

博士論文

永久磁石同期モータドライブシステム
における周期外乱オブザーバを適用した
トルクリップル抑制技術の応用と展開

東京理科大学大学院
理工学研究科電気工学専攻
山口 崇

目次

第 1 章	序論	1
1.1	はじめに	1
1.2	永久磁石型同期モータの利用とその課題	1
1.3	制御技術によるトルクリプル抑制手法	7
1.3.1	フィードフォワードによるトルクリプル抑制制御方式	7
1.3.2	出力トルク反転指令入力による抑制法	8
1.3.3	外乱オブザーバ方式	9
1.3.4	位相区分型周期外乱オブザーバ	9
1.3.5	高調波電流制御	10
1.3.6	補償電流係数の I・P 学習制御方式	11
1.4	総括	12
1.5	論文の概要	14
1.6	モータモデル設定	16
第 2 章	周期外乱オブザーバの原理と課題	17
2.1	基礎解説	17
2.2	永久磁石同期モータドライブへの適用	18
2.3	周期外乱オブザーバの特徴	22
2.3.1	周期外乱オブザーバの特徴点	22
2.3.2	周波数およびゲイン限界	22
2.4	周期外乱オブザーバの課題・問題点	24
2.4.1	モデル誤差の影響	24
2.4.2	システム構成について	27
2.4.3	課題解決および応用について	27
第 3 章	モデル誤差補正による安定性向上手法の提案	28
3.1	概要	28
3.2	ベクトル軌跡利用によるシステムモデル誤差学習・補正手法	29
3.2.1	位相補正手法	31
3.2.2	ゲイン補正手法	32
3.2.3	シミュレーション結果	33
3.2.4	学習機能の有効性検証	35
3.2.5	システムおよび外乱変動に対する効果検証	35
3.2.6	実機による検証	38
3.2.7	まとめ	38
3.3	簡易システム同定によるシステムモデル誤差学習・補正手法	41

3.3.1	モデル補正処理有効無効判定	41
3.3.2	モデル誤差補正手法	43
3.3.3	シミュレーション結果	44
3.3.4	モデル誤差補正機能の有効性検証	46
3.3.5	システムおよび外乱変動に対する効果検証	47
3.3.6	その他モデルに関するシミュレーション検証	51
3.3.7	実機による検証	55
3.3.8	まとめ	58
第 4 章	周期外乱オブザーバの適用環境拡大に対する提案	60
4.1	概要	60
4.2	トルク推定手法および抑制手法	60
4.3	シミュレーション検証	62
4.4	その他モデルに関するシミュレーション検証	62
4.5	実機による検証	66
4.6	まとめ	68
第 5 章	電流センサ誤差のオンライン補正手法の提案	70
5.1	概要	70
5.2	電流センサ誤差による dq 軸電流への影響	71
5.3	dq 軸補正電流生成	74
5.4	シミュレーション検証	76
5.5	その他モデルに関するシミュレーション検証	79
5.6	実機検証	84
5.7	センサ誤差変動時の補正効果シミュレーション検証	86
5.8	センサ誤差変動時の補正効果の実機検証	90
5.9	電流誤差補正とトルクリプル抑制の併用効果	94
5.9.1	シミュレーション検証	96
5.9.2	実機検証	98
5.10	まとめ	102
第 6 章	結論	103
6.1	周期外乱オブザーバの応用と発展	103
6.2	課題と今後の展開	104
謝	辞	106
参 考 文 献	107

付録 A.	モータモデルと座標系設定.....	112
付録 B.	トルクリプル発生要因とメカニズム.....	115
B.1	空間高調波成分によるトルクリプル解説.....	115
B.2	コギングトルクによるトルクリプル解説.....	120
B.3	デッドタイムによるトルクリプル解説.....	121
主論文を構成する論文.....		123
研 究 業 績.....		123

記号設定

つぎに本論文における変数および関数表記のルールを以下のとおりとする。

通常斜体 X : スカラ量変数

太字斜体 \mathbf{X} : ベクトル量もしくは行列, (X, Y) で置き換え可能

太字正体 \mathbf{X} : 複素ベクトル, $X + jY$ で置き換え可能

また, 主な記号を以下のとおりとする。

変数添字 n, X_n : 変数 X の n 次周波数成分であることを表す。

数字添字 f, nf : 基本周波数の n 倍成分であることを表す。

変数添字 u, v, w, X_u, X_v, X_w : 変数 X の uvw 軸成分であることを表す。

変数添字 d, q, X_d, X_q : 変数 X の dq 軸成分であることを表す。

変数添字 $\alpha, \beta, X_\alpha, X_\beta$: 変数 X の $\alpha \beta$ 軸成分であることを表す。

R : モータ電機子抵抗

L : 自己インダクタンス

M : 相互インダクタンス

Ψ : 電機子鎖交磁束の大きