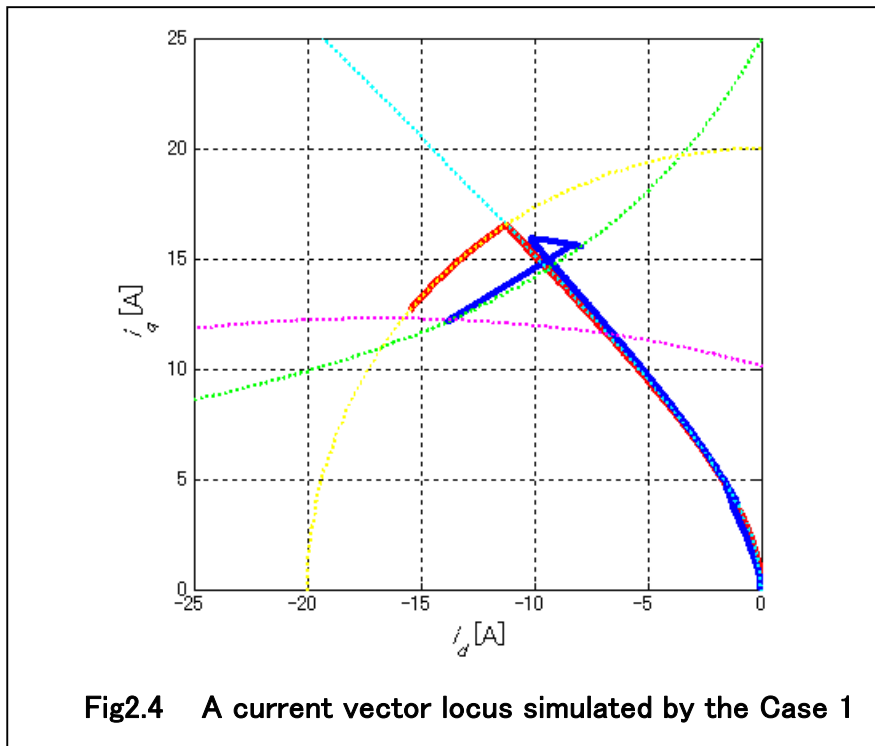
また、弱め界磁領域における電流ベクトル制御は、電流制限だけでなく、電圧飽和による制限が加わることから、電圧飽和を考慮した電流ベクトル制御が必要となる。

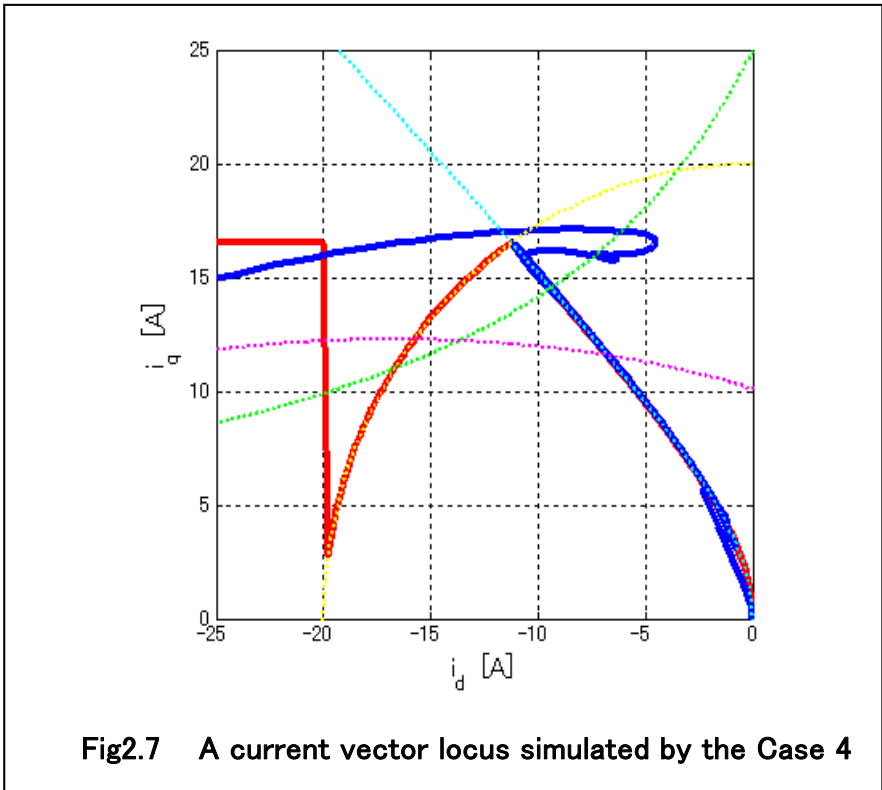
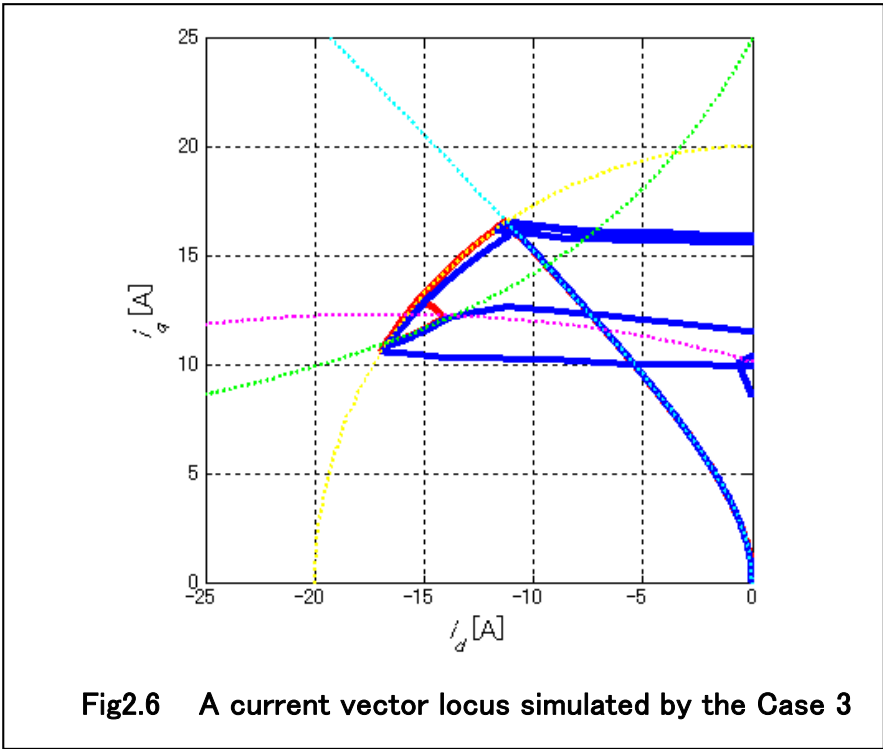
Fig.2.3 に示した速度制御系の構成を例にシミュレーションした結果、電流ベクトルが弱め界磁領域に遷移する付近の電流ベクトルの逸脱がみられ、これを防ぐことが可能な電流調節器と電圧飽和制御器の適切なパラメータを見つけることが非常に困難であった。

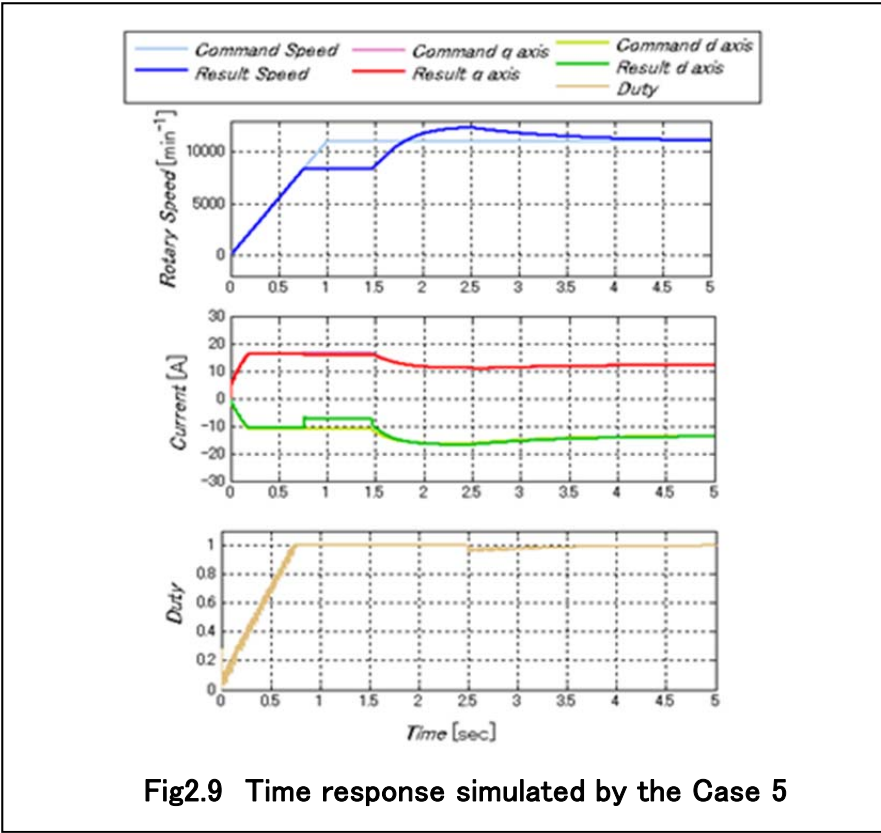
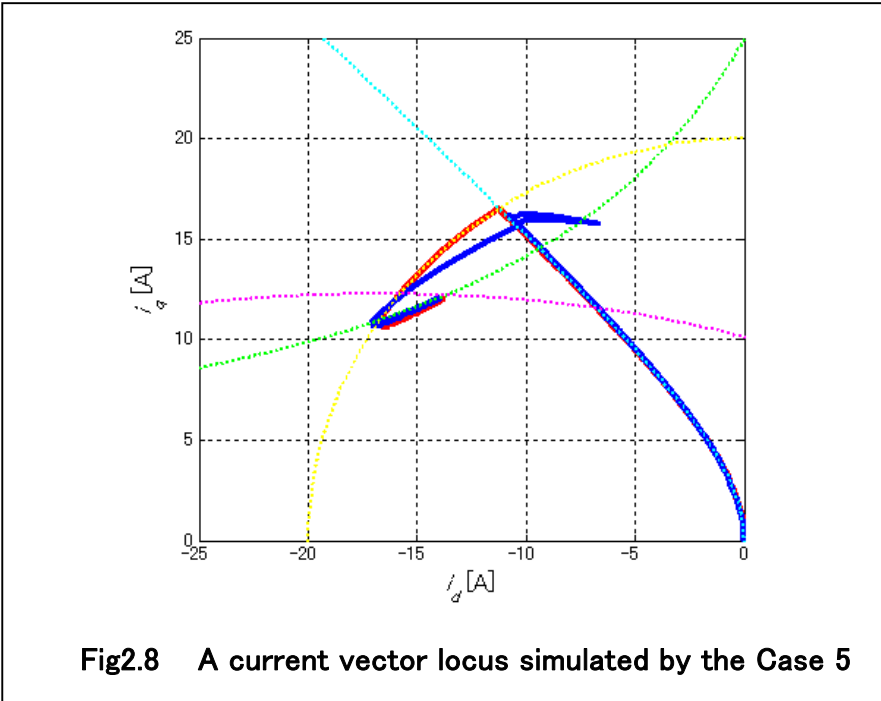
また、速度制御性能において、目標値に対するオーバーシュートがみられた。

これは、電圧飽和制御器は積分要素を含み、その制御器出力に設けられた飽和要素により、 d 軸電流に WindUp が生じることが要因であると判断した。積分要素は定常偏差を小さくすることを目的としており、特に、電圧飽和を発生させないためには必須の要素であると考えられる。

従って、動作点を弱め界磁領域に有するアプリケーションへの実用に当たっては、弱め界磁領域への遷移において、電流ベクトルの逸脱がなく、電圧飽和制御系による速度のオーバーシュートが発生しない弱め界磁領域における電流ベクトル制御の仕組みが課題である。さらに、航空機搭載を考慮すると、上記課題に加えて、電源変動や負荷変動にも誤作動することのない安定な制御系であることが条件として付加される。







2.4 永久磁石同期電動機の従来センサレス駆動手法の検証と課題

1章で示したように、TMP の回転制御技術では、始動から定格回転数に至るまでセンサレス手法を用いた駆動が望まれている。本節では、従来センサレス駆動手法を検証し、TMP を始動時からセンサレス駆動するための課題を整理する。

初めに、従来から TMP に適用されている誘起電圧を用いた中高速回転域でのセンサレス駆動技術を説明する。

中高速域におけるセンサレス位置推定は、多くの手法が既に提案されており、Fig.2.10 に示す休止相に現れる誘起電圧を直接利用し、回転子磁極位置を検出する手法^{(15)~(17)}が、TMP にもよく利用されている。

Fig.2.10 には、W 相の誘起電圧波形(緑色)と Fig.2.11 に示した W 相の上下スイッチの転流タイミング信号(紫色)の生成例を示す。30° ~90° 及び 210° ~270° の間、W 相の上下スイッチは点弧しておらず、W 相には誘起電圧が現れ、この電圧がゼロクロスするタイミングを検出し、30° 位相シフトをすることにより W 相スイッチの転流信号を生成する。

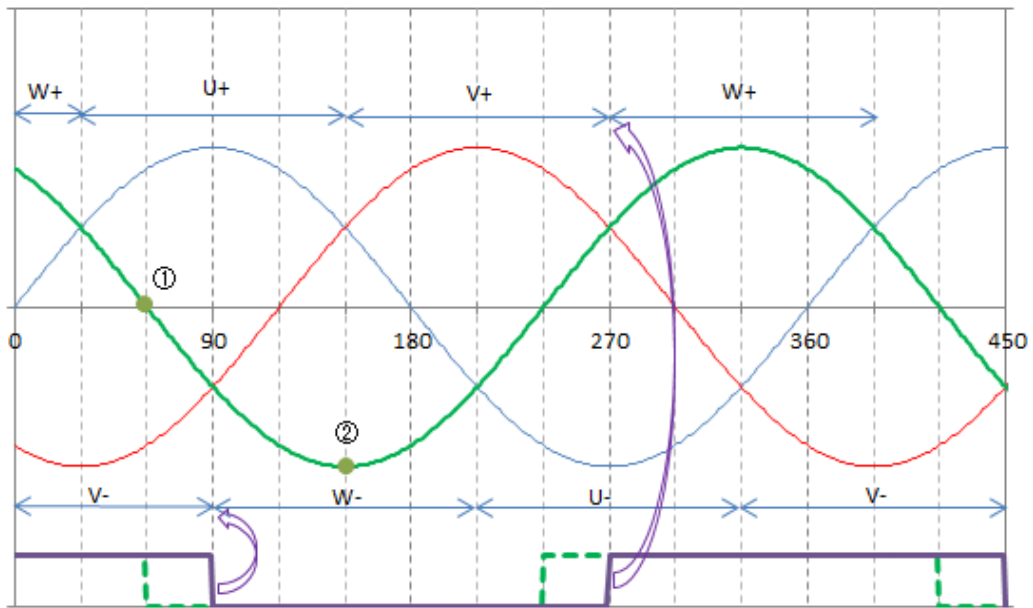
Fig.2.12 に、Fig.2.10 の図中に示した点①及び点②における回転子磁極と W 相固定子巻線の関係を示す。点①は、S 極が W 相巻線の位置に一致し、鎖交磁束変化がなくなり、誘起電圧の大きさがゼロとなる。点②は、S 極から N 極に磁束方法が切り替わるため、磁束変化が最大になり、誘起電圧の大きさも最大になる。

この手法は、ホール素子による位置情報を代替する検出手法であって、直感的に判りやすく、複雑な演算も必要とせず、ハードウェアによる構成が可能であるため、TMP のように高速回転域が広いアプリケーションによく用いられている。

しかし、Fig.2.13 に示すように、誘起電圧から位置情報を得るために休止相を必要とし、各相巻線電流の流れる期間が 120° となり、矩形波上に変化する。例えば U 相から V 相に電流が転流されるタイミング③や④において、W 相電流が過渡的に変化し電流リップルが生じると、トルク脈動が振動として発生するという問題があり、電子顕微鏡向け TMP など、振動を嫌う用途では最近使用されなくなっている。

この問題を低減するには、Fig.2.14 に示すように、各相スイッチが常に 180° 期間いずれかの状態になる 180° 導通型のスイッチ制御を行うことにより、必ず電流が各相に正弦波状に近づくようにすればよい。しかし、モータに接続される端子電圧は、インバータ電圧もしくはゼロ電圧となるため、誘起電圧を直接検出することが不可能となり、誘起電圧から直接磁極位置を推定できない。

そこで、TMP への実用を目的とした、従来から提案されている誘起電圧推定に基づく磁極位置推定手法^{(18)~(21)}が注目されている。



Induced Voltage: U_phase(Blue) V_phase (Red) U_phase (Green)

Magnet Pole S toward W phase stator winding (Green Dash Line)

Commutation Timing for W phase leg switches(Purple)

Red:Induced Voltage V_phase

Fig.2.10 Switching Method for 120deg period conducting with Induced Voltage

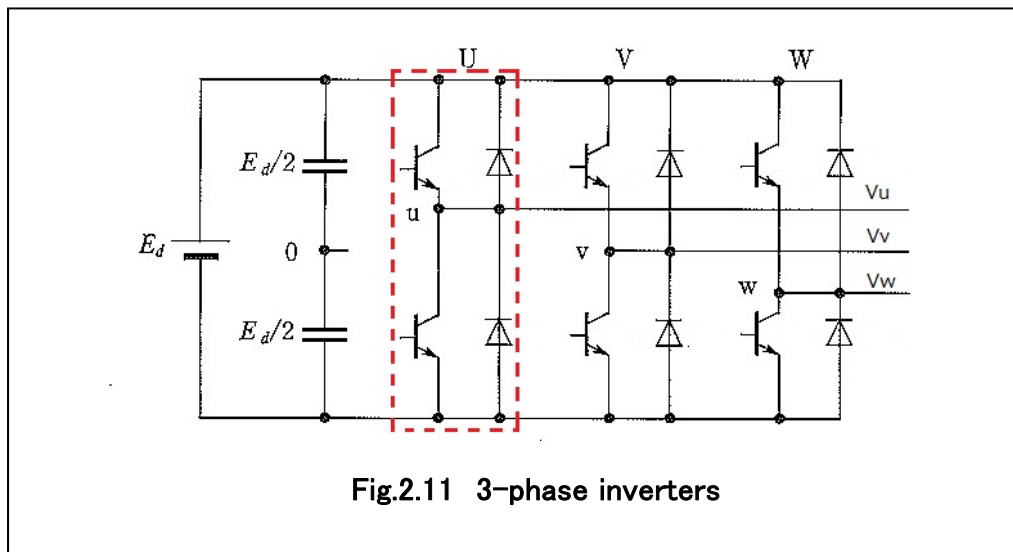
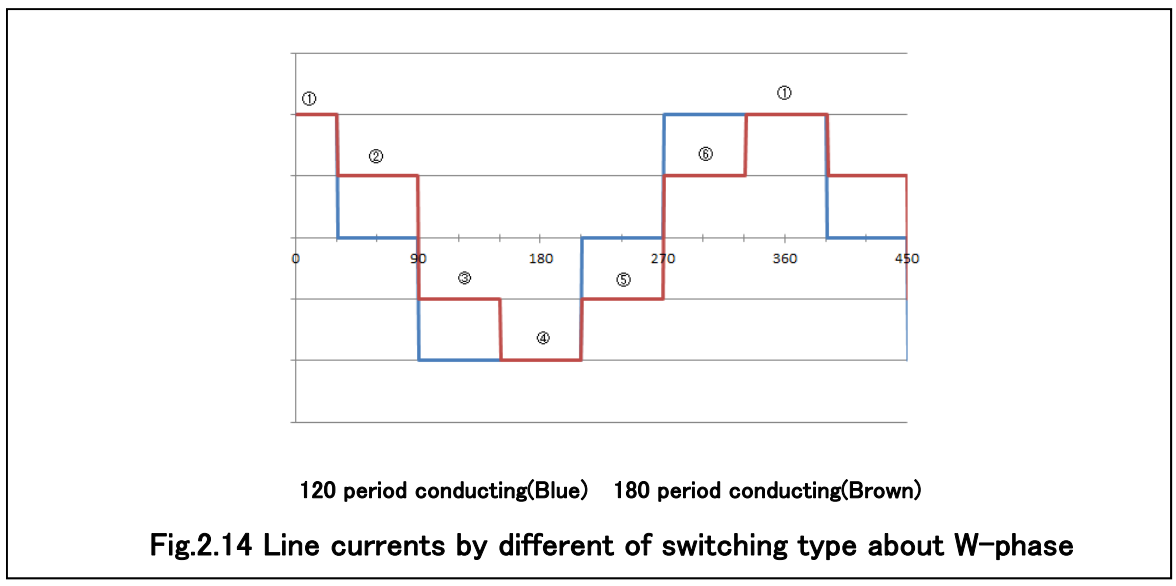
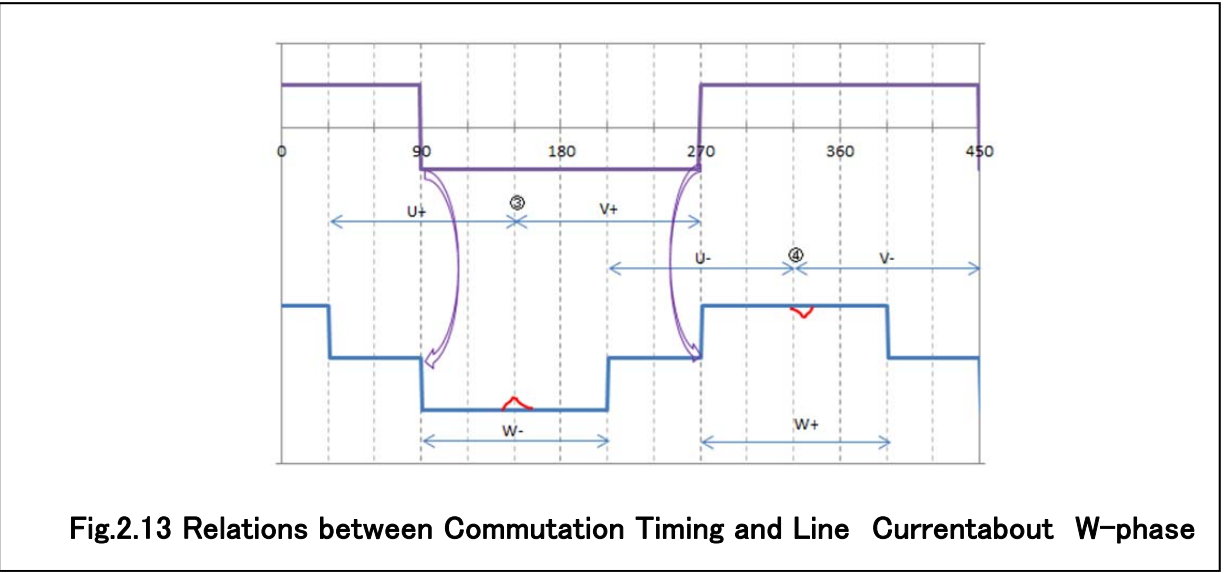
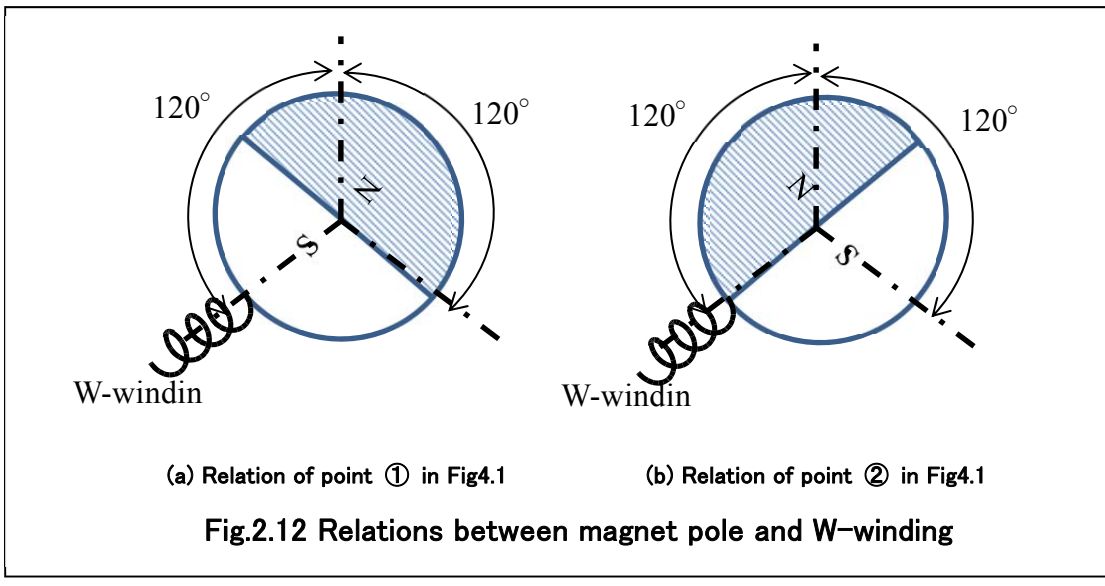


Fig.2.11 3-phase inverters



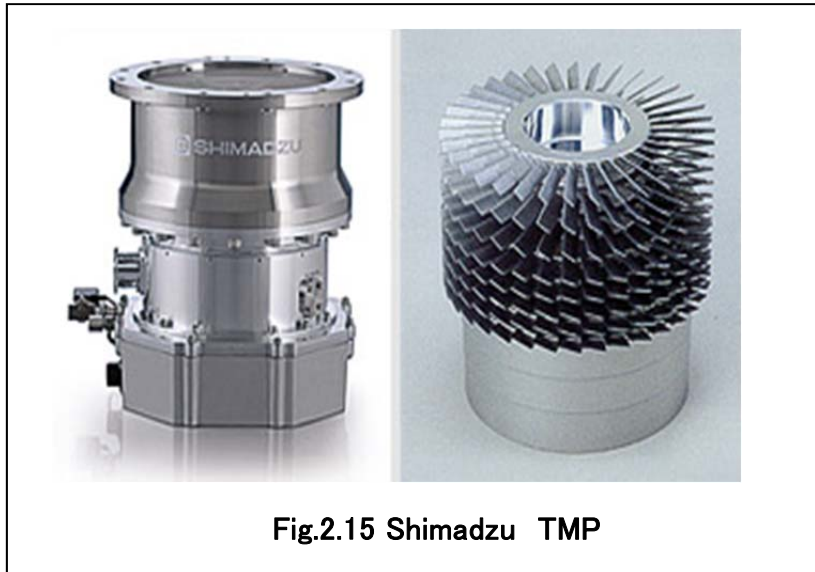


Fig.2.15 Shimadzu TMP

その手法の一つである文献(19)で提案された手法について説明し, TMP に適用するための課題を示す。ここでは, 文献(30)の説明に沿うため IPMSM として説明するが, 本手法は SPMSM にも適用できることは初めに断っておく。

Fig.2.16 に示すように, 文献(19)に示されている推定手法は, $\gamma\delta$ 座標を制御器上の制御座標として考え, $\gamma\delta$ 座標上で得られた電流推定誤差 $\Delta i_\gamma, \Delta i_\delta$ と位相差 $\Delta\theta, \Delta e$ との関係が(2-26)式で表現できることを利用し, $\gamma\delta$ 座標と dq 座標との位相差 $\Delta\theta$ が常に 0 になるように逐次計算する位置推定手法である。なお, 各変数 $\hat{\cdot}$ は, $\gamma\delta$ 座標での推定値を示す。

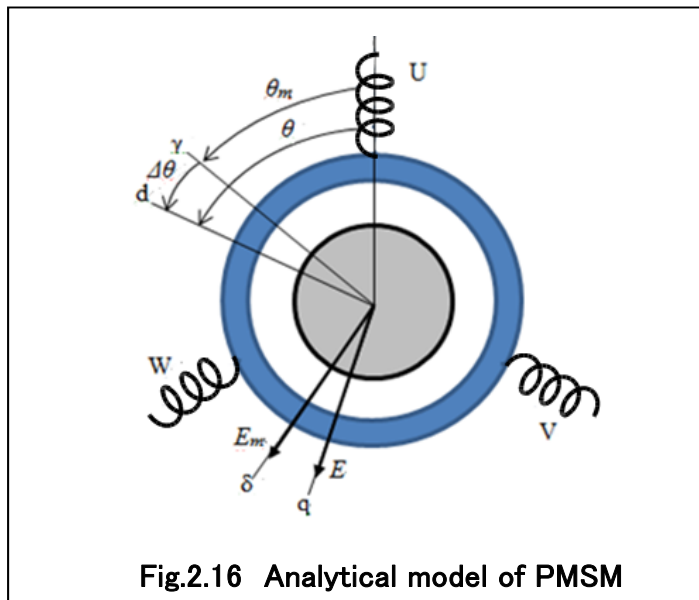
$$\begin{bmatrix} \Delta i_\gamma(k) \\ \Delta i_\delta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma(k) - \hat{i}_\gamma(k) \\ i_\delta(k) - \hat{i}_\delta(k) \end{bmatrix} = \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q e(k) \sin \Delta\theta(k) \\ -L_d (e(k) \cos \Delta\theta(k) - \hat{e}(k)) \end{bmatrix} \approx \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q e(k) \Delta\theta(k) \\ -L_d \Delta e(k) \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

ここで, $\Delta\theta(k) = \theta(k) - \hat{\theta}(k), \Delta e(k) = e(k) - \hat{e}(k), \Delta i_\gamma = i_\gamma - \hat{i}_\gamma, \Delta i_\delta = i_\delta - \hat{i}_\delta, T$ はサンプリング周期

$$\begin{bmatrix} \Delta e(k) \\ \Delta\theta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - K_e(T/L_q) & 0 \\ (T/K_E)\{1 - K_e(T/L_q)\} & 1 - K_\theta |e|(T/L_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e(k-1) \\ \Delta\theta(k-1) \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

この手法では, (2-28)式に示す2つの修正係数 K_e, K_θ の選定が重要である。

$$0 < K_e < 2L_q/T, 0 < K_\theta < 2L_d/|e|T \quad (2-28)$$



(2-28)式から判るように、 K_θ は誘起電圧の大きさ、すなわち回転数に影響を受けることが判る。そこで、 K_θ を変化させることは、(2-28)式から回転数を変化させることに等価であると考え、Table2.3 に示すパラメータを有するIPMSMを用いて、 K_θ を変化させた時の角度推定誤差を評価した結果を Table2.4 に示す。なお、推定誤差 *Error* は(2-29)式で求めた。

$$Error = \frac{Time\ different\ of\ each\ Edges}{Electric\ Period} \times 360 [deg] \quad (2-29)$$

Table2.3: Motor Parameters with Back EMF Estimation

Motor Parameter	Value
No of Pole	8
Lq[mH]	9
Ld[mH]	8
Ke[V/min ⁻¹]	0.09
Sampling[Hz]	7,500

Table2.4: Error of Estimated Position when K_θ varies

K_θ	0.0235	0.1175	0.2351	0.5173	0.9406	1.36	Remark
Stability	×	×	○	○	○	×	$K_e=0.385$
Error	-5	-5	-3	-3	-3	*1	*1:Step Out

(2-28)式によれば、回転数 1,000min⁻¹における K_e , K_θ はそれぞれ 1.36, 135 となるが、安定な推定ができなかった。

実験に先立ち K_e についても評価し、1,000min⁻¹における初期値をそれぞれ、 $K_\theta=0.385$, $K_\theta=0.517$ とした。Table2.4 から、 K_θ の初期値に対して、安定に位置推定が可能であった範囲は、 $0.45 \leq \alpha \leq 1.82$ である。

従って、ある回転数で求めた修正係数を用いて、位置推定が安定にできる回転数範囲は、凡そその 0.5 倍から 2 倍の回転数範囲に限られることが予想できる。

TMP の回転数は、Table1.1 に示したように定格 27,000[min^{-1}]の 25%~100% と大きく変化するため、なんらかの手段により誘起電圧を計測し、少なくとも K_θ を更新する必要がある。

そこで、TMP は慣性が大きく、固定子巻線を開放状態や短絡状態にしても、短時間に回転数が大きく変化することがないという特性を生かした手法が、文献(25)により提案されている。

この手法によれば、(2-26)式において、固定子巻線の開放端電圧と短絡電流は、それぞれ dq 座標上の誘起電圧 e /電流 i であり、慣性が大きいため、短時間における δ 軸上の誘起電圧誤差 Δe はゼロとみなせることを利用し $\Delta\theta$ を求めている。

また、求めた $\Delta\theta$, 計測した誘起電圧 e 及び短絡時に計測した電流 i を用いて、ケーブルを含むインピーダンスを計算により求めている。

このように、TMP の中高速回転域におけるセンサレス駆動制御は、実用化の手前まで進んでいる。

一方、その始動制御は、文献(25)においても、固定子に適切な周波数を持つ電流を与え、その周波数で強制的に同期させ、徐々に回転数を高める方法を採用している。

参考文献(26)では、Fig.2.17 に示す構成を用いた TMP の始動制御手法が提案されている。この文献によれば、始動時に2つの異なる固定電圧ベクトルをある周期で交互に固定子巻線に印加し、ある相を基準とした他の2つの相に発生する誘起電圧の和に含まれる、ある周期成分を積分することにより、磁束成分を計算で求めている。

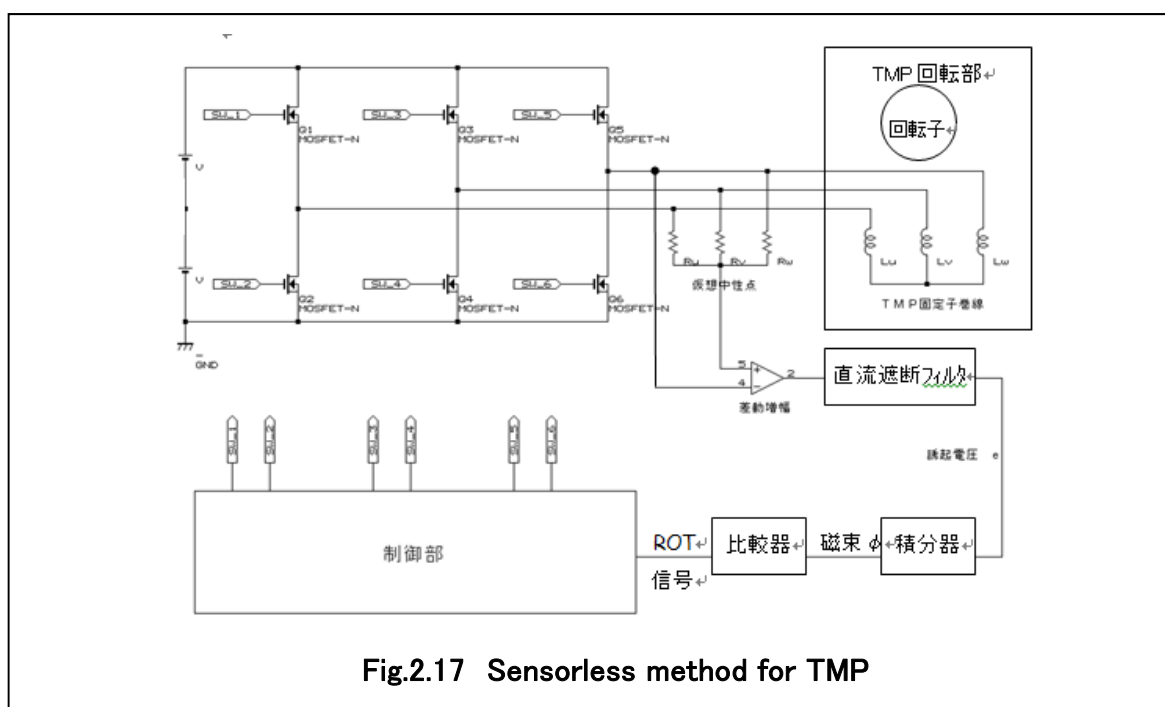


Fig.2.17 Sensorless method for TMP

TMP を用いた実験では、固定子巻線に与えた電圧ベクトルと同期が取れず、逆回転することがある。この事実と1章で述べた一つのホール素子の位置情報を用いた 180° 単位の磁極位置による駆動制御方式から推測すると、積分された磁束信号の極性から磁石極性を求め、始動制御をおこなっていると考えられる。

従って、逆回転を防ぐためには、始動時のより詳細な磁極位置と始動時の方向を確実に把握できる始動制御が求められる。

2.5 まとめと課題

2.2節では、IPMSMの数式モデルを同期電動機モデルから導出し、始動トルクが大きく(低速/高トルク)且つ、定常速度を維持(高速/中トルク)する可変速駆動制御を要求されるシステムにはIPMSMを用いることが適していることを示した。

最大トルク電流ベクトル軌跡と弱め界磁領域における電流ベクトル軌跡を適切に切り換え、制御することにより、SPMSMでは実現が不可能であった動作要求を満たすことが可能になる。

特に、弱め界磁領域では、電流制限だけでなく、電圧飽和による制限が加わることから、電圧飽和を考慮した電流ベクトル制御が必要となる。

2.3節では、従来提案されている弱め界磁領域の電流ベクトル制御手法について、速度制御系の構成を例にシミュレーションした結果、電流ベクトルが弱め界磁領域に遷移する付近の電流ベクトルの逸脱がみられ、これを防ぐことが可能な電流調節器と電圧飽和制御器の適切なパラメータを見つけることが非常に困難であることを示した。

動作点を弱め界磁領域に持つようなアプリケーションへの実用に当たっては、弱め界磁領域への遷移において、電流ベクトルの逸脱がなく、電圧飽和制御系による速度のオーバーシュートが発生しない弱め界磁領域における電流ベクトル制御の仕組みが課題である。

さらに、航空機搭載を考慮すると、上記課題に加えて、電源変動や負荷変動にも誤作動することのない安定な制御系であることが条件として付加される。

2.4節では、中高速回転域でのセンサレス駆動に関する従来技術、及び始動制御に関する従来技術について、TMPへの実用化という観点で俯瞰した。

中高速回転域におけるセンサレス駆動手法について、休止相に発生する誘起電圧を直接利用したセンサレス駆動手法は、電流リップルによるトルクの脈動が課題であり、正弦波で駆動されることが望まれていることを示した。

そのような用途に従来からよく用いられている誘起電圧に基づくセンサレス推定手段について、文献(19)を例に検証し、高速回転域が広い用途では、位置推定精度に影響を与える修正係数の更新が必要となるが、TMPのように慣性が高い回転子を有する永久磁石同期電動機の特性を生かせば、文献(25)による手法により、修正係数を用いることなく、簡便な計算で位置推定及びインダクタンスの補正が可能であることを示した。

始動制御においては、唯一TMPに適用され、実用化されている文献(26)による手法においても、逆回転することがあることを示し、逆回転を防ぐためには、始動時のより詳細な磁極位置と始動時の方向を確実に把握できる始動制御が求められることを示した。

付録

座標変換行列係数について

(2-13)式は、複素ベクトルに掛かる変換係数を下記に示す条件で導出した。

$$\bar{v}_{abc} = C_v (v_{as} + a v_{bs} + a^2 v_{cs}), \bar{i}_{abc} = C_i (i_{as} + a i_{bs} + a^2 i_{cs}), \bar{\lambda}_{abc} = C_\lambda (\lambda_{as} + a \lambda_{bs} + a^2 \lambda_{cs})$$

複素ベクトルに掛かる係数の条件: $C_v = C_i = C_\lambda = 1$

多くの書籍では、この係数の影響を記していないことが多く、シミュレーションや制御特性を考
えるときに間違いを犯しやすい。

そこで $C_v = C_i = C_\lambda \neq 1 = k$ と考え、電圧方程式を導出すると(2-13)'式になり、変換係数が
電氣的パラメータに与える影響を把握しやすくなる。結果を TableA1-1 のようにまとめる。

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + p(L_{ls} + 3/2 L_{md}) & -(d\theta_r/dt)(L_{ls} + 3/2 L_{mq}) \\ (d\theta_r/dt)(L_{ls} + 3/2 L_{md}) & r_s + p(L_{ls} + 3/2 L_{mq}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + k \begin{bmatrix} 0 \\ (d\theta_r/dt)3/2 L_{md} I_f \end{bmatrix} \quad (2-13)'$$

TableA1-1: 変換行列係数による直行二相座標で扱うパラメータへの影響

変換行列係数	$k=2/3$	$k=\sqrt{2/3}$	備考
電流, 電圧, 鎖交磁束	2/3	$\sqrt{2/3}$	定義から。
インダクタンス行列	影響なし	影響なし	
誘導起電圧	1 倍	$\sqrt{3/2}$ 倍	(2-13)' 式より。
トルク	2/3 倍	1 倍	(2-21) 式より。

第3章 航空機搭載システムに適用可能な IPMSM の可変速制御手法

3.1 はじめに

本章では、航空機など環境擾乱の激しいアクチュエーション・システムに用いることが可能な IPMSM の速度制御系の提案を行う。

3.2節で、提案速度制御系の構成を示し、弱め界磁領域においても、モータの回転数が安定に制御できることを示す。提案速度制御系は、弱め界磁領域に動作点を有するシステムにおいて、IPMSM への供給電力が常に飽和しないような、電流ベクトル制御手法を具備することを説明する。

3.3節では、最大トルク電流ベクトル軌跡から弱め界磁領域の電流ベクトル軌跡に遷移する点において、具備された電流ベクトル制御手法により、電流ベクトル軌跡が逸脱することがなく、安定な制御が可能であることをシミュレーションと供試品によって検証する。また、速度制御系の性能については、モータ回転数の立ち上がり時間がシステムで与えられた仕様を満たすことを確認する。

さらに、航空機搭載環境擾乱である電圧変動や負荷変動にも影響を受けることなく、提案速度制御系に具備した電流制御手法により、回転数が安定に動作を継続できることを供試品を用いて検証する。

最後に、3.4節で提案速度制御系のまとめと今後の課題を示す。

3.2 提案速度制御系

本論文で提案する速度制御系を Fig3.1 に示す。提案する系は、PI 速度制御器 (Velocity Controller) を有し、その出力である電流スカラー量 i_a は、 dq 軸ベクトル参照値 i_{dc} , i_{qc} に適切に分解され、電流制御を行う PWM ベクトル制御器 (PWM Vector Controller) に与えられる。

以下、図中の各ブロックの動作を順に説明する。

最大トルク制御器 (Maximum Torque Control) に入力された i_a は、(2-25) 式に従い dq 軸電流参照値 $i_{dex}(=i_{dc})$, i_{qex} を計算し、出力する。

q 軸電流制限器 (q-axis Current Limiter) は、 q 軸電流参照値 i_{qex} を入力とし、必要に応じその値を I_{qlim} に制限し、 q 軸電流参照値 i_{qc} として出力する。

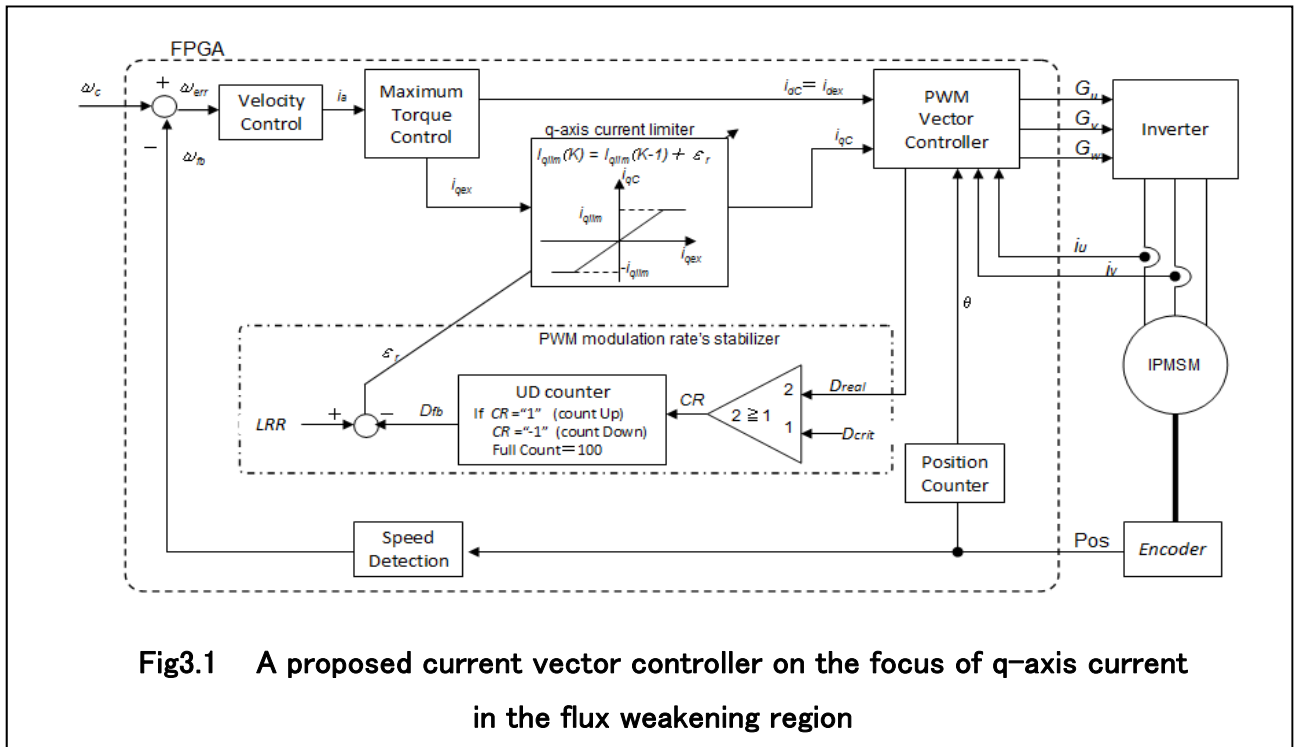


Fig3.1 A proposed current vector controller on the focus of q-axis current in the flux weakening region

PWM ベクトル制御器は、入力された dq 軸電流参照値 i_{dc} , i_{qc} に従い、 dq 軸電流制御を行い、その演算結果を位置信号 θ に従い、三相座標におけるスイッチング信号 G_u , G_v , G_w に変換し、インバータ (Inverter) に出力する。また、三相座標におけるモータ入力電流 i_u , i_v から (2-15) を用いて、 dq 座標における電圧 v_{ds} , v_{qs} を計算し、PWM 変調率 D_{real} を (3-1) 式により計算し、PWM 変調率安定器 (PWM Modulation Rate's Stabilizer) に出力する。

$$D_{real} = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} / (V_{dc} / \sqrt{3}) \quad (3-1)$$

PWM 変調率安定器は、電圧制御上の電圧飽和設定値である D_{crit} と PWM 変調率 D_{real} を大小判定をする比較器を有し、(3-2) 式による CR を出力する。UP/DOWN カウンタは、(3-2) 式の

条件に従い、制御周期毎にカウントを逐次行い、カウンタビット数幅を 100%とした比率 (0%~100%) に換算した値 D_{fb} を出力する。

$$CR = \begin{cases} +1(\text{Count Up}) & \text{when } D_{real} \geq D_{crit} \\ -1(\text{Count Down}) & \text{when } D_{real} < D_{crit} \end{cases} \quad (3-2)$$

D_{fb} は、 D_{crit} に対する D_{real} の飽和率を表す。 D_{fb} は、 q 軸電流制限値 I_{qlim} の時間的な変化量を決める LRR (Limit Response Rate) と比較され、 q 軸電流制限修正量 ε_r を q 軸電流制限器に出力する。 q 軸電流制限器に設けた I_{qlim} は、 ε_r と ω_{err} を用いて、(3-4) により逐次更新される。

$$I_{qlim}(k) = I_{qlim}(k-1) + \text{sgn}(\omega_{err}) \cdot \varepsilon_r \quad (3-4)$$

但し、 I_{qlim} の上限値は、Fig.2.2 の点 A で決まる q 軸電流値とする。

以上の説明から、 PWM 変調率安定器の動作は、 I_{qlim} の動作を積分動作となるようにし且つ、電圧飽和の状態を逐次 LRR と比較することで、積分ゲインを時間毎に更新させることになる。

Fig.3.2 に、 D_{crit} を 95%、 LRR を 30% に設定したときの各出力の状態を示す。

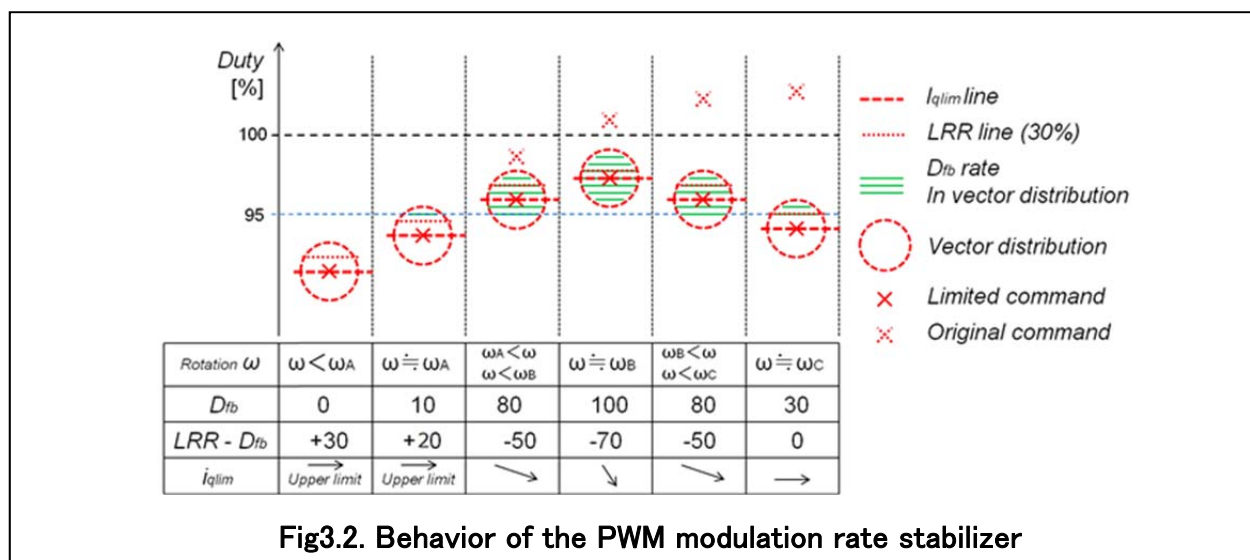


Fig3.2. Behavior of the PWM modulation rate stabilizer

提案手法を電氣的な側面から捉えると、Fig.2.2 の遷移点 A での速度 ω_A は、動作点 S における目標速度 ω_c より低く、速度制御器出力である電流スカラ参照値は I_{amax} となり(2-23) 式を満たし、(2-22) 式でトルク T が決まる。

$$\text{遷移点 } A \text{ 付近でのトルク } T : T = \left(\frac{P_{pole}}{2} \right) \left(\frac{3}{2} \right) \left[(L_{md} - L_{mq}) i_d i_q + \psi i_q \right] \quad (2-22) \text{ 再掲}$$

$$\text{遷移点 } A \text{ 付近での電流 } I_{amax} : i_d^2 + i_q^2 = I_{amax}^2 \quad (2-23) \text{ 再掲}$$

この時、モータの損失やインバータ効率を無視し、インバータからモータへ供給されるべき電力を P_{in} とすると、 $P_{in} = \omega_A \times T$ となる。また、 P_{in} はインバータ電源電圧 V_{dc} と I_{amax} で表すと $P_{in} = V_{dc} \times I_{amax}$ となる。

従って、インバータが供給可能な最大電力は、 $\omega_A \times T = V_{dc} \times I_{amax}$ の関係が成り立ち、モータ印加電圧に相当する変調率 D_{real} は、電圧飽和を示す 100% となる。

この状態において、インバータ電源電圧 V_{dc} が擾乱などにより僅かに低下すると、モータ回転数の応答は電流応答に比して鈍いため、モータ電流が平衡状態を保つために応答し、トルクを減少させる。しかし、電力余裕がないため、実モータ電流 I_m は、制御されない状態で、回転数を維持できるトルクになる電流ベクトル点に向けて動くことになる。

そこで、最大電力 P_{max} に対し数%の電力余裕(本論文では 5%)を制御上持たせるように常に制御することで、電圧飽和を防ぎ且つ、電流調節機能を継続させ、2章で示した電流ベクトルの逸脱を防ぐことが出来る。

また、従来の弱め界磁領域における電流ベクトル手法は、回転数を上昇させるために(2-26)式に従う電流をベクトル制御し、その結果、(2-22)式により出力トルクが決まることになる。

$$i_d = \frac{L_d \psi - \sqrt{(L_d \psi)^2 + (L_q^2 - L_d^2) (\psi^2 + L_d I_{amax}^2 - (V_f / \omega)^2)}}{L_q^2 - L_d^2}, i_q = \sqrt{I_{amax}^2 - i_d^2} \quad (2-26) \text{再掲}$$

ここで、 $V_f = V_{max} - RI_{amax}$

しかし、制御目標は動作点 S であり、直感的には、電流ベクトルは可能な限り、遷移点 A から動作点 S に向けて直線的に変化させるのがよい。電流ベクトル軌跡が直線的に動作点 S に向かうことは、(2-22)式の電流スカラ量そのものを小さくすることになり、多少銅損も低減できる。

そこで、提案手法では、弱め界磁領域における電流ベクトル制御として、 q 軸電流のみを制御する。

3.3 提案速度制御系の実験結果

3.2節で提案した速度制御系について、最大トルク電流ベクトル軌跡から弱め界磁領域の電流ベクトル軌跡に遷移する点において、その軌跡が逸脱することがなく、安定な制御が可能であることを、シミュレーションと供試品による検証で確認する。また、回転数の立ち上がり時間がシステムで与えられた仕様を満たすことも確認する。さらに、電圧変動や負荷変動にも影響を受けることなく、安定な動作をすることを供試品を用いて検証する。

3.3.1 シミュレーション結果

Fig.3.1 に示す構成を用いて、回転数参照値をステップ入力として与えたときの電流ベクトル軌跡を Fig.3.3 に、その時間応答波形をシミュレーションした結果を Fig.3.4 に示す。

また、回転数参照値をランプ入力として与えたときの電流ベクトル軌跡を Fig.3.5 に、その時間応答波形を Fig.3.6 に示す。

シミュレーション条件は、以下の通りである。

負荷トルク : 2.02[N·m] モータパラメータ : Table2.1

電流制御器パラメータ : Table2.2 の Case5

速度参照値 ω_c : 回転数ステップ入力参照値 6,093 [min^{-1}]

回転数ランプ入力参照値 11,000 [min^{-1}/s]

インバータ電圧 V_{dc} : ステップ入力時 150[V], ランプ入力時 270[V]

ステップ応答、ランプ応答共に2.3節で示したような遷移点付近での電流ベクトル軌跡の逸脱がなく、安定に電流制御ができていることが判る。

ステップ応答における電流ベクトル軌跡は、Fig.3.3 に示すように瞬時に遷移点 A を経て、弱め界磁領域に遷移する。この時の電流ベクトル軌跡は、速度 ω が参照値 ω_c 付近に到達するまで、 d 軸電流 I_{dex} は遷移点 A での電流を保持し、その後、速度偏差 ω_{err} が減少するにつれ、 I_{dex} を調節出来ていることが Fig.3.4 からも確認できる。

Fig.3.4 に示す q 軸電流 I_{qc} を見ると、電力余裕がある期間は約 30msec であり、その間最大トルク制御部から出力される q 軸電流指令値 I_{dex} を出力しており、 q 軸電流制限量 I_{qlim} が最大トルク制御モードに制約を与えていないことが判る。

また、電力余裕の減少と共に、(3-4)式に従って q 軸電流制限量 I_{qlim} が適切に I_{dex} に対し、制限を掛けながら安定した電流ベクトル制御ができていることが判る。

モータ速度の増加は、弱め界磁領域に遷移したのち鈍くなっている。これは、(2-22)式によるモータ出力トルクは q 軸電流 I_{qc} に比例し、 q 軸電流を積極的に制御し、モータ出力トルクを制御し且つ、電流ベクトル軌跡をより直線的に動作点 S に近づける本手法の特徴であり、従来手法に比べ加速が小さくなることによるものと考えられる。

また、モータの立ち上りは、Fig.3.4 から約 200msec であり、システム仕様から与えられた 400msec を十分満足することが確認できた。

次に、製品仕様で定められた回転数ランプ入力に対する電流ベクトル軌跡を Fig.3.5 に示す。Fig.3.5 から、最大トルク制御モードにおける電流ベクトル軌跡は、参照ベクトル軌跡に追従できており、モータ速度 ω は約 9,000[min^{-1}]まで最大トルク制御モードで制御できることが判る。

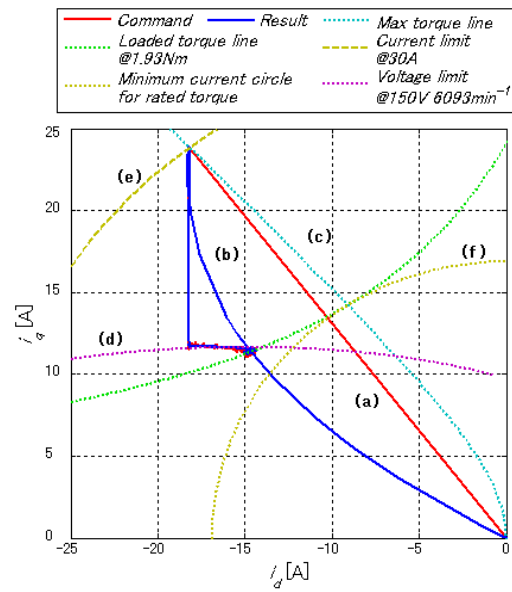
さらに、最大トルク制御モードでの電流ベクトル軌跡から弱め界磁領域でのベクトル軌跡への遷移が安定にできていることが判り、弱め界磁領域に遷移したのちは、遷移点でのモータ出力トルクを維持しながら、加速することも判った。

Fig.3.5 では、電圧制限円(d)上に動作点 S がないように見えるが、 $D_{crit}=95\%$ と設定しており、(3-5)式右辺を $V_{max}=0.95 V_{max}$ とした制限円上に動作点 S があるためであり、実際のモータ速度 ω は、Fig.3.6 に示すように参照速度 ω_c に追従していることが判る。

$$v_{dc}^2 + v_{qc}^2 = V_a^2 \leq V_{max}^2 \quad (3-5)$$

以上のシミュレーションにより、本提案手法により、以下のことが確認できた。

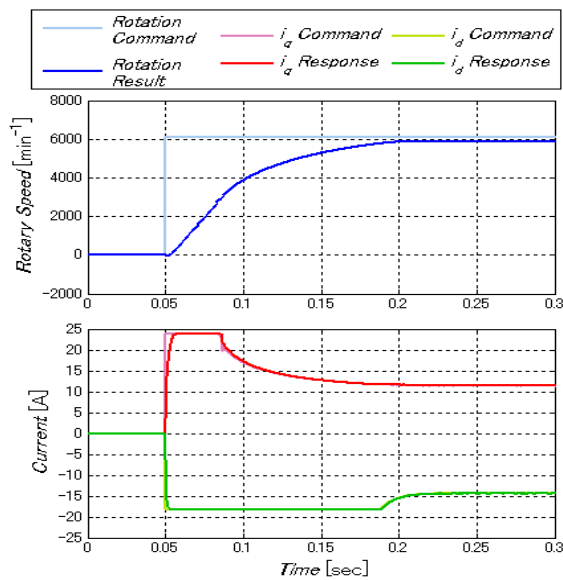
- 電流ベクトルが、最大トルク制御モードから弱め界磁領域に逸脱することなく安定に制御できる。
- 回転数の立ち上がり時間は、システム仕様を十分に満たす。



(a) Current command (b) current result (c) maximum torque trajectory by Eq.(5)

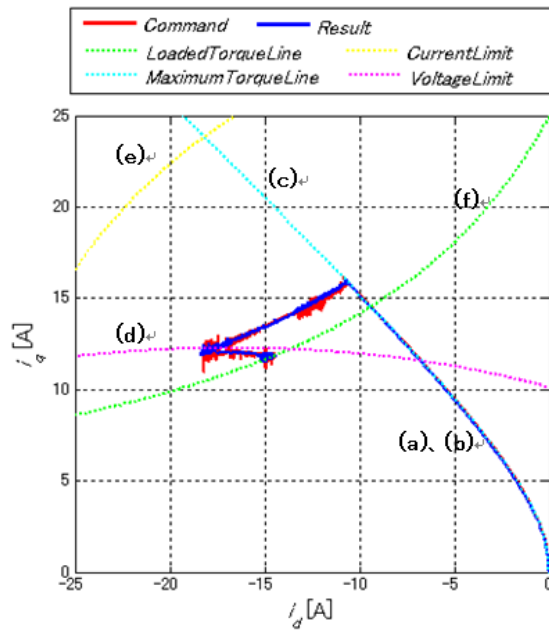
(d) voltage limitation by Eq.(1) (e) current limitation by Eq.(2) (f) minimum current for rated torque

Fig.3.3 Simulated trajectory of current vector for step input



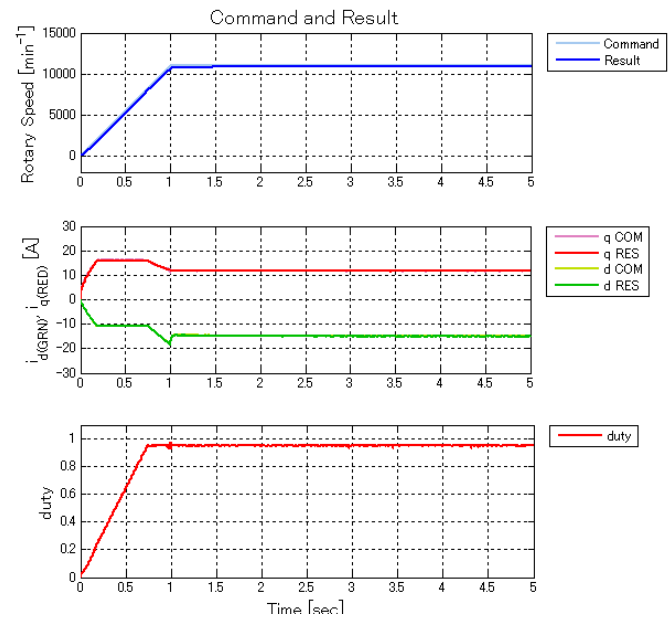
Upper : Velocity Response Middle : d-q axes Current Response

Fig.3.4 Simulated time response and d-q axes currents for step input



(a) Current command (b) current result (c) maximum torque trajectory by Eq.(5)
 (d) voltage limitation by Eq.(1) (e) current limitation by Eq.(2) (f) rated load torque

Fig.3.5 Simulated trajectory of current vector for ramp input



Upper : Velocity Response Middle : d-q axes Current Response Bottom : PWM Modulation Rate D_{real}

Fig.3.6 Simulated time response and d-q axes currents for ramp input

3.3.2 実機による検証結果

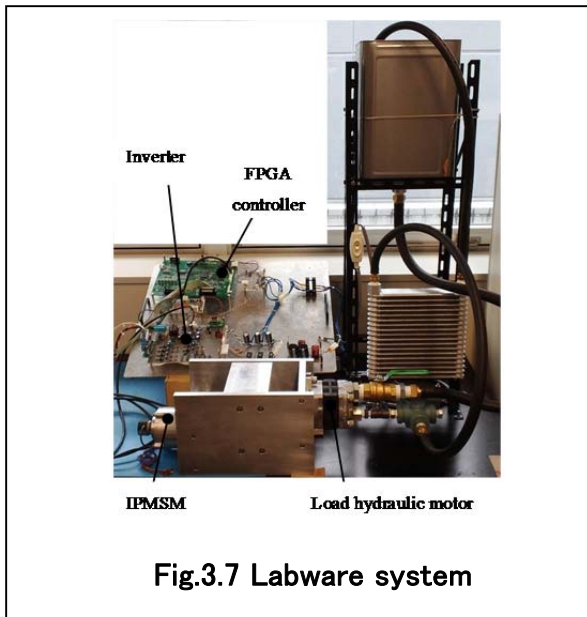


Fig.3.1 に示した構成を FPGA (Field Programmable Gate Array) に実装し、実機を用いて検証した結果を示す。Fig.3.7 は、実機検証装置外観である。

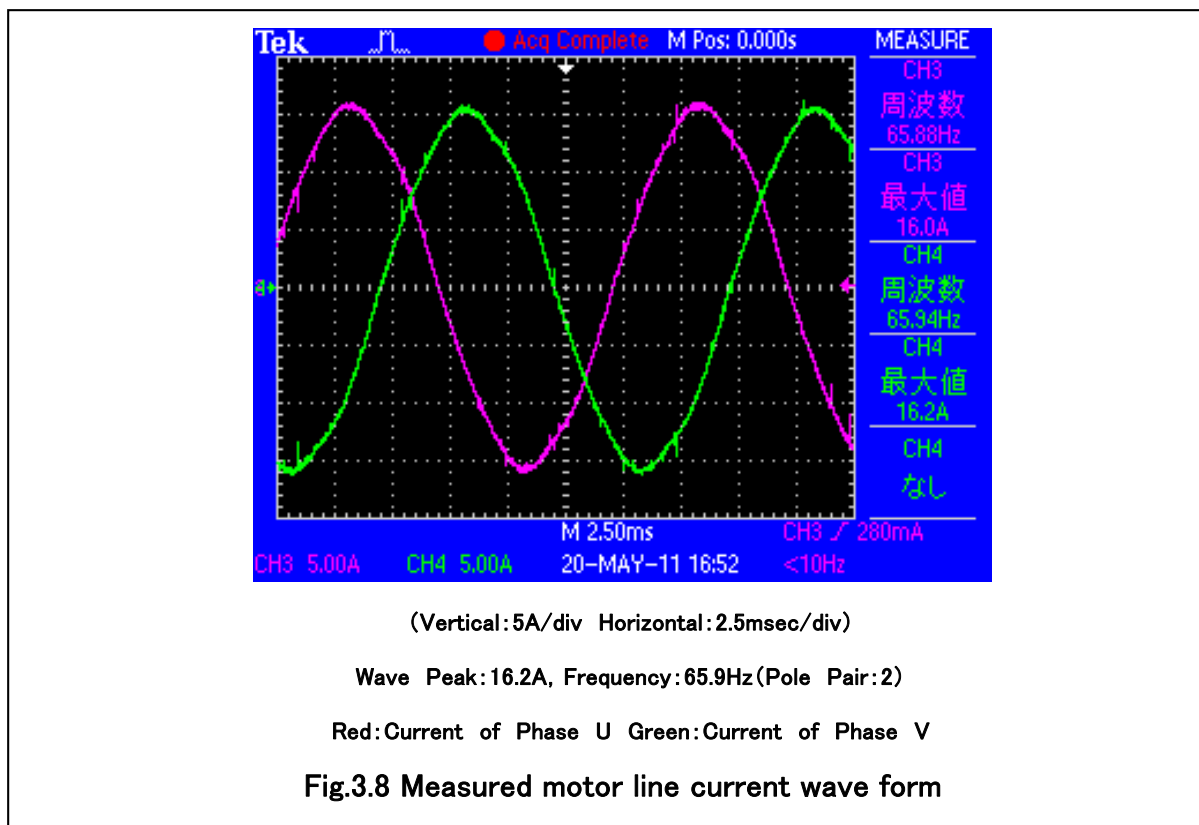
FPGA Controller は、Fig.3.1 の点線で囲んだ機能を FPGA にすべて実装しており、エンコーダインターフェースや電流センサインターフェースなども具備している。

FPGA は、Xilinx 社の Spartan3A シリーズの XC3S700A/AN (システムゲート数 700k) を使用した。インバータは、3 相 PWM インバータであり、線間電圧正弦波 PWM 変調により駆動される。

モータに与える負荷は、Hydraulic Motor の圧力差を手動バルブにより調整することで発生させ、モータのシャフトにカップリングを介して接続されている。圧力設定精度は $\pm 10\%$ 以内で調整できるようにし、モータシャフト換算トルクとして、1N-m \sim 2.5N-m まで印加できることを事前に確認した。また、図示していないがインバータ電源として、出力電圧プログラミングも可能な直流安定化電源 (最大定格容量 10kW) を用いた。

IPMSM の電気的パラメータは Table2.1 に示した通りである。速度参照値 ω_c は、FPGA controller に設定スイッチを設け、手動及び内部プログラミングで与えられるようにしており、ステップ信号やランプ信号なども生成できるようにしている。

インバータへのスイッチ信号生成は、3n 次高調波を重畳した正弦波 PWM 変調方式を用いて生成している (n=1)。Fig.3.8 に回転数 1,980[min^{-1}] の時のモータ電流波形を示す。モータ電流は、IPMSM の空間形状による磁束のひずみによる影響が若干あるが、正弦波状に流れていることが確認できる。



1) 回転数ステップ入力応答

Fig.3.9 に回転数ステップ入力時の実験結果をシミュレーション結果と共に示す。

速度参照値 ω_c は 6,093 [min^{-1}]を停止状態からステップ状に与え、インバータ電圧 V_{dc} は 150[V], モータ負荷は、予め 6,000 [min^{-1}]で 2.02[N-m]となるように設定しておいた。

シミュレーションデータと比較し、以下の結果を得た。

- 電流ベクトルの制御性能では、過渡状態の加速度に多少違いがあるが、最大トルク領域から弱め界磁領域に遷移している時点は、ステップ入力後 30[msec]付近でほぼ合致している。
- 立上り時間は、参照値速度の 90%速度に至る時間がステップ入力後 100[msec]程度であり、ほぼ一致している。但し、実験結果は、シミュレーションに対して、立ち上がり早いことが判る。これは、参照速度に到達した後の負荷試験装置の圧力値から換算した負荷トルクが、約 1.93[N-m]であり、シミュレーション条件である 2.02[N-m]より小さかったことが要因であると考えられる。
- 参照値に対する定常偏差は、1%以内に収まっており、与えられた製品仕様(参照速度の $\pm 1\%$ 以内)は満足している。但し、より定常偏差の小さい仕様に対しては、速度制御器パラメータの検討が必要であるが、実験結果とシミュレーション結果の応答波形はよく一致していることから、シミュレーションにより確認すればよいことが判る。

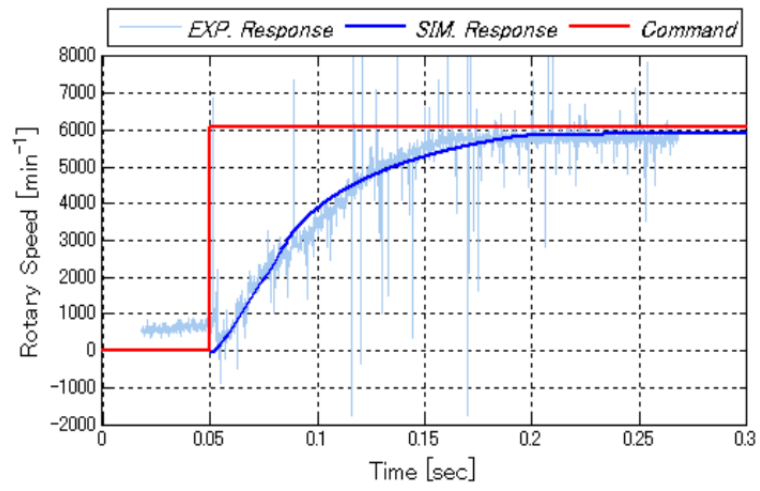


Fig.3.9 Step response result of experiment and simulation

2) 電圧変動試験

航空機に搭載される装置に対し、航空機搭載機器に対する電源特性規定である MIL-STD-704F⁽¹²⁾により要求される電源特性に対し、その機能の不全が生じてはならない。直流電源 270[V]の供給を受ける機器に対する電源特性は、Fig.3.10 に示すように規定されており、定格電源電圧に対し、Normal-Operation 最低電圧は、250[V]を保証している。これは、定格の 92.5%に当たる。

そこで、実機検証では、負荷装置の最高回転数の制約及び電圧変動が遷移点付近で生じたときの電流ベクトル軌跡の安定性を検証する目的から、以下に示す条件で電圧変動を無作為に発生させた。Fig.3.11 に実験結果を示す。

電圧変動試験条件

電圧変動範囲: 125V(定格の 83%)~150V(定格電圧)

負荷トルク : 1.93[N-m] 一定(実測換算値)

速度参照値 : 4,875[min^{-1}] 一定

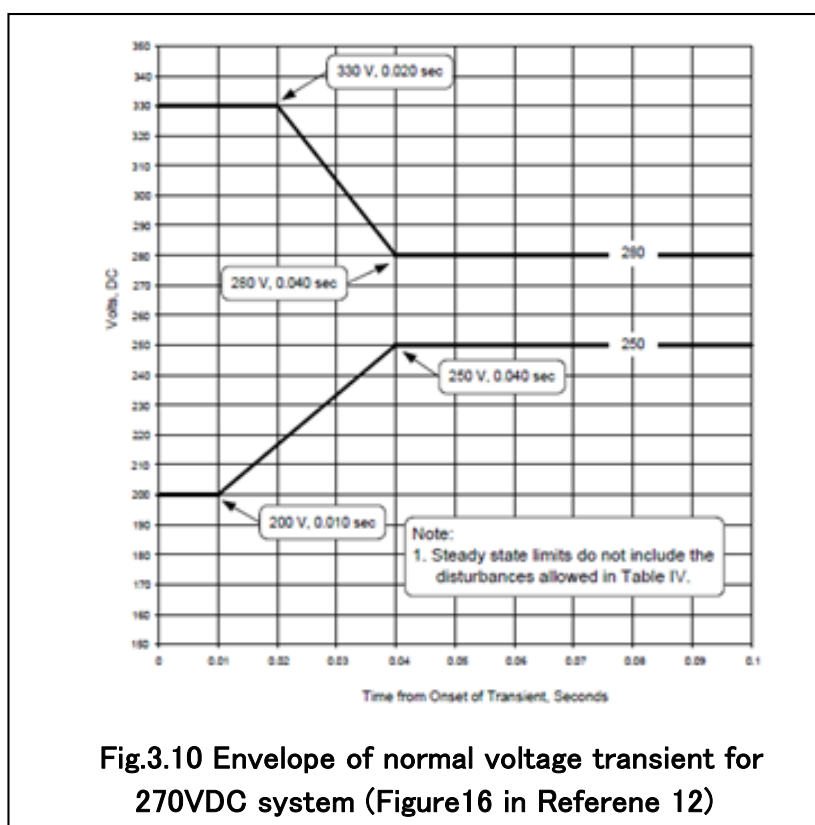


Fig.3.10 Envelope of normal voltage transient for 270VDC system (Figure16 in Referene 12)

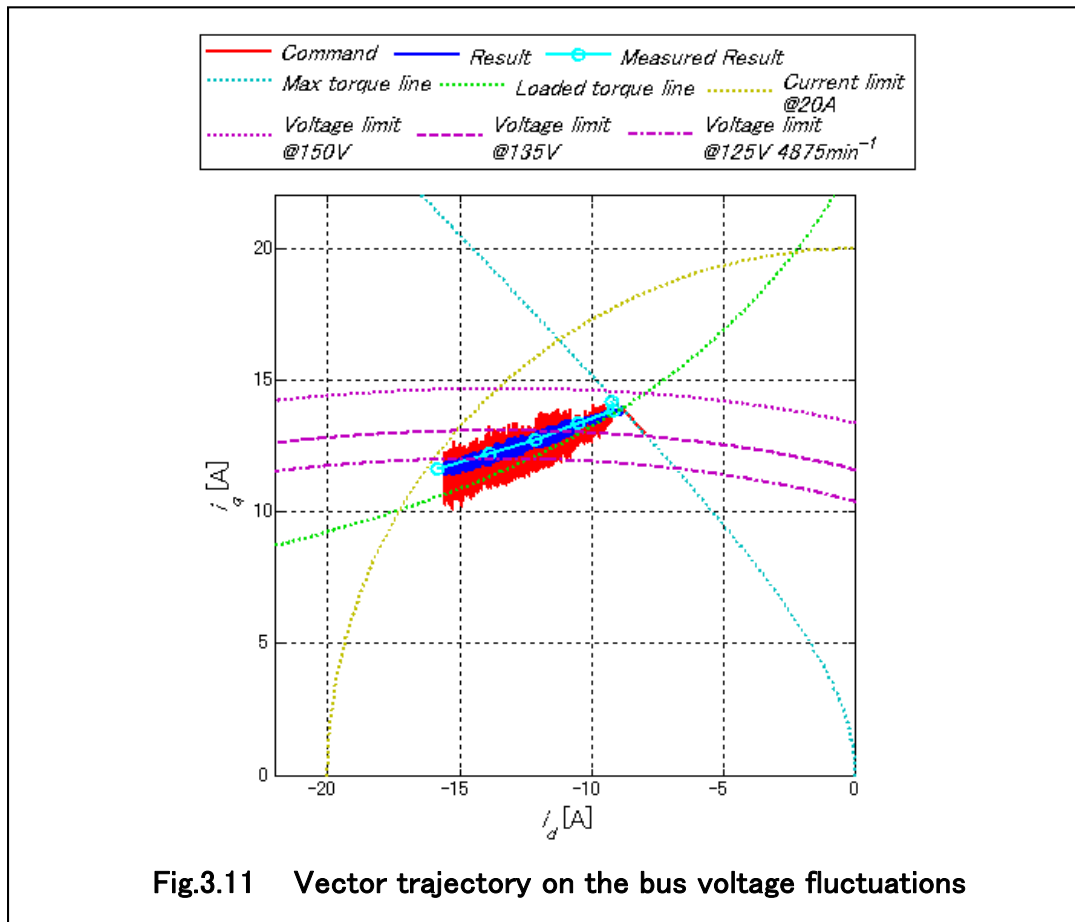


Fig.3.11 は、電源電圧を 150[V]から 125[V]まで変化させたときの電流ベクトル軌跡のシミュレーション結果と実験結果をプロットしたものである。

図に示した3つの電圧制限円 Voltage Limit@150V, Voltage Limit@135V, Voltage Limit@125V は、(2-26)式において ω を $4,875[\text{min}^{-1}]$ とし、電圧 V_f を150, 135及び125として求めた曲線である。○印で示した電流ベクトルの実験結果は、電流ベクトル軌跡の遷移が判るように、150[V]～125[V]間で任意の電圧一定時点での電流値を計測しプロットした。

この結果より、電圧変動が生じた場合でも電流ベクトル軌跡は安定に制御でき且つ、速度も制御できており、提案制御系が電圧変動時に対しても有効であることを確認できた。

3) 負荷トルク変動試験

モータの負荷トルクは、機構部への異物混入による負荷の増大やボールねじ潤滑部の潤滑不良など外的な環境条件で複雑に変化する。

システムに課せられる負荷からモータ軸に換算した負荷トルクの変動範囲を下記に示す。

負荷トルク変動範囲 : 1.14[N-m]~2.39[N-m] (実測換算値)

実機検証では、負荷トルクの変動が発生した場合において、電流ベクトルが安定に弱め界磁領域へ遷移することを検証目的とし、以下に示す条件の下、負荷トルクを無作為に変動させた。Fig.3.12 に実験結果を示す。

負荷トルク変動試験条件 電圧:150[V](定格電圧), 速度参照値 :4,875[min^{-1}]一定

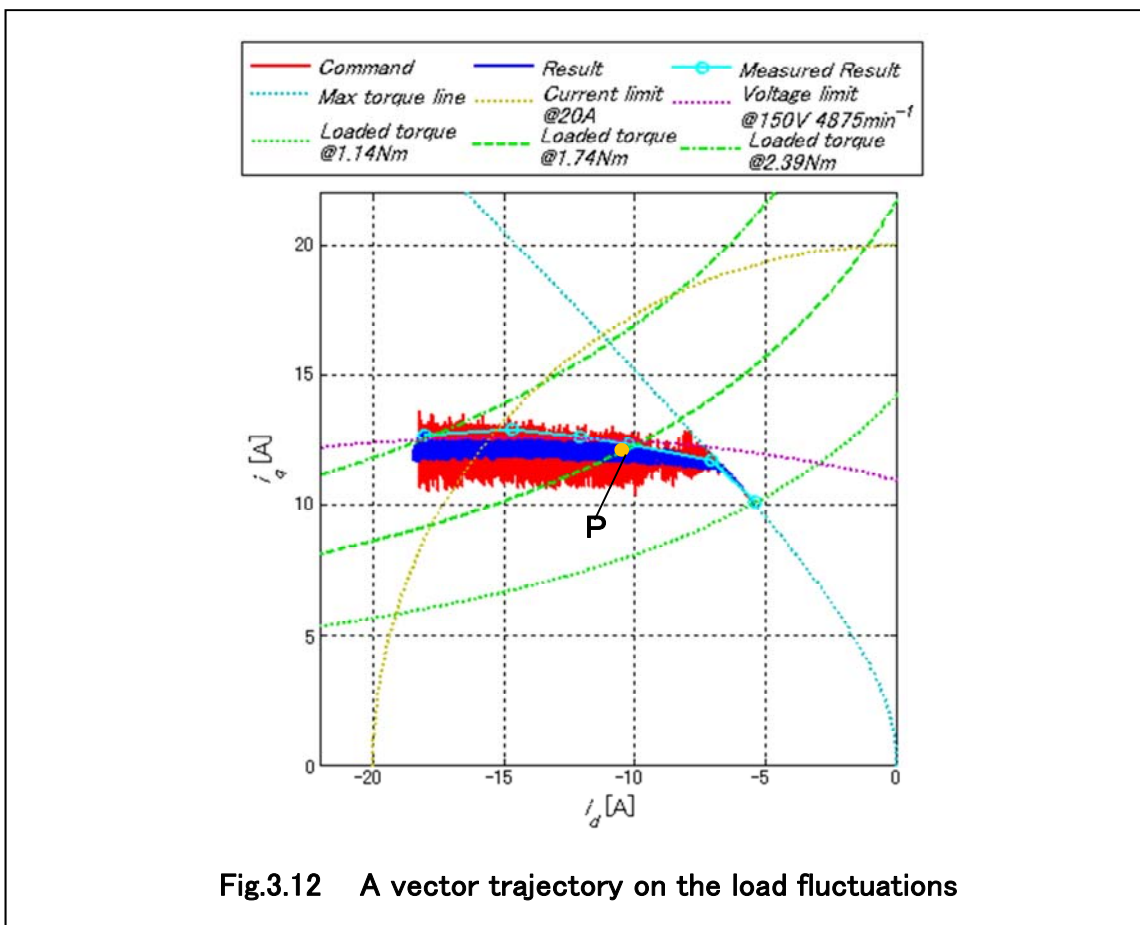


Fig.3.12 は、負荷トルクを 1.14[N-m]から 2.39[N-m]まで変化させたときの電流ベクトル軌跡のシミュレーション結果と実験結果をプロットしたものである。

図に示した3つの負荷トルク曲線 Load Torque@1.14Nm, Load Torque@1.74Nm, Load Torque@2.39Nm は、Table2.1 に示すパラメータとそれぞれのトルクを(2-22)式に代入し、 d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q をそれぞれ求め、 dq 電流座標に示したものである。

電圧制限円 Voltage Limit@150V は、(2-26)式において ω を $4,875[\text{min}^{-1}]$ とし、電圧 V_f を $150[\text{V}]$ 一定として求めた。

実験の結果、負荷トルク変動が生じた場合でも電流ベクトル軌跡は安定に制御でき且つ、速度も制御できることが確認できる。

○印で示した電流ベクトルの実験結果は、電流ベクトル軌跡の遷移が判るように、負荷トルクを $1.14[\text{N}\cdot\text{m}]$ から $2.39[\text{N}\cdot\text{m}]$ 間で任意の時点での負荷トルクを一定にし、計測した電流値をプロットしている。

シミュレーションによる電流ベクトル軌跡に対して、最大トルク制御モードから弱め界磁制御モードに遷移するまでの電流ベクトル軌跡はほぼ一致し、安定な制御ができていることが実験結果からも確認できる。

一方、弱め界磁モードでの電流ベクトル軌跡は、シミュレーション結果と比べると電流スカラ量が多少大きくなっている。

計測した圧力から換算したモータ負荷トルクとシミュレーションで求めた電流値に対する負荷トルクは、ほぼ一致しており、負荷トルクが実際に大きく異なっていることは考えにくい。

そこで、経験上、電流の増加と共にモータインダクタンスが多少減少することが判っているので、モータインダクタンスの影響を考えた。

d 軸インダクタンス L_d は、永久磁石があることからインダクタンスは大きく変化しないが、 q 軸インダクタンス L_q は、磁気回路の比透磁率が電流により変化し、減少することが考えられる。

L_q が小さくなるとインピーダンス ωL_q も小さくなり I_q は増加傾向になる一方、 I_d は(2-23)式の条件から減少する傾向になる。この傾向は、Fig.3.12 の Load Torque@1.74Nm 曲線とシミュレーションの電流ベクトル軌跡との交点 P と実験による電流の交点との関係に現れており、インダクタンスの影響が表れていると判断した。

このように、シミュレーションと実験結果の違いはあるが、提案制御系が負荷トルク変動に対しても有効であることが確認できた。

3.4 まとめと課題

提案速度制御系の構成を示し、弱め界磁領域における新たな電流ベクトル制御手法を具備することにより、弱め界磁領域に動作点を有するアクチュエーション・システムにおいて、モータ印加電圧の飽和発生による電流ベクトルの逸脱を防ぎ、安定な回転数制御ができることをシミュレーションと供試品による検証で示した。具備された弱め界磁領域における電流ベクトル手法は、航空機搭載に課せられる電圧変動や負荷変動など激しい環境擾乱においても、それらの影響を受けることなく、安定な電流ベクトル制御が継続できるを供試品を用いて検証した。

さらに、提案速度制御系の制御性能について、回転数の立ち上がり時間がシミュレーションとシステムで与えられた仕様を満たすことを確認した。

以上のことから、本提案手法によれば、モータの動作点が弱め界磁領域に与えられ、低速/高トルク及び高速/中トルクの2つの動作が要求されるようなシステムにおいて、電圧飽和を防ぎ且つ、安定な電流ベクトル制御ができることを確認できた。

また、電圧変動や負荷変動など環境擾乱が考えられる航空機搭載用途以外にも、提案する制御系が有効であることが確認できた。

提案手法に関する今後の研究課題として、以下の2つが挙げられる。

- q 軸電流制限値 I_{qlim} の変化率を決定する LRR は、試行錯誤で決定した。弱め界磁領域における電流ベクトルは、電圧制限曲線で囲まれる領域に必ず収まる必要があることが安定な電流制御を得る条件になる。電圧制限円はモータ速度により決まるので、 I_{qlim} の応答性は、モータの速度応答性よりも高いことが必要になる。従って、使用するモータの速度応答性を自動的に計測し、 LRR の値を自動的に決定できる仕組みの開発。
- 本提案手法の弱め界磁領域における電流ベクトル制御範囲は、動作点 S の d 軸電流 I_{ds} が、Fig2.8 に示すように最大トルク曲線と電流制限円の交点 A (遷移点) の電流 I_{da} よりも小さい場合にのみ適用できる。従って、 d 軸電流の制御範囲を従来提案手法と同等になるように広げること。

第4章 TMP に適用可能な SPMSM の誘起電圧を用いた センサレス始動制御手法

4.1 はじめに

2章で示したように、TMP のように高速回転域が広く、慣性が大きい回転子を有する永久磁石同期電動機の始動制御に関する報告は少なく、始動時に逆回転をすることがない制御手法が望まれる。また、中高速回転域で使用する誘起電圧に基づくセンサレス駆動制御への移行を考えれば、より詳細な始動時の磁極位置や動作方向を得て、逆回転が発生しない始動制御が求められる。

本章では、回転子の運動方程式に基づく誘起電圧モデルを導出し、それを利用した始動制御手法を提案する。

4.2節では、制動係数やバネ(D と K)を無視した場合の始動時の回転子運動方程式を、ヤコビ楕円関数を用いて解析的に解くことで、誘起電圧の振幅と磁極位置が時間の関数として表せることを示す。

解析的に求めた磁極位置とその速度により、始動時の誘起電圧を計算した結果、TMP 供試品から得た誘起電圧とよく一致することが確認され、提案手法が始動制御に利用できることを示す。

次に、4.3節では、前節の考えを実用化するため、始動時の誘起電圧の振幅/極性及び時間で構成されたマッピングテーブルを作成し、これを利用した始動制御手法を提案し、磁気軸受型 TMP を用いて検証する。この結果、回転子が逆回転することなく、直ちに休止相誘起電圧を用いた従来センサレス手法へ移行できることを示す。この手法を、磁気軸受型 TMP に比して誘起電圧の減衰が大きいボールベアリング型 TMP にも拡張して適用するためには、制動係数やバネも含めた運動方程式を扱い、始動時の磁極位置を求める手法が必要となる。しかし、磁極位置の正弦として外力を扱うため、制動係数やバネも含めた運動方程式は非線形関数として扱うことになり、楕円関数を用いて解析的に解くことは困難である。

そこで、4.4節では、制動係数やバネを考慮した運動方程式に基づく非線形誘起電圧オブザーバを提案する。さらに制動係数やバネが小さい系においては、非線形オブザーバの修正係数が位置推定に影響するため、修正係数推定に時間重みを付与する方法を用いることで推定時間の短縮が図れることを示す。本手法によれば、始動時の磁極位置が逐次把握できることから、マッピングテーブルを用いた TMP のセンサレス手法を確立できる。また、制動係数やバネを考慮したことにより、誘起電圧の減衰がより大きい、ボールベアリング型 TMP への適用も可能となる。さらには、2.4節で示した誘起電圧に基づくセンサレス駆動制御への移行が可能になることを示す。

最後に、本章のまとめと提案手法に関する課題を4.5節に示す。

4.2 始動時の回転子運動方程式に基づく誘起電圧モデル⁽²⁸⁾

TMP ように大きな慣性を持った SPMSM 構造を有する回転機では、始動時の回転方向や位置情報を確実に知り、可能な限り早く加速できることが必要である。そこで、始動時の運動方程式に基づく回転子運動モデルを導出し、これに基づく解析解と TMP を用いて取得した誘起電圧波形とを比較し、始動制御に利用できることを示す。

SPMSM の回転子運動方程式を(4-1)式と考える。

$$J \frac{d^2\theta_r}{dt^2} + D \frac{d\theta_r}{dt} + K\theta_r = T_e \quad (4-1)$$

J : 回転子慣性モーメント[Kg・m²], D : 回転制動係数[N・m/rad・sec⁻¹]

K : ばね係数 [N・m/rad], T_e : 駆動トルク[N・m]

θ_r : 固定子磁束と Fig.4.1 の関係になる磁極位置[rad]

モータ駆動トルクは固定子巻線電流をそれぞれ i_a, i_b, i_c とすると, (4-2)式で表現できる。

$$T_e = -\varphi_r \left\{ i_a \sin\theta_r + i_b \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_c \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right\} \quad (4-2)$$

ここで, φ_r は永久磁石の最大磁束[Wb], I_p は固定子巻線電流[A], θ_r は回転子の角度[deg]

始動の際に, 例えば休止相を a 相 ($i_a=0$) とし, b 相から c 相に一定電流 I_p ($i_b=I_p, i_c=-I_p$) を流したとき発生する駆動トルクは(4-2)式より(4-3)式となる。

$$T_e = -\varphi_r I_p \left\{ \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) - \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right\} = \sqrt{3}\varphi_r I_p \cos\theta_r \quad (4-3)$$

Fig.4.1 に示す TMP の回転子は面内で回転運動し, (4-1)式の制動係数 D とばね定数 K を無視した(4-4)式を考えた時, 磁極位置と誘起電圧が時間関数で表現できることを示す。

$$J \frac{d^2\theta_r}{dt^2} = \sqrt{3}\varphi_r I_p \cos(\theta_r) \quad (4-4)$$

(4-4)式の θ_r を Fig.4.2 に示す固定子磁束の S 極からみた角度 θ' に置き換えると,

$\theta_r = \pi/2 - \theta'$ より(4-5)式となる。

$$J \frac{d^2\theta'}{dt^2} = -\sqrt{3}\varphi_r I_p \sin(\theta') \quad (4-5)$$

(4-5)式に対して, $p = d\theta'/dt, \sin(\theta'/2) = k \times \sin(\varphi) = k \times z$ を用いると,

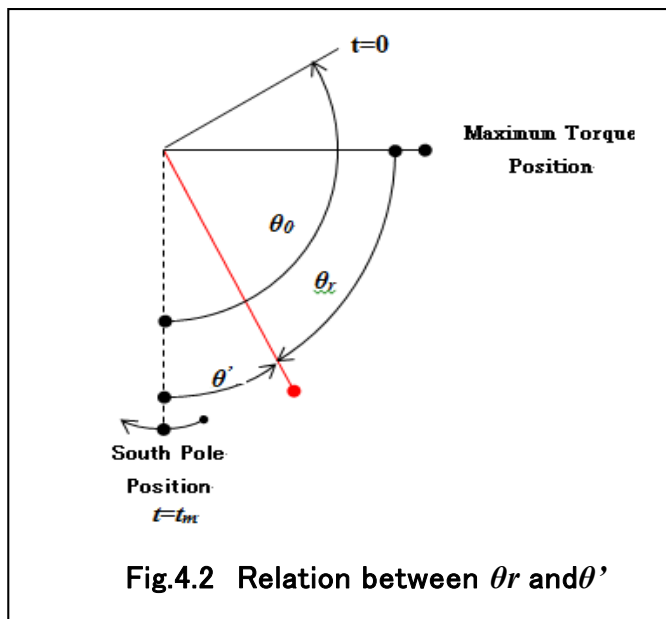
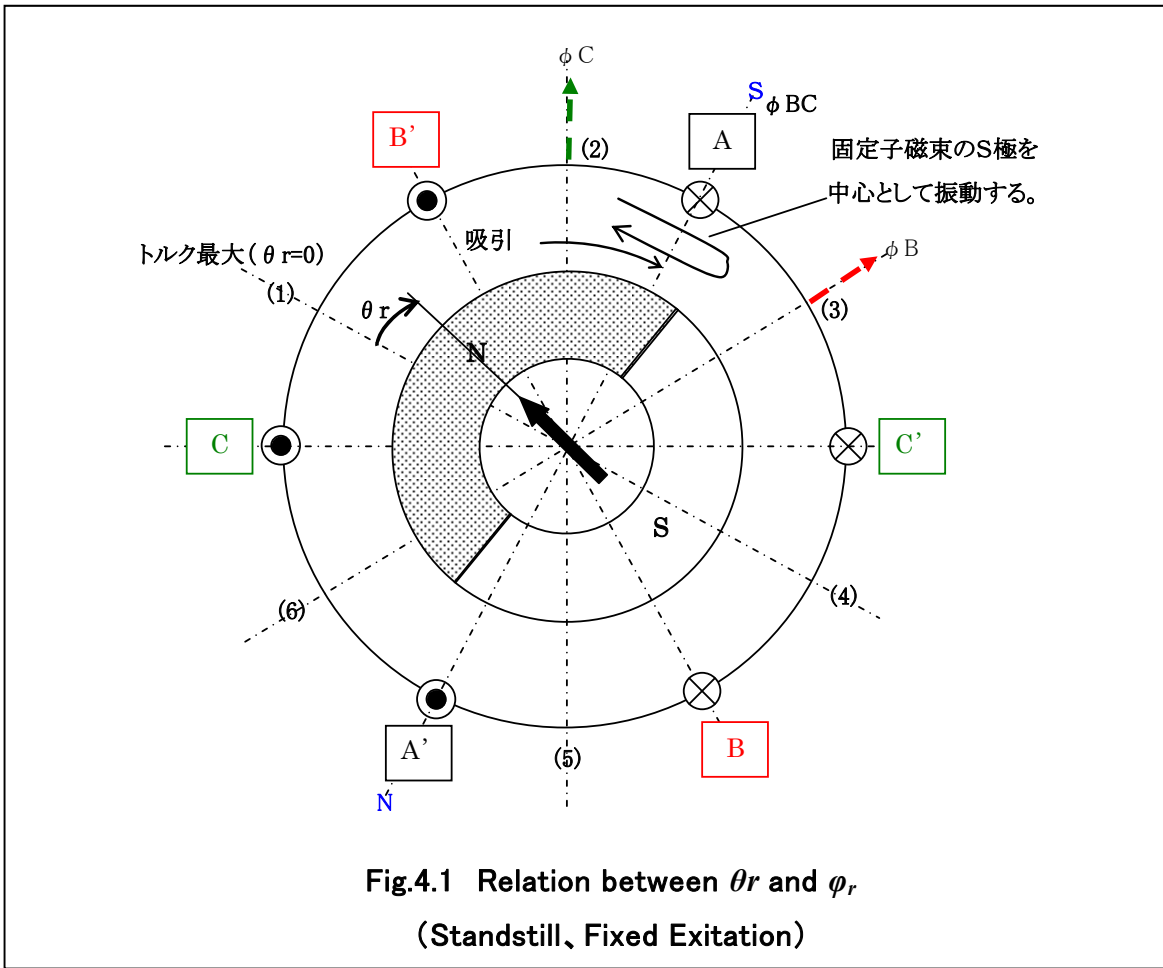


Fig.4.1 に示す初期位置 $\theta_0(t=0)$ から固定子磁束 S 極位置に至るまでの時間 t_m は, (4-6) 式で表すことが出来る。なお, (4-6) 式の導出は, 本節補足に示す。

$$t_m = \pm \sqrt{\frac{J}{\sqrt{3}\phi_r I_p}} \int_0^z \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 z^2}} dz \quad (4-6)$$

ここで, 積分項の逆関数をヤコビの楕円関数 sn で表現すると, $z = \sin(\varphi) = sn(t', k)$ より

$$t' = \int_0^z \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 z^2}} dz = sn^{-1}(z, k) \quad (4-7)$$

(4-7) 式は $-1 \leq z \leq 1$ ならば $-K(k) \leq t' \leq K(k)$ となるので (4-6) 式より (4-8) 式となる。

$$t' = \pm \frac{1}{A} t_m \quad \text{ここで, } A = \sqrt{\frac{J}{\sqrt{3}\phi_r I}} \quad (4-8)$$

また, $z = (1/k) \sin(\theta'/2) = \sin(\varphi)$ ($\because z = \sin(\varphi) = sn(t', k)$) なので, θ' は (4-9) 式となる。

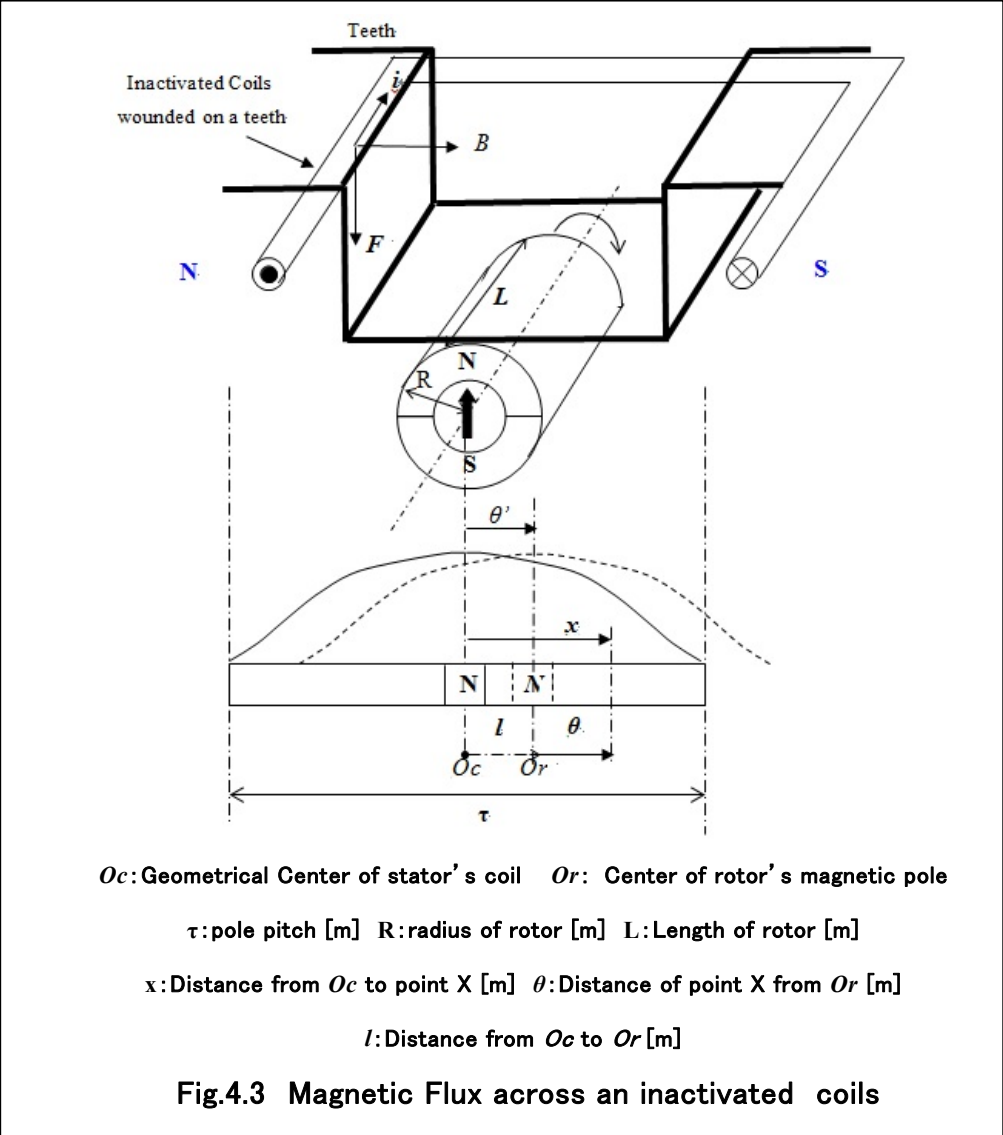
$$\theta' = 2 \sin^{-1}(z \cdot k) = 2 \sin^{-1}\{sn(t', k) \cdot k\} \quad (4-9)$$

(4-6) 式, (4-7) 式及び (4-9) 式より, 加速度円運動するときの角度 θ' が時間の関数として (4-10) 式で示すことが出来る。

$$\left. \begin{aligned} \text{加速度円運動の時間: } t_m &= \pm A t' = \pm A \int_0^z \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 z^2}} dz \\ \text{時刻 } t_m \text{ における角度: } \theta' &= 2 \sin^{-1} \left\{ k \times sn\left(\pm \frac{1}{A} t_m, k\right) \right\} = 2 \sin^{-1} \{k \times sn(t', k)\} \\ \text{但し, } \alpha &= \frac{1}{2} \theta_{max} \quad \text{where } z = \sin(\varphi), A = \sqrt{\frac{J}{\sqrt{3}\phi_r I}} \end{aligned} \right\} \quad (4-10)$$

次に, 磁極が (4-10) 式で示した時刻 t_m において, 位置が θ' にあるときの誘起電圧を導出する。

Fig.4.1 に示すように, 2 つの相に電流を流すことで発生する固定子磁束は, 休止相である A 相コイルと鎖交せず, 休止相コイルと鎖交する磁束 φ は, 回転子の永久磁石磁束のみとなり, Fig.4.3 に示すモデルで表現できる。



回転子永久磁石の磁束密度 B を基本波成分のみとし, Fig.4.3 のコイル中心 O_c を基準と考えると, 休止相コイルと鎖交する磁束 φ [Wb] は (4-11) 式となる。

$$\varphi = N \cdot L \int_{-\tau/2}^{\tau/2} B(x) dx = N \cdot L \cdot B_{max} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \cos\left(\frac{\pi}{\tau}(x-l)\right) dx = 2 \cdot N \cdot L \cdot \frac{\tau}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) B_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau}l\right) \quad (4-11)$$

ここで, $B(x) = B_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau}(x-l)\right)$

Fig.4.3 のコイル配置を考え $\pi l/\tau$ [rad] を Fig.4.2 で示した θ' で表現すると, $\pi l/\tau = \pi/2 - \theta'$ で表せるので (4-11) 式は (4-12) 式になる。

$$\varphi = 2 \cdot N \cdot L \cdot \frac{\tau}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) B_{max} \sin(\theta') \quad (4-12)$$

(4-12) 式より休止相に発生する誘起電圧 e [V] は (4-13) 式となる。

$$e = -\frac{d\varphi}{dt} = -\varphi_r \frac{d}{dt} \sin(\theta') = -\varphi_r \frac{d\theta'}{dt} \frac{d}{d\theta'} \sin(\theta') = -\varphi_r \frac{d\theta'}{dt} \cos(\theta') \quad (4-13)$$

ここで, $\varphi_r = 2 \cdot N \cdot L \cdot \frac{\tau}{\pi} B_{max}$

(4-13) 式より固定子巻線3つの内, 2つの相のみを励磁させた時に生じる回転子の角度変化により, 休止相に生じる誘起電圧は, 速度と角度余弦の積に比例することが判る。

導出した (4-10) 式及び (4-13) 式を用いて, 誘起電圧が始動直後にピークとなる振幅 V_{peak} と時間 T_{peak} についてまとめた結果を Table4.2 に示す。なお, 計算条件は Table4.1 の通りである。

Table4.1 Parameters using Calculation

Radius of Rotor R [m]	0.0250
Length of Rotor L [m]	0.0250
Pole pair p	1
Winding Number N [Turn]	36
Pole Pitch τ [m]	0.0785
Maximum Flux Density B_{max} [Wb/m ²]	0.405
Inertia J [kg·m ²]	0.0944
Constant Current of Coil I_p [A]	8

**Table4.2 Results of BEF' s amplitude and 1/4 period time
coming into the resting phase winding at starting**

Initial Position And Direction	BEF' s Amp $V_{peak}[mVpp]$		Peak Time $T_{peak}[sec]$		Error	Remark
	Calculated [mVpp]	Measured [mVpp]	Calculated [sec]	Measured [sec]	Upper: Voltage Lower: Time	
30CW 30CCW	144	137	0.87	0.965	7mV 0.09sec	Fig.4.4(a) Fig.4.4(b)
60CW 60CCW	278	246	0.92	1.04	32 mV 0.12 sec	Fig.4.5(a) Fig.4.5(b)
90CW 90CCW	393	367	1.01	1.14	26 mV 0.13 sec	Fig.4.6(a) Fig.4.6(b)
120CW 120CCW	76	47	0.45	0.43	29 mV 0.02 sec	Fig.4.7(a) Fig.4.7(b)
150CCW	120	92	0.68	0.70	28 mV 0.02 sec	Fig.4.8(a)
Near180CW	146	151	1.31	1.16	5 mV 0.15 sec	Fig.4.8(b)

磁気軸受型 TMP のように制動係数やバネがほぼ無視できる系において、(4-4)式に示した運動方程式から解析的に導いた誘起電圧と計測した誘起電圧を比較すると、Table4.2 から、

- 回転方向に関わらず励磁直後の振幅ピーク到達時間及びその値は計算値とほぼ一致する。但し、到達時間には最大 130msec 程度の差異が現れており、推定要因として、計算モデルは制動係数やバネを考慮しておらず、実際には空気の摩擦などで減衰することが考えられる。
- 誘起電圧極性変化及びその現れる順序は、始動位置 90° を境に以下のようになり計算結果と一致する。

【90° 以内の初期位置から始動し、目前 ($\theta'=0$) に至るまでの極性と順序】

CW 方向動作 : 0 → (+) → 正のピーク値 ($\theta'=0$)

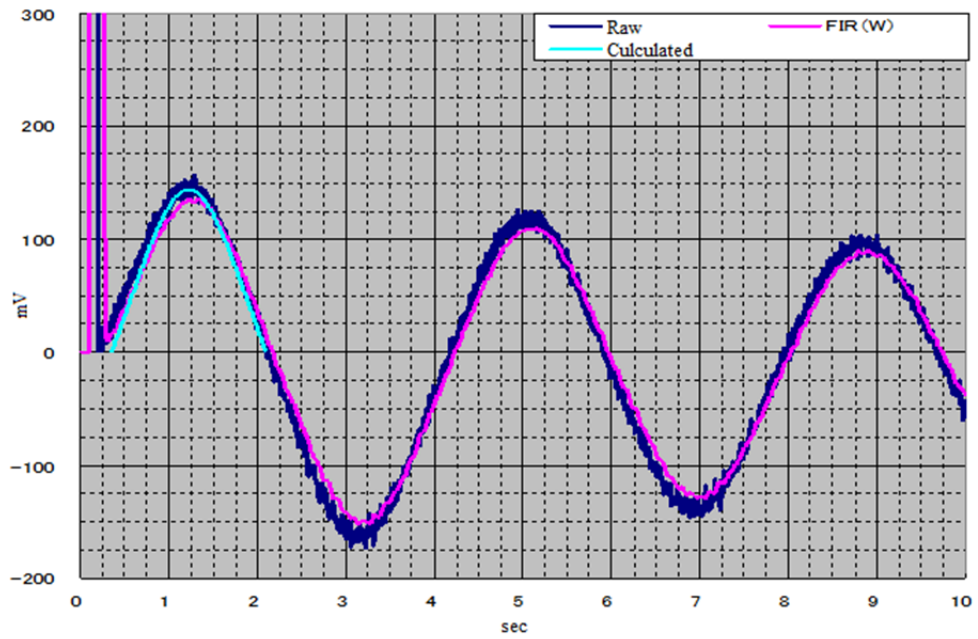
CCW 方向動作: 0 → (-) → 負のピーク値 ($\theta'=0$)

【90° を超える初期位置から始動し、目前に至るまでの極性と順序】

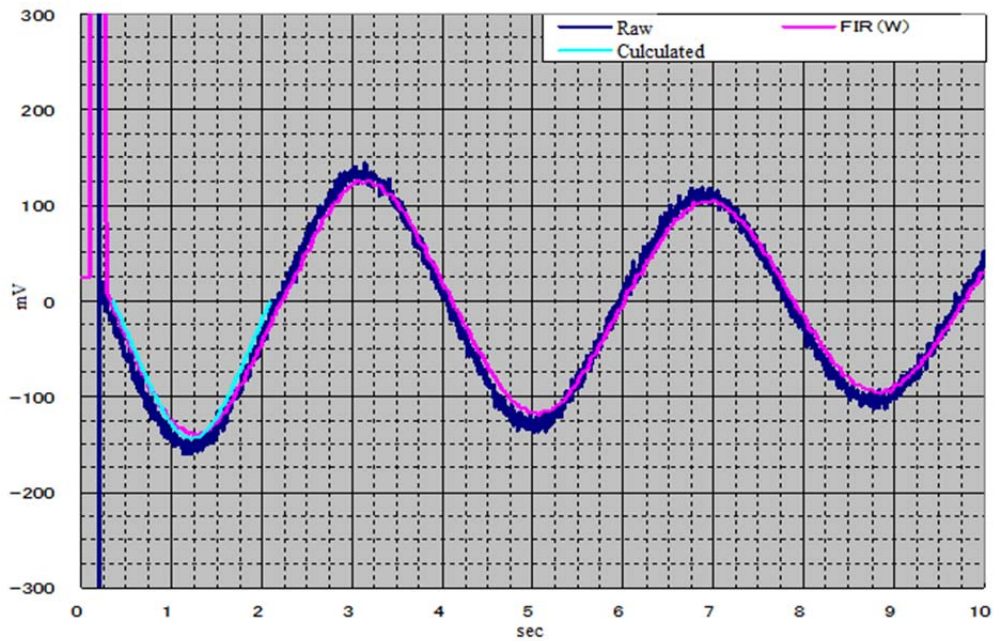
CW 方向動作 : 0 → (-) → 負のピーク値 → (0) → (+) → 正のピーク値 ($\theta'=0$)

CCW 方向動作: 0 → (+) → 正のピーク値 → (0) → (-) → 負のピーク値 ($\theta'=0$)

以上の結果より, 運動方程式に基づく誘起電圧を推定することで, 始動時の位置 θ' が時間の関数で表現できることを示した。しかし, θ' を得るためには(4-10)式から判るように, ヤコビ楕円関数を用いているため計算が複雑となり FPGA などを実装することは現実的ではない。従って, 実用的な始動制御手法を実現するには, 別の実装可能な手法が必要となる。



(a) Initial Position 30deg,Direction CW

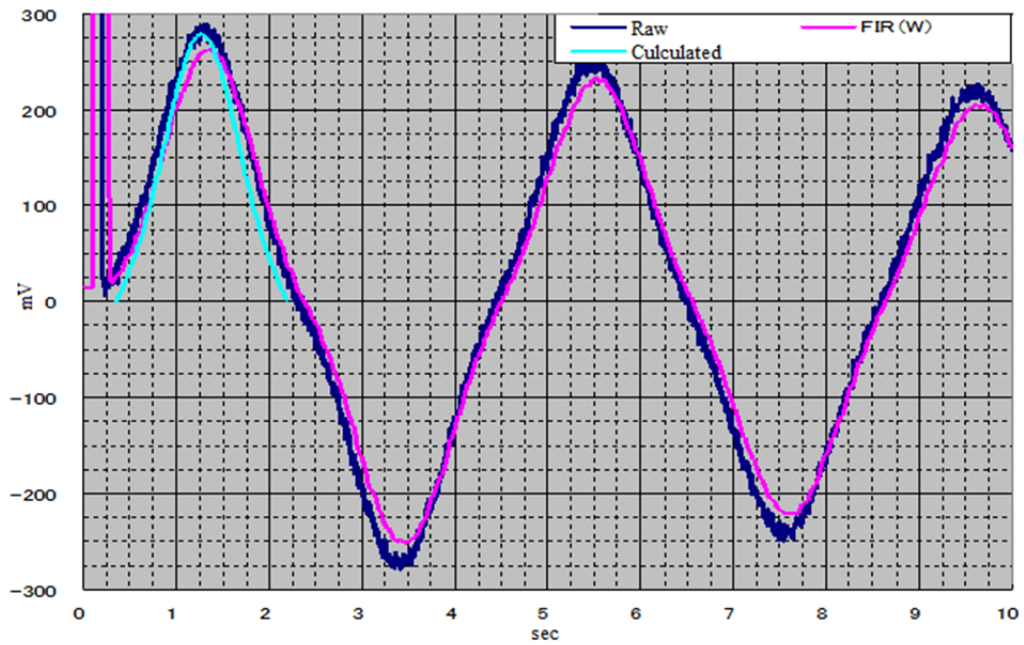


(b) Initial Position 30deg,Direction CCW

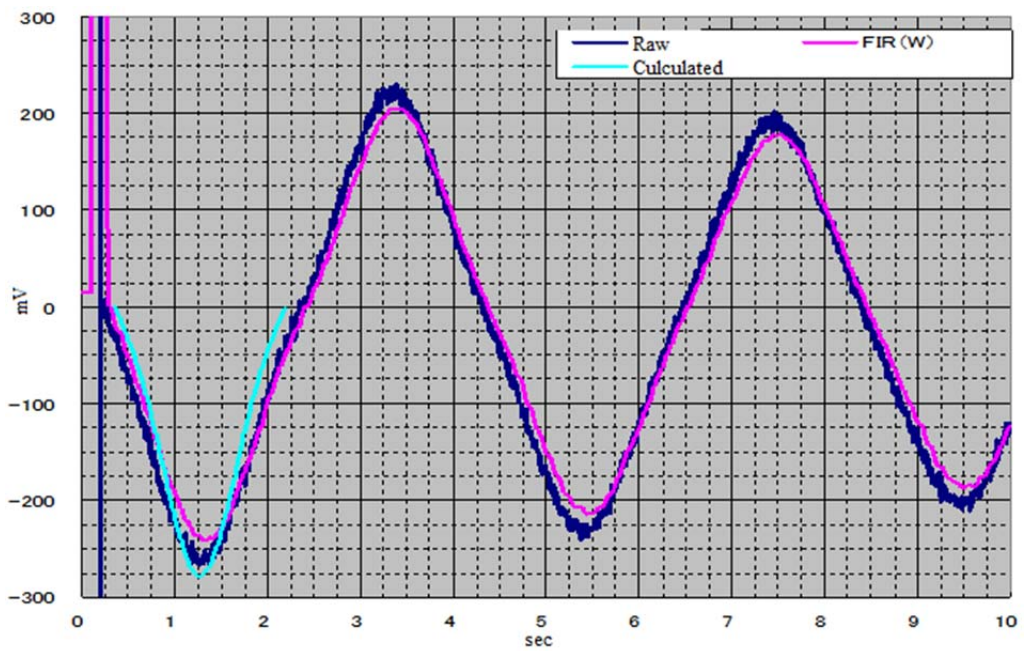
Blue :Measured Voltage, Cobalt Blue : Calculated Voltage

Pink : FIR filtered for Measured Voltage

Fig.4.4 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 30deg



(a) Initial Position 60deg,Direction CW

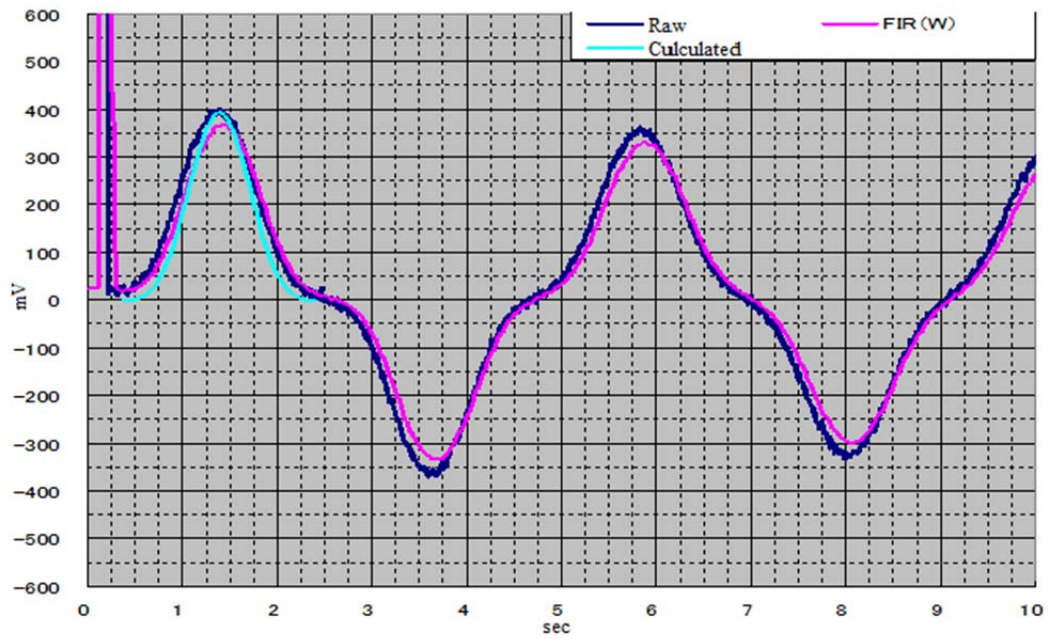


(b) Initial Position 60deg,Direction CCW

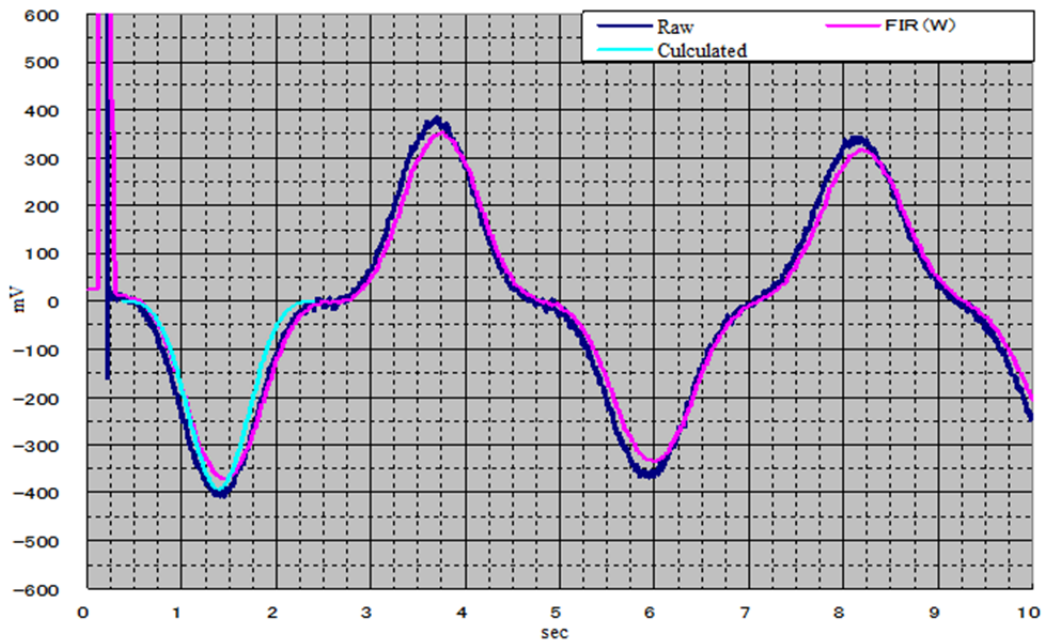
Blue :Measured Voltage, Cobalt Blue : Calculated Voltage

Pink : FIR filtered for Measured Voltage

Fig.4.5 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 60deg



(a) Initial Position 90deg, Direction CW

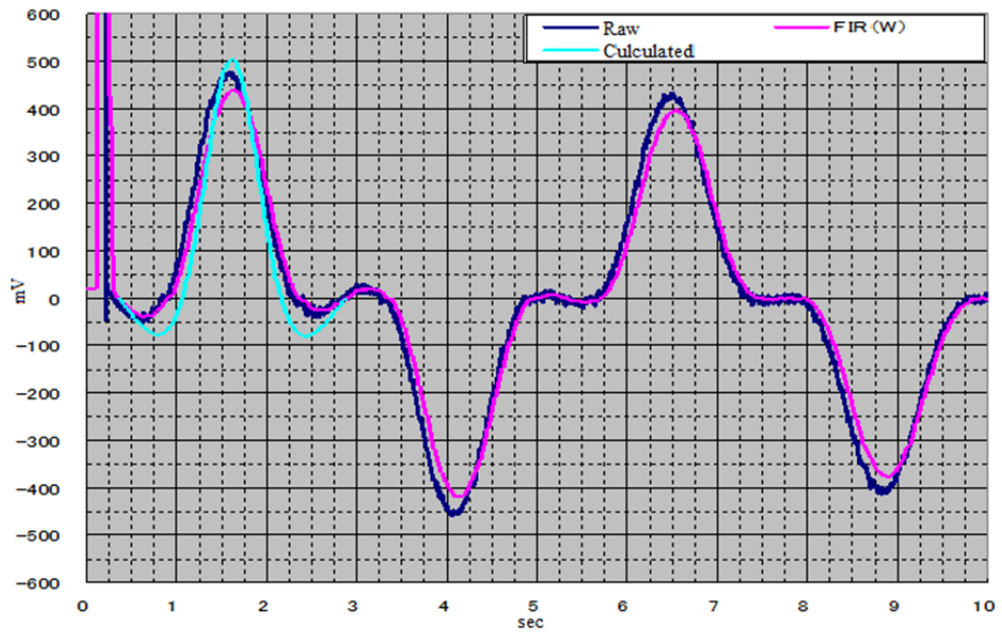


(b) Initial Position 90deg, Direction CCW

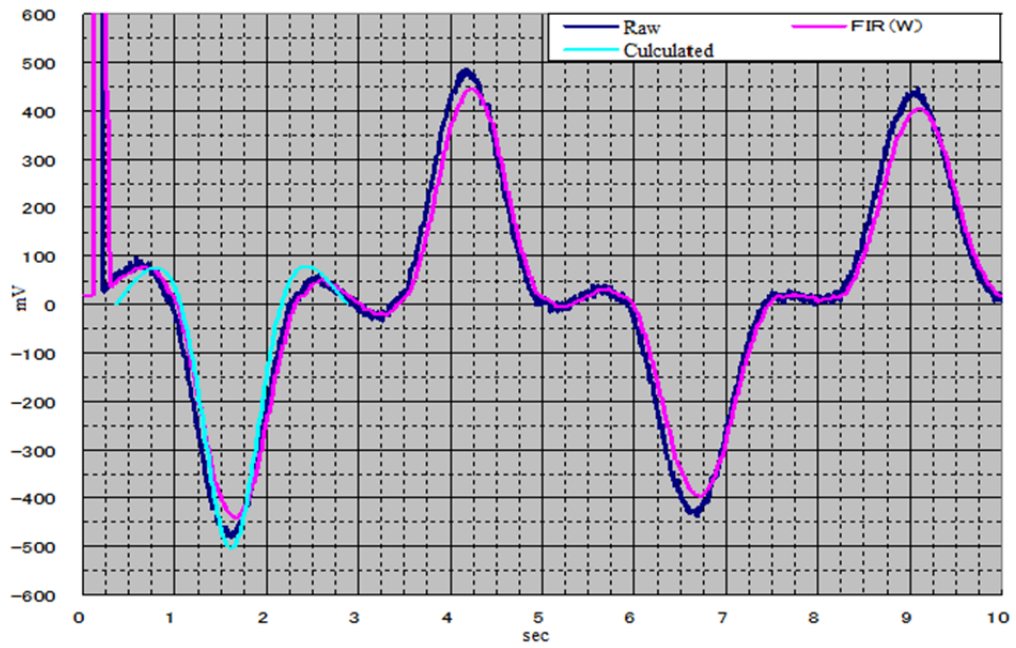
Blue :Measured Voltage, Cobalt Blue : Calculated Voltage

Pink : FIR filtered for Measured Voltage

Fig.4.6 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 90deg



(a) Initial Position 120deg,Direction CW

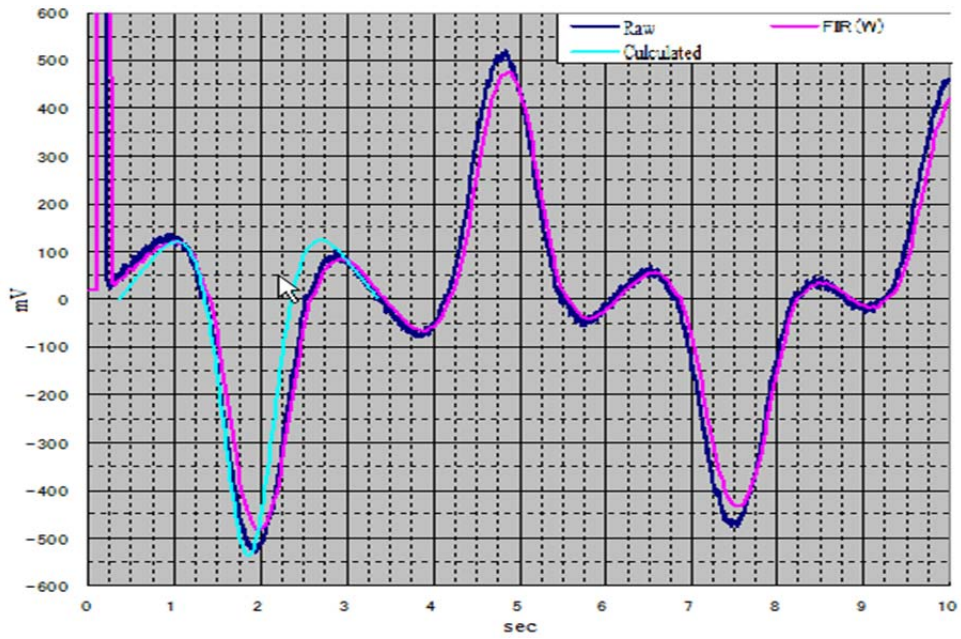


(b) Initial Position 120deg,Direction CCW

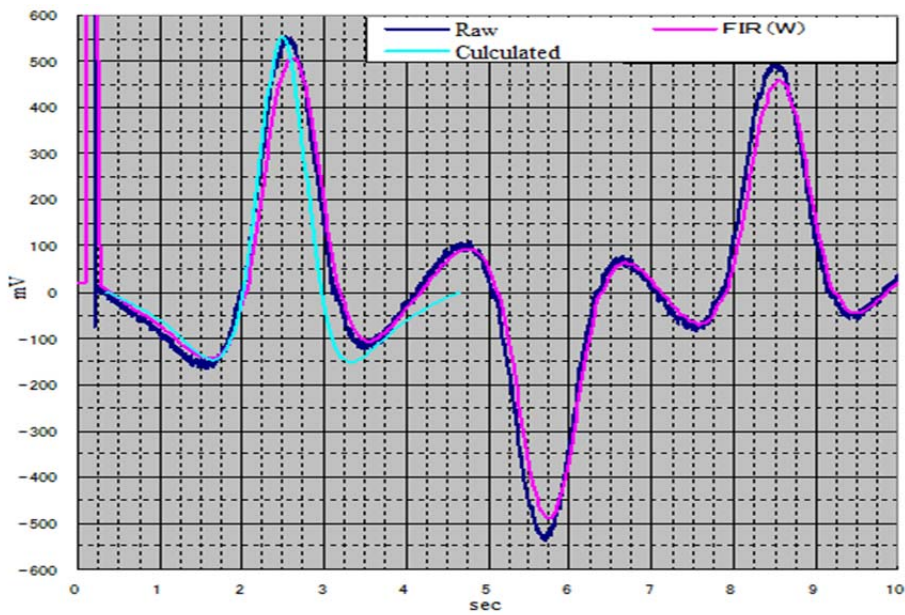
Blue :Measured Voltage, Cobalt Blue : Calculated Voltage

Pink : FIR filtered for Measured Voltage

Fig.4.7 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 120deg



(a) Initial Position 150deg,Direction CCW



(b) Initial Position 180deg,Direction CW

Blue :Measured Voltage, Cobalt Blue : Calculated Voltage

Pink : FIR filtered for Measured Voltage

Fig.4.8 Induced Voltage on Inactivated phase W at starting from 150 and 180deg

4.3 休止相誘起電圧を用いたマッピング手法によるTMPの始動制御⁽²⁸⁾

4.2節の結果を利用した始動時の誘起電圧の振幅/極性及び時間で構成されたマッピングテーブルを作成し、このテーブルに基づく始動制御手法を磁気軸受型 TMP を用いて検証した。その結果、回転子が逆回転することなく始動でき、Fig.2.10 に示した休止相誘起電圧を用いたセンサレス手法へ移行できることが確認できた。

Table4.2に示した V_{peak} と T_{peak} の関係をグラフに示すとFig.4.9となる。なお、初期位置が30deg 近辺や 160deg 近辺から始動する場合は、Fig.4.9 の関係だけでは動作方向を判定することは困難であったため、領域3と領域4を区別できる条件として、Fig.4.10 に示す始動位置に対する誘起電圧ゼロクロス到達時間の関係を判断条件として追加することにした。

始動制御で重要なことは転流タイミングを確実に得ることである。Fig.4.4～Fig.4.8 から判るように CW 方向である場合、始動直後の V_{peak} 検出タイミングで転流をすればよいが、CCW 方向ではそのタイミングが変り、始動位置の判断が必要になる。

そこで、始動時の休止相に現れる振幅と時間の組み合わせを始動位置ごとに区別したTable4.3 に示すテーブルを用いた始動制御を行う。なお、 V_{peak} の絶対位置が50mV 以下である場合、 V_{peak} はゼロとしている。磁気軸受型 TMP を用いた実験の結果を Fig.4.11 に示す。

領域1, 2及び5と判定された場合には、転流タイミングを確実に得ることができ、休止相誘起電圧を用いたセンサレス手法へ移行できており、始動制御が失敗することは稀であった。しかし、始動時の誘起電圧が小さくなる領域3～領域4に属する位置からの始動制御では失敗をすることがある。

この原因は領域5と誤判定されたことにあり、始動直後の誘起電圧が小さいことに起因する。

始動位置が±20deg 以内であれば、領域5と判断されても結果的に始動ができるが、100deg 近辺や 180deg 付近では始動制御のやり直しが必要になる場合があることが判った。

Table4.3 Judge Conditions at Starting Based on the Mapping Method

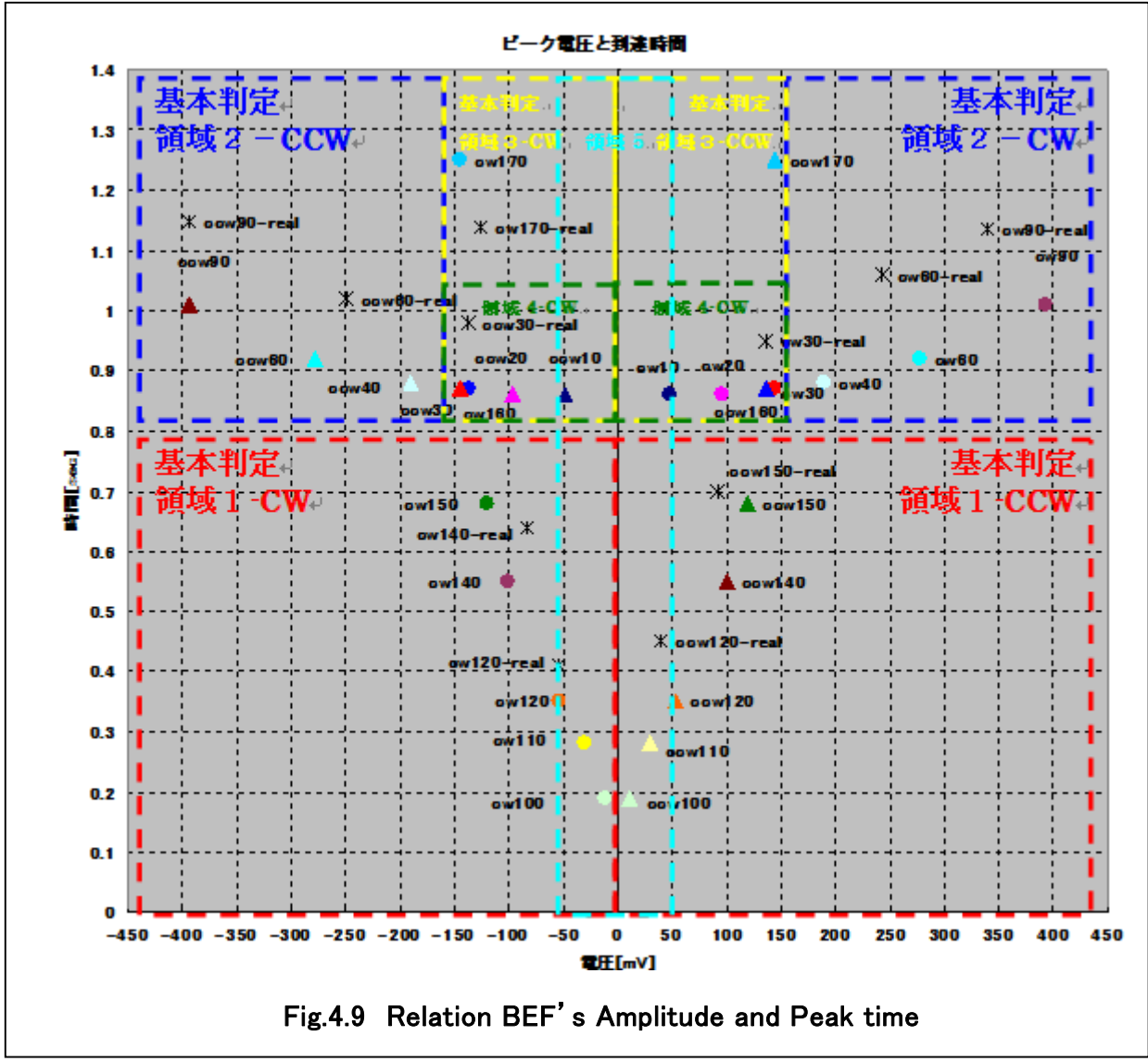
Judge Condition of Area at Starting			Area	Judge Cond' of Directon		Commutation Timing at Starting (No. of $sgn(V_{peak}) > 0$)	
Time[sec]		BEF' s Amp		Polarity of BEF		CW	CCW
Peak Timing $T_{peak}[sec]$	Zero Crossing Time $T_o[sec]$	$ V_{peak} $ [mV]	Pos	Neg			
$T_{peak} < 0.8$	X	X	1	CCW	CW	1	3
$T_{peak} \geq 0.8$	X	$ V_{peak} > 150$	2	CW	CCW	1	1
$T_{peak} \geq 1.05$	X	$ V_{peak} \leq 150$	3	CCW	CW	1	3
$0.8 \leq T_{peak} < 1.05$	$T_o \leq 1.75$	$ V_{peak} \leq 150$	4	CCW	CW	1	3
Don't detect the V_{peak} at the timing passing 0.8sec			5	CW		Forced Comm	

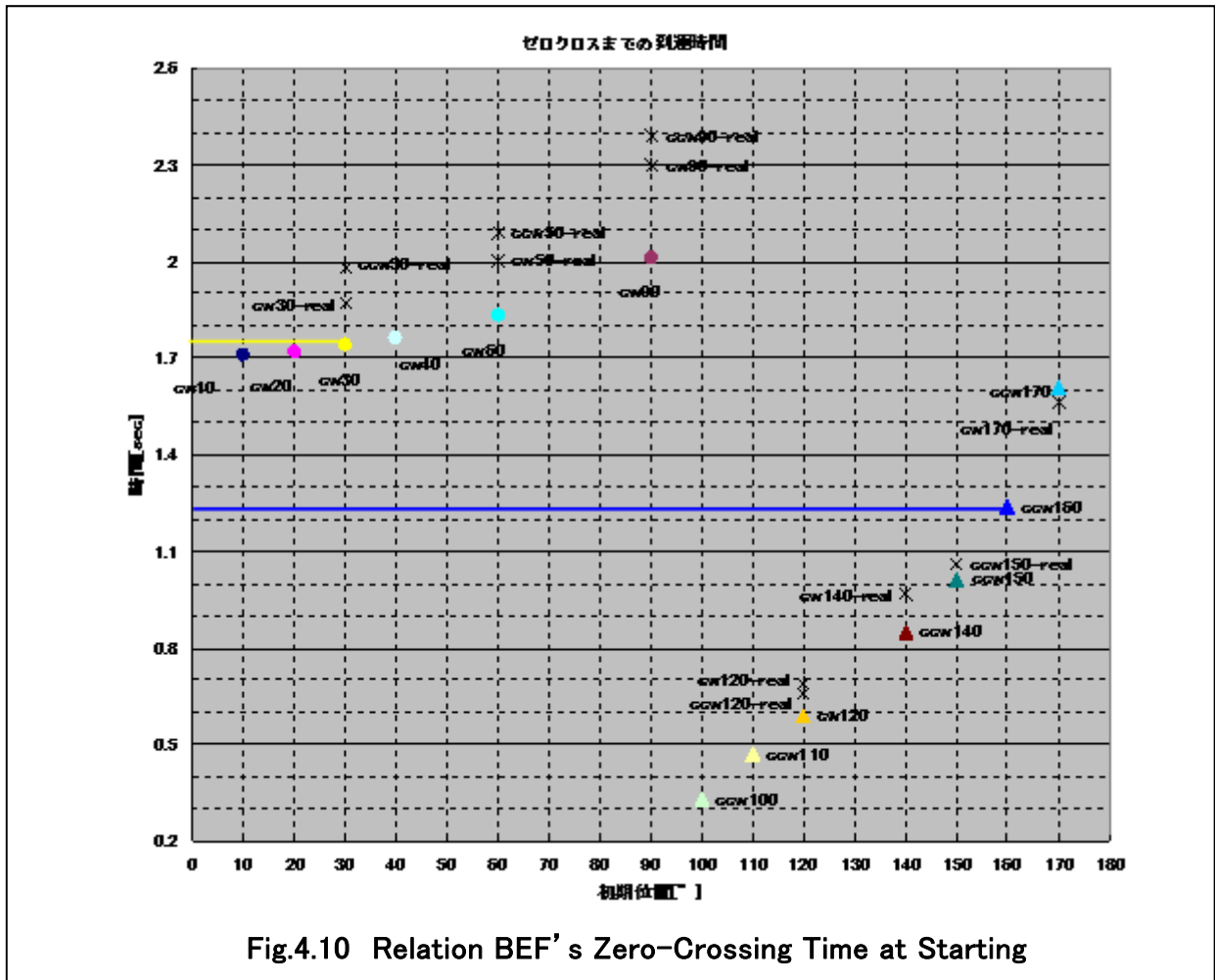
検証結果をまとめると、

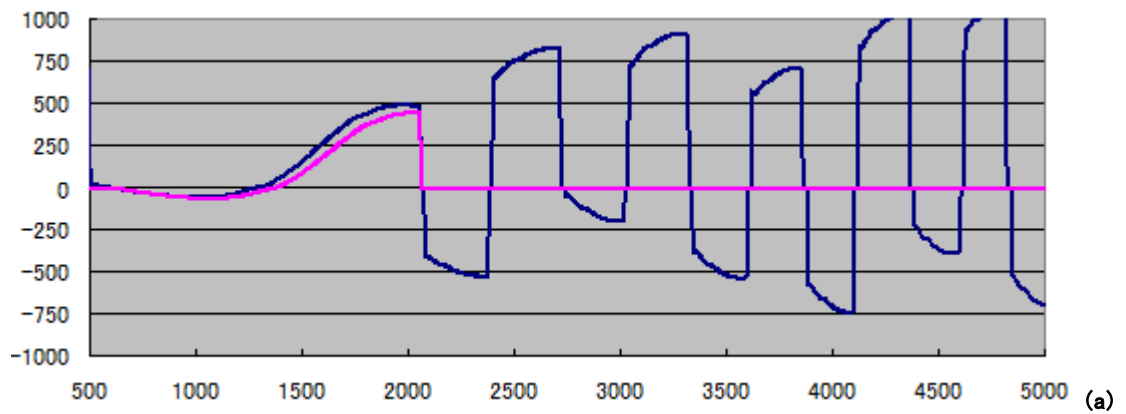
- ・ マッピングテーブルによる始動制御手法を用いた始動制御が、誘起電圧が検出可能な領域から始動する場合、逆回転することなく、休止相誘起電圧を用いたセンサレス手法へ移行できることが判った。
- ・ しかし、誘起電圧が得にくいときには始動制御が失敗することがあり、これを防ぐには、初期値が $\pm 90\text{deg}$ 以内であるか否かを把握する必要がある。

SPMSM の停止時の磁極位置を知る手段も提案されているが⁽³⁴⁾、始動制御が確実に出来ることが不明である。始動時の磁極位置を $\pm 90\text{deg}$ 以内であることを逐次得るには、(4-10)式を利用して時刻毎の位置と誘起電圧の関係をテーブルとして持つことも考えられるが、初期位置ごとにテーブルを持つ必要があることや制動係数やバネを考慮する必要があるなど現実的ではない。

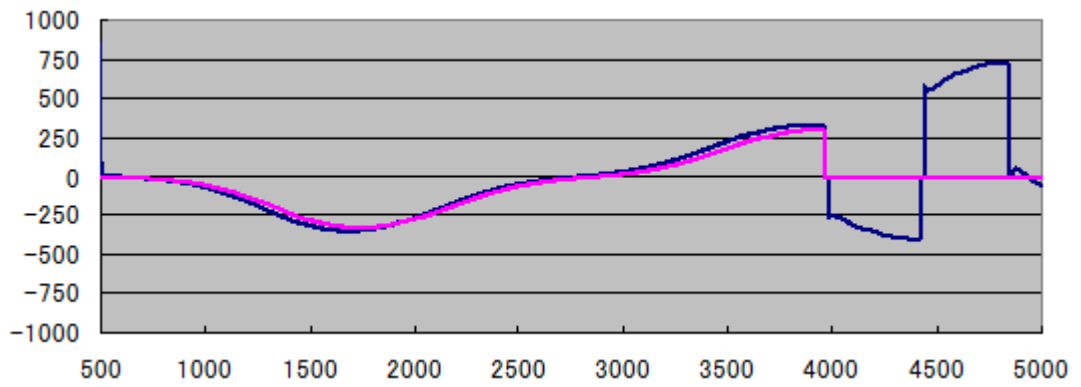
従って、マッピングテーブルによる始動制御の失敗を防ぐには、始動時の磁極位置を逐次把握できる実装可能な手法が必要であることが課題である。



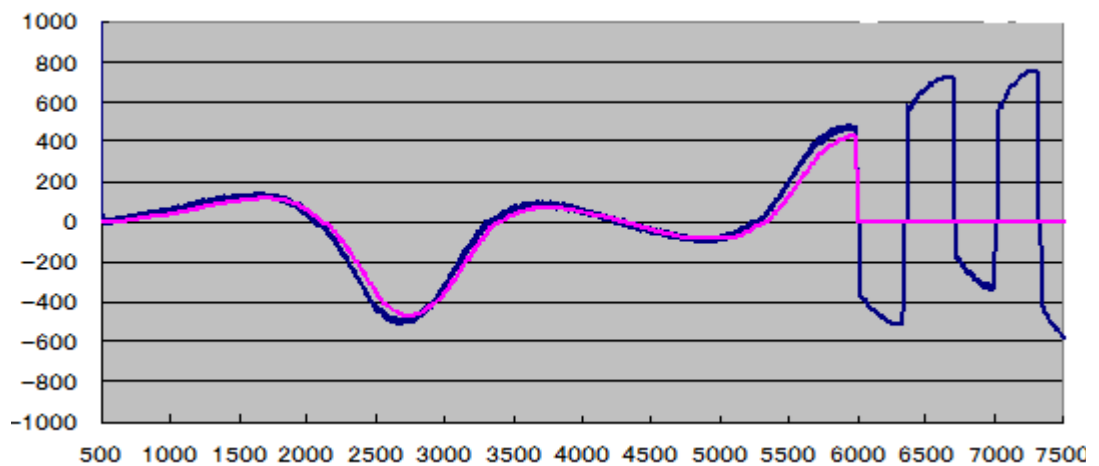




Stariting Position $\cong 120\text{deg,CW}$ (Area 1)



(b) Stariting Position $\cong 90\text{deg,CCW}$ (Area 2)

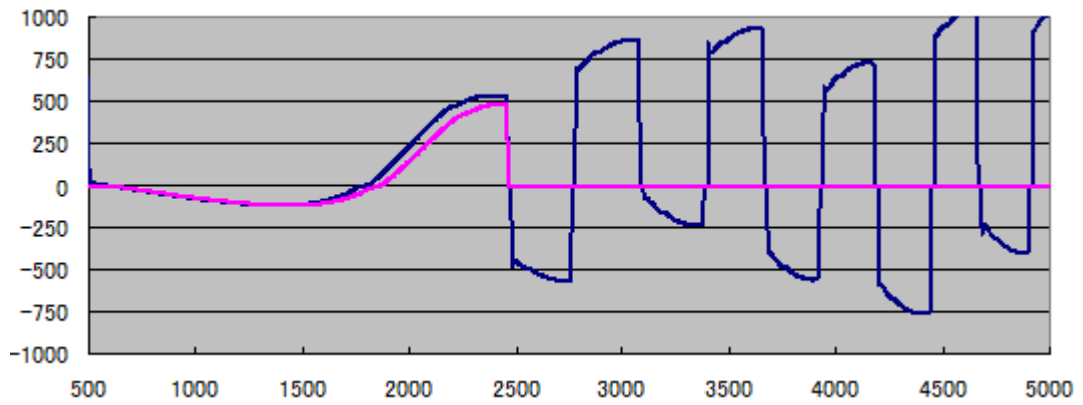


(c) Stariting Position $\cong 170\text{deg,CCW}$ (Area 3)

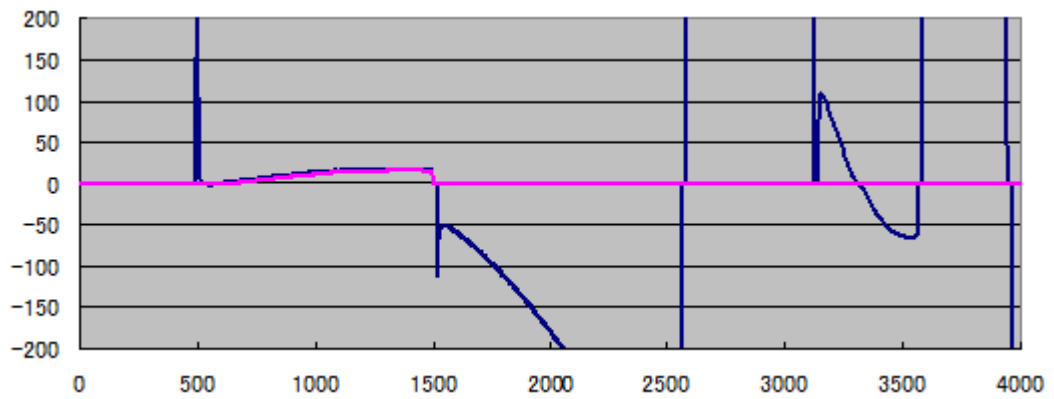
Blue : Raw Data of BEF on Resting Phase Pink : Filtered Data about Raw Data

Transverse axis is time[sec] Vertical axis is voltage[mV]

Fig.4.11 Experimental results using Table 4.3



(d) Starting Position $\approx 160\text{deg}$, CW (Area 4)



(e) Starting Position \approx below 10deg , CW (Area 5)

Transverse axis is time[sec] Vertical axis is voltage[mV]

Fig.4.11 Experimental results using Table 4.3

4.4 非線形オブザーバを利用した始動時の運動方程式による誘起電圧推定手法

始動時の磁極位置は不明であり、Fig.4.2 に示す回転子角度が $\theta' \approx 0$ と近似できず、制動係数やバネを含めた運動方程式(4-1)式は、磁極位置の正弦として外力を扱う非線形システムになり、始動時の磁極位置を解析的に解くことが困難である。このように観測不可能な状態量を知るための一つの手段にオブザーバ技術がよく用いられる。TMP では、観測可能な情報が誘起電圧に限られるので、評価関数 F_{cost} を(4-14)式とし、これを最小にする最良な誘起電圧推定値 \hat{e} を得る(4-16)式に示した運動方程式に基づく非線形誘起電圧オブザーバを考える。

$$F_{cost} = \arg_min(\varepsilon^2) \quad (4-14)$$

ここで、 $\varepsilon = \hat{e} - e$ 、 e は計測された誘起電圧、 \hat{e} は(4-15)による誘起電圧推定値。

$$\hat{e} = -\Phi_r \hat{\omega} \cos \hat{\theta}' \quad \text{ここで、} \hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}'}{dt} \quad (4-15)$$

により、始動時の位置と速度を逐次得ることを目的とする。

$$\text{始動時の推定位置} \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\theta}' \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{D}_{opt}}{\hat{J}_{opt}} \hat{\omega} - \frac{\hat{K}_{opt}}{\hat{J}_{opt}} \hat{\theta}' + \frac{\sqrt{3}\hat{\Phi}_{r_{opt}} \cos \hat{\theta}'}{\hat{J}_{opt}} I_p \\ P_{pair} \hat{\omega} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{g}_{1opt} \\ \hat{g}_{2opt} \end{bmatrix} \varepsilon \quad (4-16)$$

なお、システムパラメータ $\hat{\Phi}_{r_{opt}}$ 、 \hat{J}_{opt} 、 \hat{D}_{opt} 、 \hat{K}_{opt} 及び修正係数 \hat{g}_{1opt} 及び \hat{g}_{2opt} は未知である。

最近、このような非線形システムを取り扱う手法として、評価関数の微分連続性を必要としない粒子群最適手法(Particle Swarm Optimization :PSO)⁽³⁵⁾が注目されており、永久磁石同期電動機の回路定数の推定^{(36),(37)}や多慣性系の制御パラメータを係数関法による最適化⁽³⁸⁾など工学への応用も盛んに研究されている。

PSOはM次元の探索空間 S_0 に対して、正定関数 F_{cost} の最小値を探索し、(4-17)式を満たす最良な $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_M)$ を求める最適解探索アルゴリズムの一種である。

$$F_{cost} \leq \delta, \mathbf{x} = (x_1, \dots, x_M) \in S_0 \quad (4-17)$$

探索に使用する粒子の数をN、その次元をMとすると、(4-18)式で定義された各粒子が、探索空間 S_0 を動きまわり、(4-17)式を満たす最良な近似解 $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_M)$ を探す。

$$\text{位置} \quad \mathbf{x}^i = (x_1^i, \dots, x_M^i) \quad , \quad \text{速度} \quad \mathbf{v}^i = (v_1^i, \dots, v_M^i) \quad (4-18)$$

ここで、 i は粒子のインデックス番号1～N

そこで、本論文では、(4-15)式、(4-16)式で表した非線形力学システムに PSO を適用した非線形誘起電圧オブザーバを解くことに、TMP の始動時の位置を推定する。

(4-15)式による誘起電圧 \hat{e} を得るためには、(4-16)式から $\hat{\omega}$ と $\hat{\theta}'$ を得る必要がある。そこで、未知の力学パラメータ $\hat{\Phi}_{r_{opt}}$, \hat{J}_{opt} , \hat{D}_{opt} , \hat{K}_{opt} をまず求める。

(4-16)式において、 $g_{1opt} = g_{2opt} = 0$ とした (4-19)式において、初期位置 $\hat{\theta}(0)$ は既知、 $\hat{\omega}(0) = 0$ を用いる。なお、 I_p は Table4.1 に示した (4-19)式のシステム入力である。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\theta}' \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{D}_{opt}}{\hat{J}_{opt}} \hat{\omega} - \frac{\hat{K}_{opt}}{\hat{J}_{opt}} \hat{\theta}' + \frac{\sqrt{3} \hat{\Phi}_{r_{opt}} \cos \hat{\theta}'}{\hat{J}_{opt}} I_p \\ P_{pair} \hat{\omega} \end{pmatrix} \quad P_{pair}: \text{磁極対数}, \quad (4-19)$$

探索空間 S_0 の次元 M は 4, 粒子の数 N は 30 とした。更新回数を 200 回とし、粒子更新式は (4-20)式とし、最良値を (4-21)として求めた。

$$\begin{aligned} \text{粒子更新式} \quad v_j^i(k+1) &= \omega v_j^i(k) + c_1 (pbest_j^i - x_j^i(k)) + c_2 (gbest(k) - x_j^i(k)) \\ x_j^i(k+1) &= x_j^i(k) + v_j^i(k) \end{aligned} \quad (4-20)$$

但し、 $i = 1 \sim N$, $j = 1 \sim M$, ω は重み関数、 C_1 及び C_2 はランダムに与えられる係数である。

$pbest_j^i$ は、(4-21)式で更新される i 番目の粒子に関し、 F_{cost} の現在までの最良値を与える粒子位置の各要素である。 $gbest(k)$ はその時点 k におけるすべての粒子の $pbest^i$ の最良値である。

$$F_{cost}(pbest^i) \leq F_{cost}(x^i(\tau)), \quad 0 \leq \tau \leq k, \quad pbest^i \equiv (pbest_1^i, \dots, pbest_M^i) \quad (4-21)$$

力学パラメータの推定に用いた TMP の誘起電圧計測データを Table4.4 に示す。始動時の通電電流 I_p は Table4.1 に示した 8[A]を用いた。

Table4.4 Measured Data using for Estimations

Data No	Index Name	Description
1	CW60	Initial Position is about 60deg and Moving Direction is normal rotation at starting
2	CW90	Initial Position is about 90deg and Moving Direction is normal rotation at starting
3	CW120	Initial Position is about 120deg and Moving Direction is normal rotation at starting

力学的パラメータの推定結果を Table4.5 に示す。推定された慣性と Table4.1 に示した慣性設計値 $0.0944[\text{kgm}^2]$ には、約 $0.05[\text{kgm}^2]$ 程度の違いがある。この違いは、翼車とロータの締結部品やスラスト磁気軸受部材が考慮されていないことが原因である。

磁束は、Table4.1 のパラメータを(4-13)式に代入し求めると $0.018[\text{wb}]$ となり、推定値が 50% 程度大きくなっている。この要因として、(4-19)式における I_p を設計値 $8[\text{A}]$ 一定として求めたことが挙げられる。

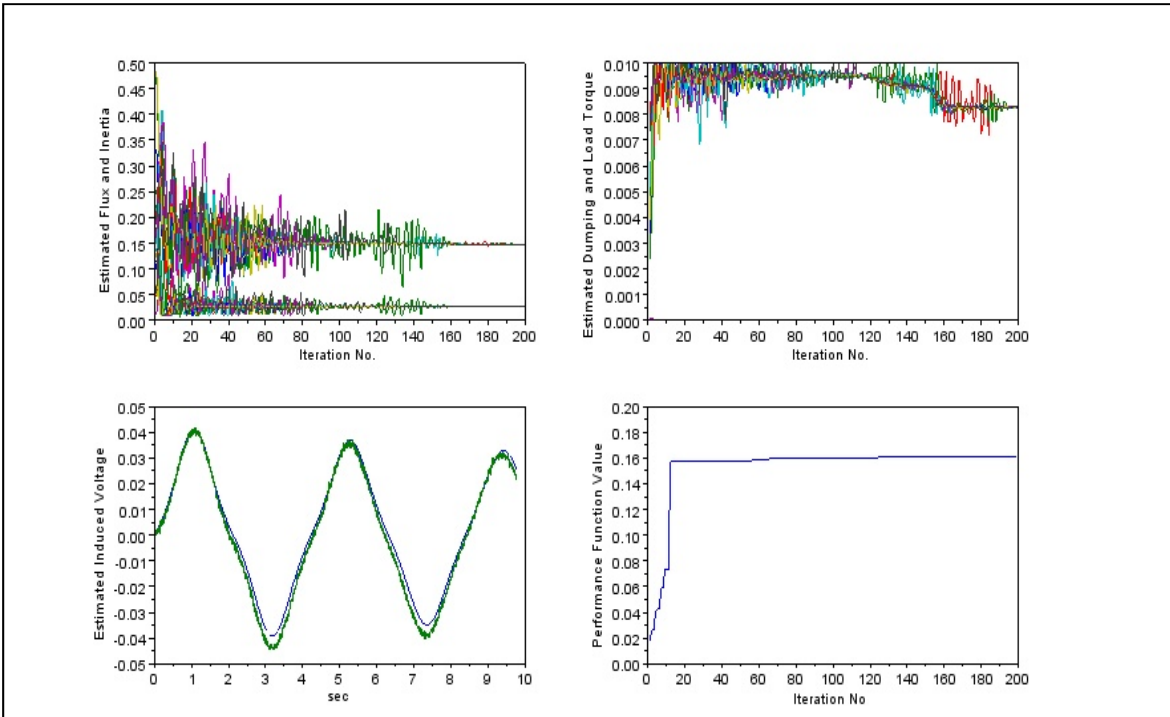
また、ばね定数 K の推定値のばらつきが幾分大きい。これは、Fig.4.4 や Fig.4.5 など計測した誘起電圧波形を見ると、その周期が徐々に小さくなっており、固有振動数が一定でないことが影響していると考えられる。

動摩擦係数 D とバネ係数 K は設計値がなく比較できないが、磁束及び慣性の推定値は、初期位置の違いによらず設計値とオーダーが同じであること、推定された誘起電圧波形が、 $\pm 90\text{deg}$ 以内の初期位置での計測された誘起電圧とほぼ一致していることから、(4-14)式の意味で最良な力学的パラメータとして以下を選定した。

$$\hat{\Phi}_{opt}=2.683\text{e-}002, \hat{J}_{opt}=1.483\text{e-}001, \hat{D}_{opt}=8.283\text{e-}003, \hat{K}_{opt}=3.261\text{e-}005$$

Table4.5 Results of estimated mechanical parameters

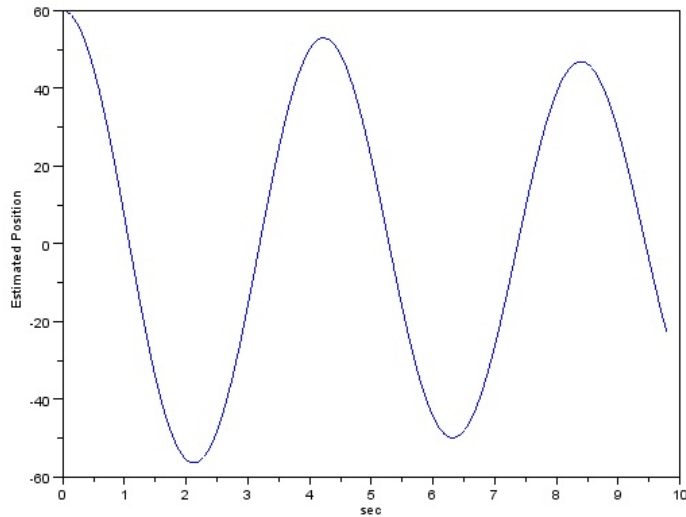
Φ_r [wb]	J [kgm ²]	D [N-m-sec ⁻¹ /rad]	K [N-m/rad]	Performance Func	Remark
2.683e-002	1.483e-001	8.282e-003	3.261e-005	1.606e-001	cw60 Iteration:200 Fig.4.12
2.696e-002	1.437e-001	6.061e-003	3.951e-005	1.451e-001	cw90 Iteration:200 Fig.4.13
2.798e-002	1.493e-001	8.064e-003	8.556e-005	1.273e-001	cw120 Iteration:200 Fig.4.14



Upper Left : Estimated Flux and Inertia Upper Right : Estimated Damping and Spring Factor

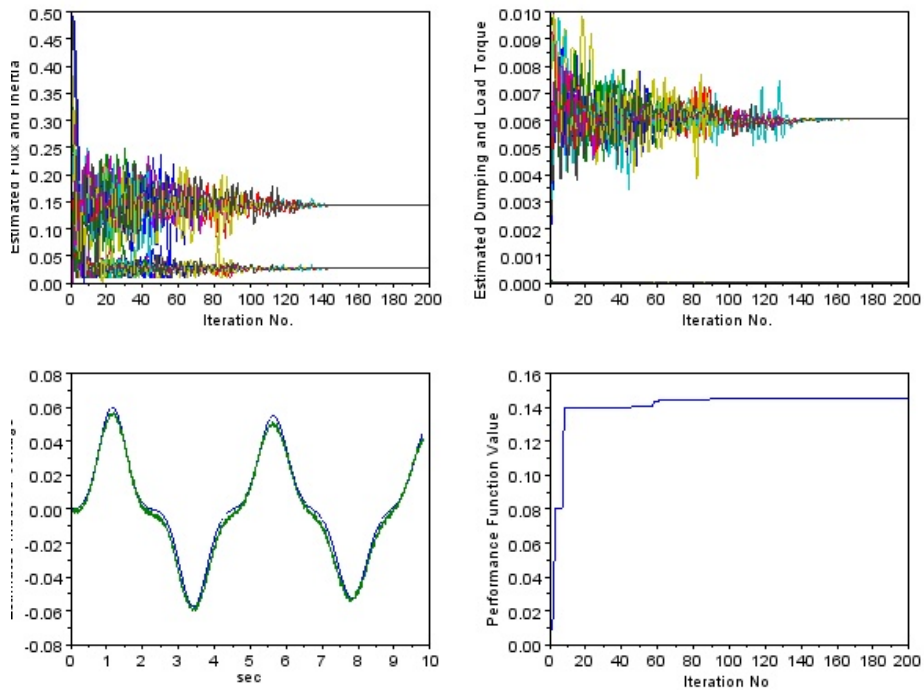
Lower Left : Estimated Induced Voltage Lower Right : Performance Function Value

(a) Estimated results of mechanical parameters



(b) Calculated Position

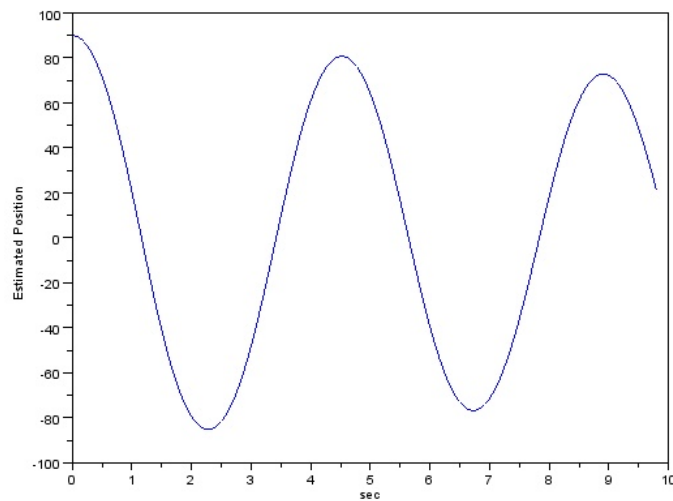
Fig.4.12 Results of estimated mechanical parameter using CW60
(Iteration:200)



Upper Left : Estimated Flux and Inertia Upper Right : Estimated Dumping and Spring Factor

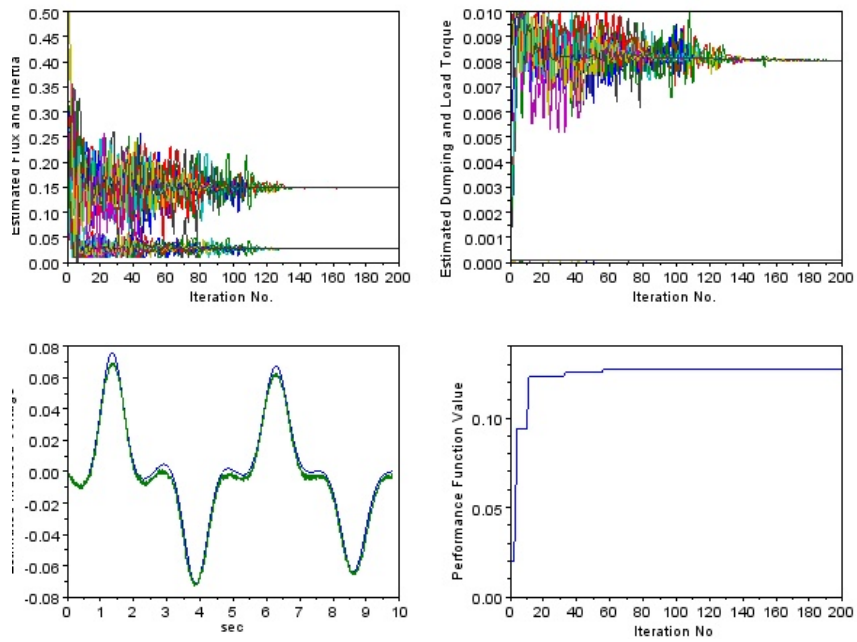
Lower Left : Estimated Induced Voltage Lower Right : Performance Function Value

(a) Estimated results of mechanical parameters



(b) Calculated Position

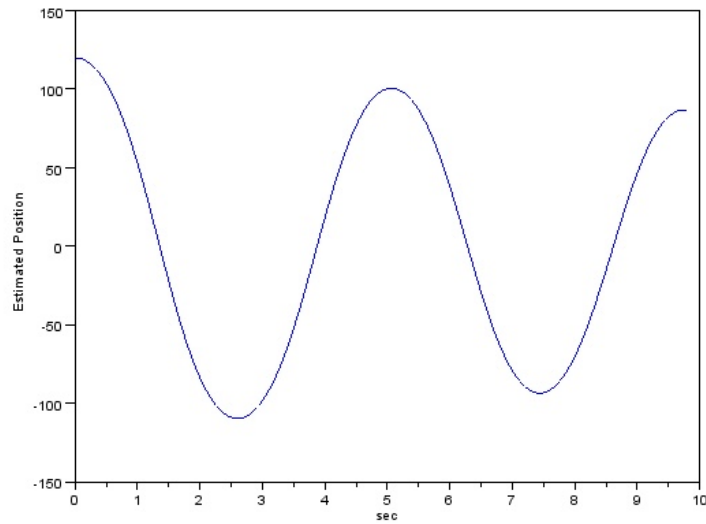
Fig.4.13 Results of estimated mechanical parameter using CW90
(Iteration:200)



Upper Left : Estimated Flux and Inertia Upper Right : Estimated Damping and Spring Factor

Lower Left : Estimated Induced Voltage Lower Right : Performance Function Value

(a) Estimated results of mechanical parameters



(b) Calculated Position

Fig.4.14 Results of estimated mechanical parameter using CW120
(Iteration:200)

次に、先に求めた力学パラメータ $\hat{\Phi}_{opt}, \hat{J}_{opt}, \hat{D}_{opt}, \hat{K}_{opt}$ を(4-16)式に代入し、修正係数 $\hat{g}_{1opt}, \hat{g}_{2opt}$ を求める。なお、初期条件は $\hat{\theta}(0) = \hat{\omega}(0) = 0$ とする。

(4-22)式により速度及び位置を逐次更新し、誘起電圧誤差 $\varepsilon(k) = \hat{e}(k) - e(k)$ に関する(4-14)式の評価関数 F_{cost} を最小にする最良な $\hat{g}_{1opt}, \hat{g}_{2opt}$ をシステムパラメータ推定と同様に求めた。

$$\begin{aligned} \text{Velocity } \hat{\omega}(k) &= \hat{\omega}(k) + \hat{g}_{1opt} \times \varepsilon(k) \\ \text{Position } \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k) + \hat{g}_{2opt} \times \varepsilon(k) \end{aligned} \quad (4-22)$$

Table4.4に示したそれぞれの計測データを用い、修正係数を求めた結果をTable4.6に示す。

Table4.6 Results of estimated correction parameters

Data No.	g1	g2	Remark
1	3.427e+001	-1.481e+001	cw60, Iteration:300
2	5.267e+000	-2.743e+000	cw90, Iteration:300
3	7.169e+000	-3.290e+000	cw120, Iteration:300

修正係数の選定は、先に求めた力学パラメータ $\hat{\Phi}_{opt}, \hat{J}_{opt}, \hat{D}_{opt}, \hat{K}_{opt}$ 及びTable4.6の各係数を(4-16)式に代入し、(4-15)式によって得られる誘起電圧推定値 \hat{e} をそれぞれ求め、Table4.4の計測データと比較し選定する。

データ番号 1 による修正係数の組み合わせを Table4.4 のデータ番号 2 及び 3 (CW90, CW120 の誘起電圧) に対して、誤差 ε が発散するため好ましくない。データ番号 2 及び 3 による修正係数は、いずれも誤差 ε が発散することがない。

従って、推定された誘起電圧波形が、計測データ波形に近くなるデータ番号 2 による修正係数を選択した。

始動時の磁極位置推定について、以上で求めたパラメータを用いて、(4-15)式及び(4-16)式による非線形オブザーバにより得た誘起電圧及び位置の時間波形を Fig.4.15～Fig.4.17 に示す。なお、計測データは、CCW60, CCW90, CCW120 データを使用した。

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{opt} &= 2.683e-002, \hat{J}_{opt} = 1.483e-001, \hat{D}_{opt} = 8.283e-003, \hat{K}_{opt} = 3.261e-005 \\ \hat{g}_{1opt} &= 5.267e+000, \hat{g}_{2opt} = -2.743e+000 \end{aligned}$$

$$I_p = 8.0A$$

Fig.4.15 では、始動後 2 秒程度で磁極位置が推定出来ているが、Fig.4.16 では、磁極位置が正しく推定されるまで、約 6 秒要することになる。さらに、Fig.4.17 では、10 秒後においても始動位置が正しく推定出来ていない。この要因を考えると、力学パラメータの推定結果を示す Fig.4.12～Fig.4.14 では、誘起電圧が計測データともよく一致していることから、力学パラメータが大きく影響を与えているとは考えづらい。

従って、修正係数について見直しすることにした。力学パラメータ推定時に得た誘起電圧波形と非線形オブザーバにより得た誘起電圧波形を比べると、始動直後の推定精度が悪いこと、

CCW120 データでは、データ 6 秒以降における推定波形も大きく歪んでいる。

そこで、(4-22)式の速度と位置の更新量について、始動直後は大きく更新し、時間の経過共に更新量を小さくすることを考えた(4-23)式に示す更新則に修正をした。

$$\begin{aligned} \text{Velocity } \hat{\omega}(k) &= \hat{\omega}(k) + (\hat{g}_{1opt}/k) \times \varepsilon(k) \\ \text{Position } \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k) + (\hat{g}_{2opt}/k) \times \varepsilon(k) \end{aligned} \quad \text{where } k \text{ is iteration's time} \quad (4-23)$$

また、評価関数も(4-24)式として、時間の経過と共に評価関数が小さくなるようにした。

$$F_{cost} = arg_min(\varepsilon^2/k) \quad (4-24)$$

Table4.7 に修正係数を見直した結果を示す。

Table4.7 Results of estimated correction parameters

Data No.	g1	g2	Remark
1	3.530e+002	-3.629e+002	cw60, Iteration:300
2	1.657e+002	-1.120e+002	cw90, Iteration:300
3	1.781e+002	-1.218e+002	cw120, Iteration:300

Table4.6 と比較すると、修正係数のオーダーはすべて同じ範囲になっている。(4-24)式の評価関数は時間と共に小さくなることを意味する。従って、始動位置が大きい場合であっても、始動後の時間がある程度経過した誘起電圧波形に対する修正係数を選択することになる。この影響が Table4.7 に示した修正係数の値に表れていると考える。修正係数の選択では、データ番号1による結果を用いると発散するので、データ番号3で得た係数 $\hat{g}_{1opt}=1.781e+002$ 、 $\hat{g}_{2opt}=-1.218e+002$ を用いた。

この修正係数を用いて、同様に推定した誘起電圧及び位置の時間波形を Fig.4.18～Fig.4.20 に示す。始動位置が $\pm 90^\circ$ 以内では、Fig.4.15 及び Fig.4.16 の誘起電圧推定波形と比べ、始動直後からよく一致する結果を得た。また、磁極位置推定波形の歪がほとんどなく、始動後 1 秒程度で推定ができていると判断できる。始動位置が 120° の場合においても、5 秒以降の誘起電圧波形は計測された誘起電圧とほぼ一致し、磁極位置波形も歪がない結果となっている。

従って、TMP のように慣性が大きく、制動係数やバネが小さい SPMSM では、非線形オブザーバの修正係数が位置推定に影響し、修正係数推定に時間重みを付与することで推定時間の短縮が図れることが判った。

以上のことから、4. 3節で示したマッピング手法において、始動時の磁極位置を誘起電圧オブザーバにより推定し、逐次把握することが可能になり、始動制御が失敗することを防ぐことが出来る。また、制動係数やバネを考慮していることから、より減衰が大きいボールベアリング型 TMP への適用も可能になる。さらには、始動時の磁極位置が逐次把握できることから、2. 4節で示したセンサレス駆動制御への移行が可能になると考える。

4.5 まとめと課題

始動時における回転子の運動方程式を導出し、制動係数やバネ項を無視すれば、ヤコビ楕円関数を用いて、始動時の磁極位置 θ' が解析的に時間関数で表現できることを示した。この考えに基づく実装可能な手法として、始動時の誘起電圧の振幅/極性及び時間で構成されたマッピングテーブルに基づく始動制御手法を提案した。この手法によれば、逆回転することなく、休止相誘起電圧を用いたセンサレス手法へ移行できることを磁気軸受型 TMP による検証で確認した。

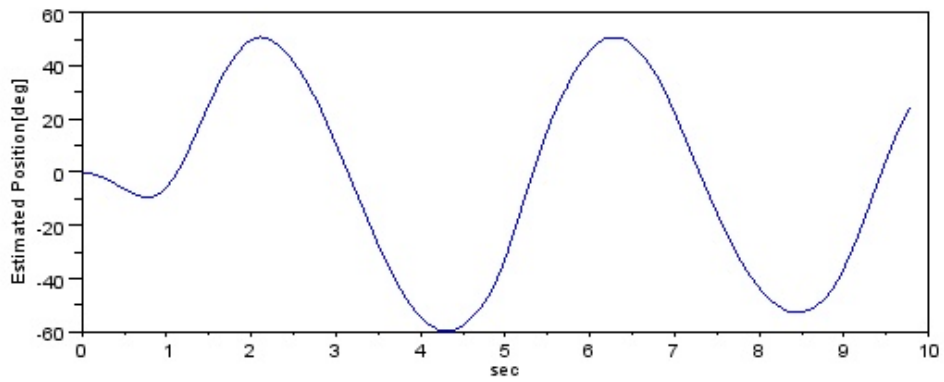
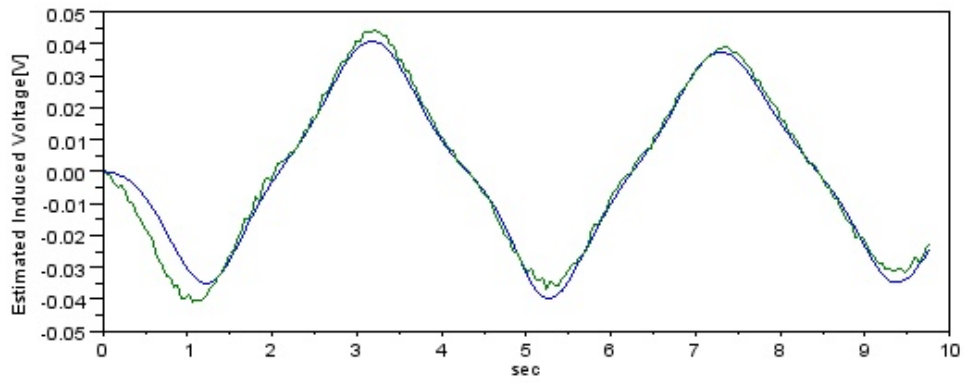
しかし、誘起電圧が得にくいときには、始動制御が失敗することがある。これを防ぐには、始動初期値が $\pm 90\text{deg}$ 以内であるか否かを逐次把握できる実装可能な手法が必要であること、また本手法は、制動係数やバネを考慮しておらず、ボールベアリング型 TMP には適用が困難であることを課題として示した。

そこで、制動係数やバネを考慮した運動方程式に基づく非線形誘起電圧オブザーバを提案し、磁気軸受型 TMP のように慣性が大きく、制動係数やバネが小さい SPMSM では、非線形オブザーバの修正係数が位置推定に影響し、修正係数推定に時間重みを付与することで推定時間の短縮が図れることを示した。また、制動係数やバネを考慮したことにより、誘起電圧の減衰がより大きい、ボールベアリング型 TMP への適用も可能になる。さらには、始動時の磁極位置が逐次把握できることから、2.4節で示した誘起電圧に基づくセンサレス駆動制御への移行が可能になる。

筆者らは、文献(39)で慣性が大きい SPMSM に対しても、運動方程式に基づく非線形誘起電圧オブザーバにより、始動時の磁極位置が推定できることを確認し、文献(40)により誘起電圧に基づくセンサレス駆動制御に移行できることを確認した。

以上のことを以下にまとめる。

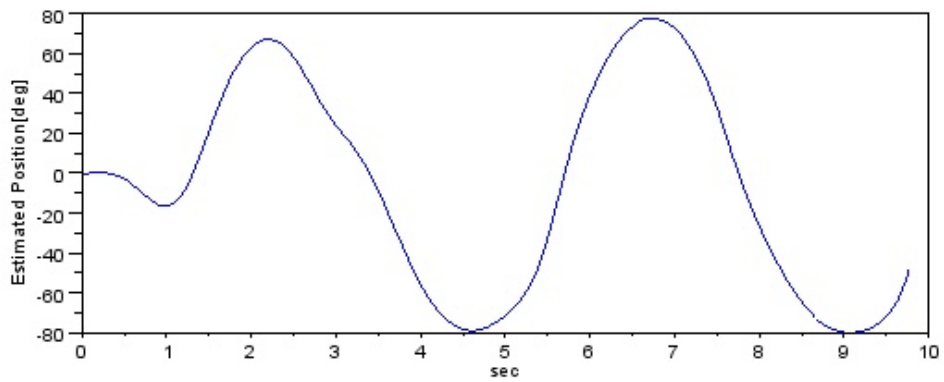
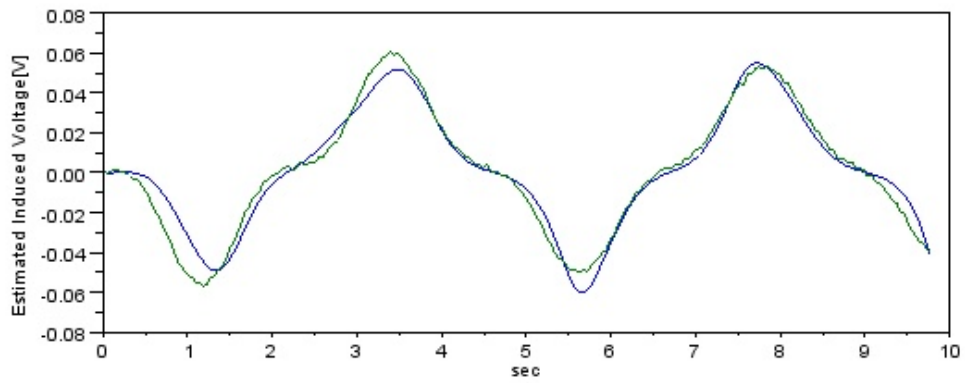
- ・ 制動係数やバネを考慮した運動方程式に基づく非線形誘起電圧オブザーバにより、始動時の磁極位置を逐次推定することで、マッピング手法を用いた TMP の始動が逆回転することなくでき、休止相誘起電圧を用いたセンサレス手法へ移行できる。
- ・ 今後の課題は、文献(25)により提案された手法へ直接移行できる手段の開発である。



Upper: Estimated Induced Voltage (Blue), Measured Voltage (Green)

Lower : Estimated Position by Eq. (4-16)

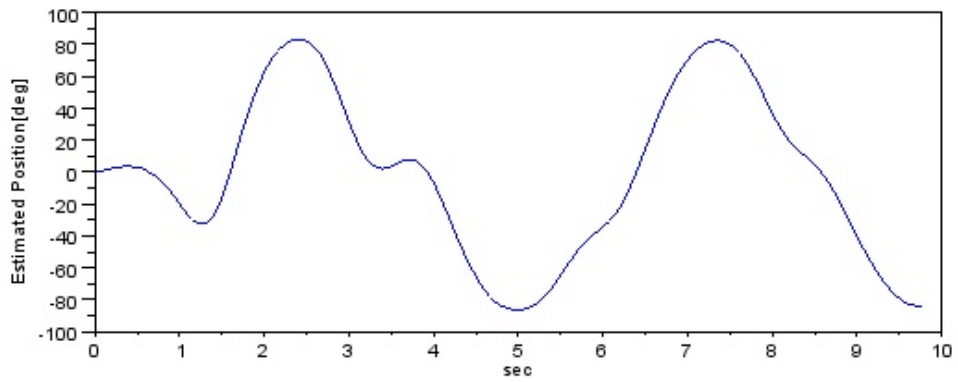
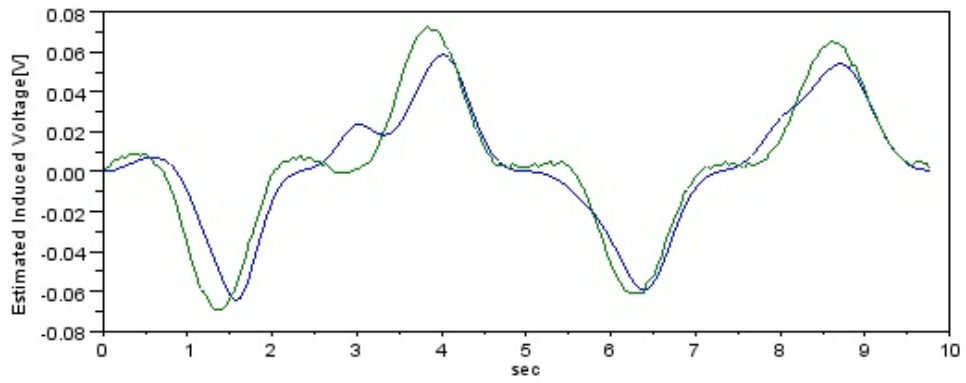
Fig.4.15 Results of estimated induced voltage and position using CCW60



Upper: Estimated Induced Voltage (Blue), Measured Voltage (Green)

Lower : Estimated Position by Eq. (4-16)

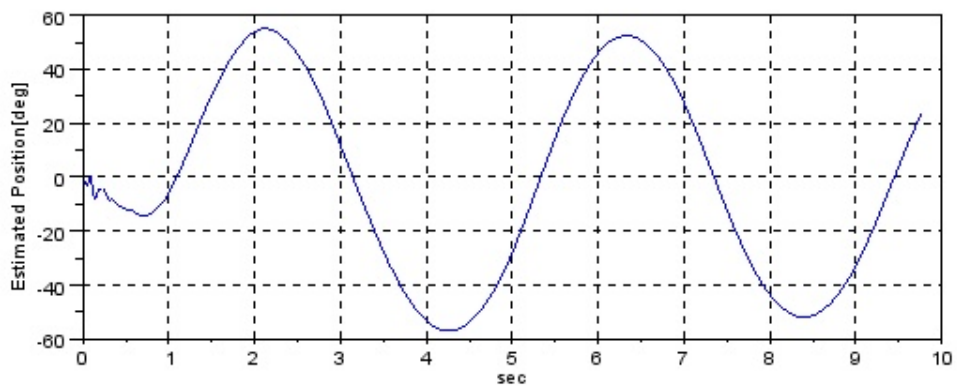
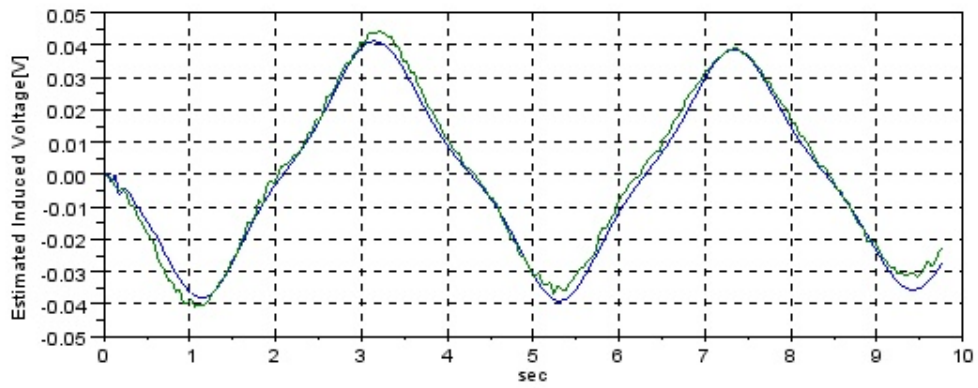
Fig.4.16 Results of estimated induced voltage and position using CCW90



Upper: Estimated Induced Voltage (Blue), Measured Voltage (Green)

Lower : Estimated Position by Eq. (4-16)

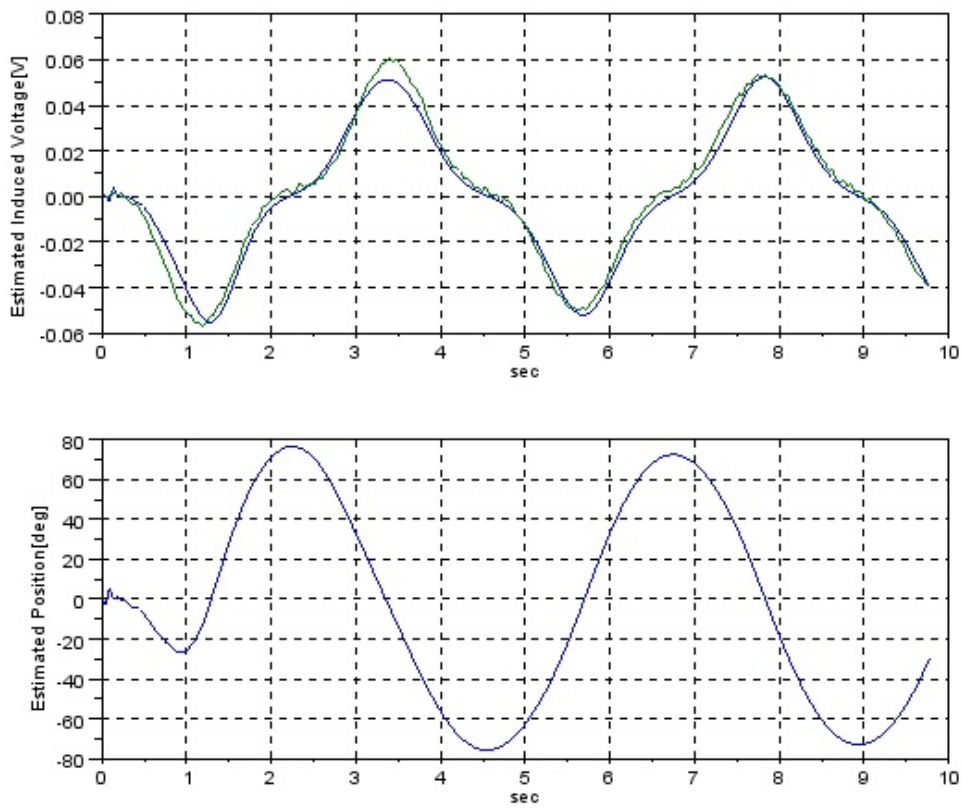
Fig.4.17 Results of estimated induced voltage and position using CCW120



Upper: Estimated Induced Voltage (Blue), Measured Voltage (Green)

Lower : Estimated Position by Eq. (4-16)

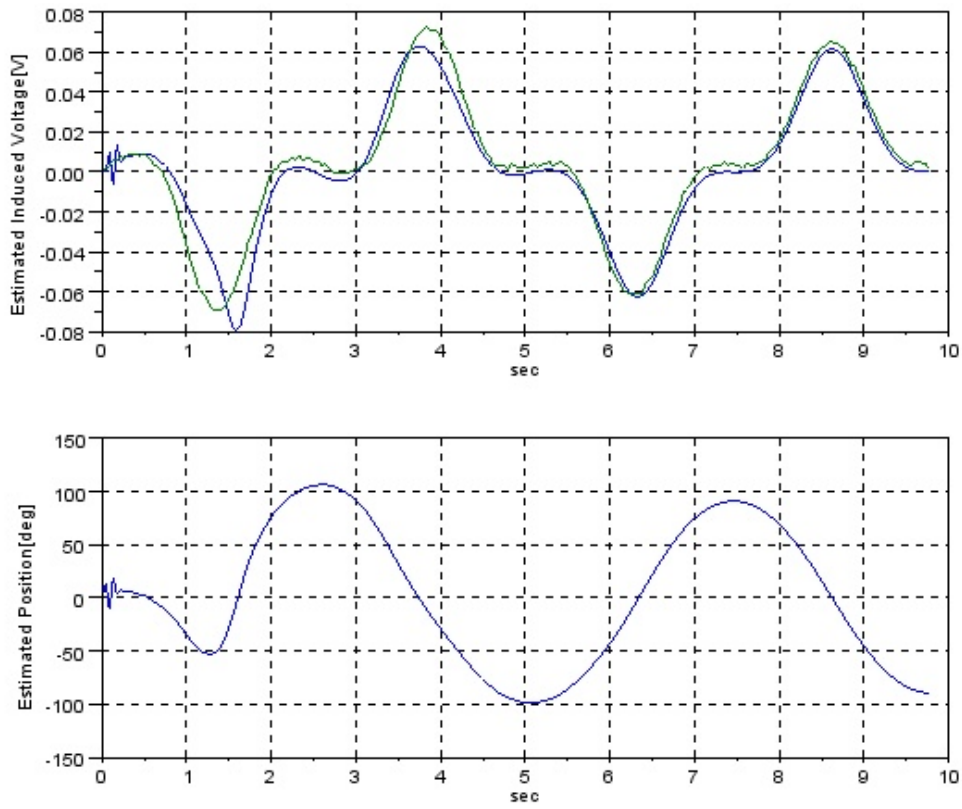
Fig.4.18 Results of estimated induced voltage and position employed modified nonlinear observer using CCW60



Upper: Estimated Induced Voltage(Blue) , Measured Voltage(Green)

Lower : Estimated Position by Eq. (4-16)

Fig.4.19 Results of estimated induced voltage and position employed modified nonlinear observer using CCW90



Upper: Estimated Induced Voltage(Blue) , Measured Voltage(Green)

Lower : Estimated Position by Eq. (4-16)

Fig.4.20 Results of estimated induced voltage and position employed modified nonlinear observer using CCW120

付録

(4-6)式の導出過程

$J \frac{d^2\theta'}{dt^2} = -\sqrt{3}\varphi_r I_p \sin(\theta')$ において $p = d\theta'/dt$ とおき, (A-1)式の関係を用いて変数分離すると,

(A-2)式を得る。

$$\frac{d^2\theta'}{dt^2} = \frac{d}{dt} p = \frac{d}{d\theta'} \frac{d\theta'}{dt} p = \frac{dp}{d\theta'} \frac{d\theta'}{dt} = p \frac{dp}{d\theta'} \quad (\text{A-1})$$

$$p dp = -\frac{1}{J} \sqrt{3}\varphi_r I_p \sin(\theta') d\theta' \quad (\text{A-2})$$

(A-2)式の両辺をそれぞれ積分すると,

$$p^2 = \frac{2}{J} \sqrt{3}\varphi_r I_p \cos(\theta') + C \quad (\text{A-3})$$

$$p = d\theta'/dt = 0 \text{ の時, } \theta' = \theta_0 \text{ より, } C = -\frac{2}{J} \sqrt{3}\varphi_r I_p \cos(\theta_0)$$

(A-3)式は, $1 - \cos \theta = 2 \sin^2(\theta/2)$ より (A-4)式となる。

$$\frac{d\theta'}{dt} = p = \pm \sqrt{\frac{2}{J} \sqrt{3}\varphi_r I_p \sqrt{\cos(\theta') - \cos(\theta_0)}} = \pm \sqrt{2} \sqrt{\frac{2}{J} \sqrt{3}\varphi_r I_p \sqrt{\sin^2(\theta'/2) - \sin^2(\theta_0/2)}} \quad (\text{A-4})$$

$k = \sin(\theta_0/2)$ (但し, $|k| \leq 1$), $\sin(\theta'/2) = k \sin(\varphi) = kz$ とおくと(A-4)式は(A-5)式となる。

$$\frac{d\theta'}{dt} = p = \frac{d\theta'}{dz} \frac{dz}{dt} = \pm 2k \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{J} \varphi_r I_p \sqrt{1-z^2}} \quad (\text{A-5})$$

ここで, $\sin(\theta'/2) = kz$ の両辺を z で微分すると, $\frac{d\theta'}{dz} \frac{d}{d\theta'} (\sin(\theta'/2)) = \frac{1}{2} \cos(\theta'/2) \frac{d\theta'}{dz} = k$ となり, (A-6)式を得る。

$$d\theta' = 2k \frac{1}{\cos(\theta'/2)} dz = 2k \frac{1}{\sqrt{1-k^2 z^2}} dz \quad (\text{A-6})$$

(A-5)式と(A-6)式より, 時間 dt は(A-7)式で表現できる。

$$dt = \pm \frac{1}{2k \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{J} \phi_r I_p \sqrt{1-z^2}}} d\theta' = \pm \sqrt{\frac{J}{\sqrt{3} \phi_r I}} \frac{1}{\sqrt{1-z^2} \sqrt{1-k^2 z^2}} dz \quad (\text{A-7})$$

(A-7)式の両辺を積分する。但し、積分時間範囲を Fig4.2 に示す初期位置 θ_0 を $t=0$ として、固定子磁束 S 極位置での時間 t_m までとし(A-8)式となる。

$$t_m = \pm \sqrt{\frac{J}{\sqrt{3} \phi_r I}} \int_0^{1/k \sin(\theta'/2)} \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 z^2}} dz = \pm \sqrt{\frac{J}{\sqrt{3} \phi_r I}} \int_0^z \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 z^2}} dz \quad (\text{A-8})$$

但し、 z 範囲： $z = (1/k) \sin(\theta'/2) \sim 0$

以上により(4-6)式が導出された。

z の積分範囲が $0 \leq z \leq 1$ の範囲、すなわち一回転しなければ、時間 t_m は、第一種楕円積分の解で得ることが出来る。

第5章 結論

本論文で調査及び研究した内容は以下のようにまとめることが出来る。

第一章では、電動機の可変速運転と制御は、マイクロプロセッサやセンサなど周辺技術の発展に支えられつつ、様々な産業分野のニーズに応えるべく、今日まで発展しており、今後も発展を遂げてゆくものと期待される。しかしながら、電動機制御に汎用的なものではなく、電動機をアクチュエータとするシステムが最高の性能を発揮するように、各々のシステムの用途に適した技術開発が必要となることを述べた。

カーゴ・ドアアクチュエーション・システムでは、2つの動作(低速／高トルクと高速／中トルク)が要求され且つ、電源変動などにも影響を受けない安定な可変速駆動を可能とするアクチュエーション・システムの実用化が望まれていることを示した。

また、ターボ分子ポンプのように慣性が大きく且つ、制動係数やバネが小さい SPMSM を用いたシステムにおいては、始動時の磁極位置を知ることが困難であり、始動制御は強制的に駆動することが多く、同期がとれない場合には逆回転をすることがあることを示した。ターボ分子ポンプシステムにおいて、その始動における逆回転は、製品価値を損なう原因の一つにもなる。

そこで、このようなシステムの始動制御について、中高速回転域の正弦波 PWM によるセンサレス駆動手法に速やかに移行でき且つ、始動時間の逆回転を防ぐことが可能な誘起電圧を利用した始動制御が必要であることを示した。

このような観点から、本論文は、永久磁石同期電動機アクチュエータの実用的速度制御について、次の2つの制御手法を開発することが目的であることを示した。

1. 航空機搭載システムに実用可能な IPMSM の可変速制御手法
2. TMP に実用可能な SPMSM の誘起電圧を用いたセンサレス始動制御手法

2章では、IPMSM の数式モデルを同期電動機モデルから導出し、最大トルク電流ベクトル軌跡と弱め界磁領域における電流ベクトル軌跡を適切に切り換え、制御することにより、SPMSM では実現が不可能であった動作要求を満たすことが可能になることを示した。

また、従来文献(24)で提案されている手法を例に、電流ベクトルが電圧飽和により不安定になることをシミュレーションにより示し、弱め界磁領域における電流ベクトル制御は、電圧飽和を防ぐことが必要であることを示した。特に、カーゴ・ドアシステムのように航空機に搭載されるアプリケーションでは、電源変動などの環境変動にも追従できる安定な電流ベクトル制御手法が必要であることを明確にした。

次に、ターボ分子ポンプシステムへの実用化という観点で、中高速回転域でのセンサレス駆動に関する従来技術及び始動制御に関する従来技術について俯瞰した。

中高速回転域におけるセンサレス駆動手法では、休止相に発生する誘起電圧を利用したセンサレス駆動手法、誘起電圧に基づくセンサレス駆動手法があることを示した。

前者は、電流リップルによるトルクの脈動が課題であり、正弦波駆動制御が必要であり、後者は、文献(19)を例として、ターボ分子ポンプのように高速回転域が広い用途では、位置推定精度に影響を与える修正係数の更新が必要となることを検証した。この課題について、慣性が大きく且つ、制動係数やバネが小さいシステムでは、文献(25)による手法により、修正係数を用いることなく、簡便な計算で位置推定及びインダクタンスの補正が可能であることを説明した。

始動制御では、唯一ターボ分子ポンプに適用され、実用化されている文献(26)による手法を取り上げ、その手法では、始動時に逆回転することがあり、逆回転を防ぐためには、より詳細な始動時の磁極位置とその回転方向を確実に把握できる手法が求められることを示した。

3章では、2章で示した IPMSM の弱め界磁制御手法の課題を解決する手法を提案した⁽²⁷⁾。

提案手法によれば、モータの動作点が弱め界磁領域に与えられ、低速/高トルク及び高速/中トルクの2つの動作が要求されるようなシステムにおいて、電圧飽和を防ぎ且つ、安定な電流ベクトル制御ができる。また、電圧変動や負荷変動など環境擾乱が考えられる航空機搭載アクチュエータにも提案する制御系が有効であることを供試品により検証した。

この手法は、航空機搭載だけでなく、材料試験機のアクチュエータへの適用も進めている。材料試験機は、金属材料だけでなく、樹脂材料など様々な材料の強度を試験する。そのため、力と歪速度の関係が材料毎に大きく異なり、材料試験機の種類も多岐に渡っている。試験条件を弱め界磁領域まで広げ、1台の試験機による試験可能な範囲が拡張できれば、製品価値を向上することになる。これを目的の一つとした、材料試験機に特化した IPMSM を開発し、本手法の適用する取り組みを行っている。

4章では、ターボ分子ポンプのように慣性が大きく且つ、制動係数やバネが非常に小さい回転子の始動時の運動について、制動係数やバネを無視した回転子運動方程式を解析的に解き、誘起電圧の振幅と磁極位置が時間の関数として表せることを示した。この解析解は計測した誘起電圧の誘起電圧の振幅/極性及び時間とよく一致し、解析解に基づくマッピングテーブルによる始動制御手法を提案し、磁気軸受型ターボ分子ポンプを用いて検証した。その結果、回転子が逆回転することなく、直ちに休止相誘起電圧を用いた従来センサレス手法へ移行できることを確認した。また、課題として、誘起電圧の減衰が磁気軸受型ターボ分子ポンプに比して大きいボールベアリング型ターボ分子ポンプにも適用するためには、制動係数やバネも含めた運動方程式を扱い、始動時の磁極位置を求める手法が必要であることを示した。

そこで、制動係数やバネを考慮した運動方程式に基づく非線形誘起電圧オブザーバによる始動時の磁極位置推定手法を提案し、推定した誘起電圧が計測した誘起電圧とよく一致し且つ、磁極位置も逐次推定できることをシミュレーションにより検証した。慣性が大きく、制動係数やバネが小さい回転子を有する永久磁石型同期電動機では、非線形オブザーバの修正係数推定に時間重みを付与することで、誘起電圧や磁極位置の推定時間が短縮できる。

この手法は、始動時の振り子運動を供される用途に限定されるが、ターボ分子ポンプだけでなく、慣性が大きい SPMSM の始動制御にも適用可能であることが文献(39)により確認している。今後、筆者らにより文献(40)で示した誘起電圧に基づくセンサレス駆動制御への移行手法をターボ分子ポンプにも適用することを進めていく所存である。

謝辞

本論文は、筆者が株式会社島津製作所において進めてきた永久磁石型同期電動機を用いたアクチュエーション・システムに実用可能な制御手法に関する研究をまとめたものである。

本論文をまとめるに当たり、親切なるご指導とご鞭撻を頂きました九州工業大学大学院生命体工学研究科 花本剛士教授に心から感謝申し上げます。

本論文の審査に際し、貴重なご意見、ご指導を頂きました九州工業大学大学院生命体工学研究科 内藤正路教授、本田英己客員教授、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、実験などに多大な協力を頂いた株式会社島津製作所基盤技術研究所 田中友浩氏、IPMSM 供試品を提供頂きました株式会社島津製作所 総合デザインセンター 村上弘明氏、光岡大輔氏、ターボ分子ポンプのご提供とその使用について、ご協力を頂きました株式会社島津製作所産業機械事業部 小崎 純一郎氏に深く感謝いたします。

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弘子、息子の弘基に感謝します。

参考文献

- (1) Masao Yana, Shigeru Abe, Eiichi Ohno, "History of Power Electronics for Motor Drives in Japan", IEEE Conference on the History of Electronics, 2004
- (2) B.K. Bose, "Power Electronics and Motor Drives Recent Progress and Perspective", IEEE, Trans on Ind Elec, Vol.56, No.2, pp581-588, Feb, 2009
- (3) W. McMurry, "A Silicon Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation", AIEE Trans. Part1, vol80 p531, 1961
- (4) A. Shonng, and H. Syemmler, "Static Frequency Changers with "Subharmonic" Control in Conjection with Reversible Variable-Speed AC Drives" The Brown Boveri Review, Vol.51, Aug/Sep, pp555-577, 1964
- (5) 村井, 浅野, 常広, "インバータ駆動誘導機のトルク脈動軽減のためのPWM制御法の考察", 電気学会論文誌B, Vol.101, No.6, pp315-322, 1981 (昭56)
- (6) 中川 明夫, "日本で誕生した IGBT 開発の経緯と今後の展開", GPIC Symposium 2013 Executive Summary, Sept. 9 2013, pp1-4, Sanjo Conference Hall, The University of Tokyo
- (7) S. Ogasawara, I. Takahashi, "Waveform control method suitable for PWM inverter and cycloconverter", in Proc. IEE Japan Annu. Meeting, Vol.470, pp559-560, 1984
- (8) K. Taniguchi, H. Irie, "A modulating signal for three phase sinusoidal PWM inverter", IEE Japan Trans., Vol.105-B, No.10, pp880-886, 1985
- (9) J. Weimer, "Past, Present & Future of Aircraft Electrical Power Systems", AIAA2001-1147, 39th Aerospace Sciences Meeting & Exhibit, January 8-11, January, pp1-9, 2001
- (10) J. Weimer, "Power Electronics in the More Electric Aircraft", AIAA 2002-0727, J. Weimer, 40th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, 14-17 January, pp1-8, 2002
- (11) 小林宙, 西沢啓, 岡井敬一, "電動化航空機の動向", JSASS-2011-1040, B-16, The 42th JSASS Annual Meeting, pp255-261, 2011
- (12) MIL-STD-704F "Aircraft Electric Power Characteristics", MILITARY STANDARD, 30-Dec-2008
- (13) J.H. Jang, J.I. Ha, M. Ohto, K. Ide, S.K. Sul, "Analysis of Permanent-Magnet Machine for Sensorless Control Based on High-Frequency Signal Injection", IEEE Trans. on IA, VOL.40, No.6, pp1595-1604, 2004
- (14) M. Mamo, K. Ide, M. Sawamura, J. Oyama, "Novel Rotor Position Extraction Based on Carrier Frequency Component Method (CFCM) Using Two Reference Frame for IPM Drives", IEEE Trans. on IA, VOL.52, No.2, pp508-514, 2005
- (15) 小笠原, 鈴木, 赤木, "センサレス・ブラシレスDCモータの一構成法", 電学論 D, Vol. 111, Vol.5, pp395-401, 平成3年(1991)
- (16) 服部昌, 吉浪弘治, "ブラシレスモータのセンサレス制御技術", Koyo Engineering Journal, No164, pp53-56, 2003
- (17) "μ PD78F0714 によるモータ制御", Renesas アプリケーション・ノート, 2007

- (18) 渡辺、宮崎、藤井, “永久磁石界磁同期電動機の高回転子位置と速度のセンサレス検出の一方法”, 電学論 D, Vol. 110, No.11, pp1193-1200, 平成 2 年(1990)
- (19) 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型ブラシレスDCモータ制御”, 電学論 D, Vol. 117, pp98-104, 1997
- (20) 坂本潔、岩路善尚、遠藤常博, “軸誤差の直接推定演算によるIPMモータの位置センサレス制御”, SPC-00-67, IEA-00-42, pp73-77, 2000
- (21) 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, pp1088-1096, 2002
- (22) N.Bianchi, S.Bolognani, J.H.Jang, S.K.Sul, “Comparison of PM Motor Structures and Sensorless Control Techniques for Zero-Speed Rotor Position Detection”, IEEE Trans.on PE, VOL.22, No.6, pp2466 – 2475, 2007
- (23) 加納, 小坂, 松井, 中西, 大森, 赤池, “突極性に基づく位置センサレス駆動埋込磁石同期モータの設計”, 東洋電機技報, 第 119, pp12-20, 2009
- (24) J.M.Kim and S.K Sul, “Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation”, IEEE Trans Ind.Appl., Vol.33, No.1 pp.43-48 (1997)
- (25) 中村, 小崎, ”モータ駆動装置及び真空ポンプ”, JPA_2013188108, 09-2013
- (26) 川島, ”ブラシレスモータの制御回路, ブラシレスモータ装置及び真空ポンプ装置”, 特許第 4249916, 日本, 2009
- (27) Y.Okuyama, T.Tanaka, T.Hanamoto, H.Yamada, ”A New Current Vector Control Method of IPMSM in Flux Weakening Region to Prevent Inverter Voltage Saturation”, IEEJ Trans on IA, Vol. 2 ,No. 6, pp315-322, 2013
- (28) 奥山, 森, 小崎, 橋本, 幣之内, ”センサレス三相ブラシレスモータの制御装置及び真空ポンプ”, 特許公開 2013-153634, 日本, 2013
- (29) ベクトル制御と交流機駆動の動力学, D.W.Novotny and T.A.Lipo, 篠原他訳, 2001
- (30) S.Morimoto, M.Sanada and Y.Takeda, “Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator”, IEEE Trans Ind.Appl., Vol.30, No.4 pp.920-926 (1994)
- (31) V.R.Jevremovic and D.P.Marcetic, “Closed-Loop Flux-Weakening for Permanent Magnet Synchronous Motors”, in Proc. 4th IET Conf. on Power Electron., Machines and Drives PEMD 2008, vol. 1, pp. 717-721
- (32) Chen Zhiqian and Peng He, ”The controller of an electric motor drive”, The patent journal of Japan, JPA 2010-279176 (2010)
- (33) P.Vaclavek and P.Blaho, “Interior Permanent Magnet Synchronous Machine High Speed Operation using Field Weakening Control Strategy”, 12th WSEAS International Conf. on SYSTEMS., 2008, pp. 581-586
- (34) S.Nakashima, Y.Inagaki, and I.Miki, ”Sensorless Initial Rotor Position Estimation of Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor”, IEEE Trans on I A, Vol. 36, No. 6, pp1598-1603, Nov/Dec 2000

- (35) J.Kennedy, R.Eberhart, “Particle Swarm Optimization”, Neural Networks, 1995. Proceedings., IEEE International Conference on, vol.4,Nov/Dec,pp1942 – 1948,1995
- (36) 残間, 川村, 石田, “エージェントのグループ化を考慮した PSO による永久磁石同期電動機の高調波等価回路定数の算出”, 電学論 D, Vol 127, No7, pp731-738,2007
- (37) 金子, 松本, 美根, 西田, 中山, “位置決め制御系における速度制御マイナーループを考慮した Particle Swarm Optimization によるオフラインチューニング”, IEEJ, Trans IA, Vol 127, No1, pp52-59,2007
- (38) T.Hanamoto, M.Takenouchi, H. Ikeda, “Vibration Suppression Control of 3-mass Resonance System Using Particle Swarm Optimization for Design of Coefficient Diagram Method”, APSAEM, S16-S20,July, 2010
- (39) T.Hanamoto, R.Kawano, H.Yamada, Y.Okuyama, ”Rotor position estimator using non-linear observer of surface permanent magnet synchronous motor” , IEEE PEDES, 2013 IEEE 10th International Conference on , pp306-310, April, 2013
- (40) T.Hanamoto, H.Yamada, Y.Okuyama, ”Position Sensorless Start-up Method of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Using Nonlinear Rotor Position Observer”, The 2014 International Power Electronics Conference,20G3-1,IEEE,pp1811 – 1815,2014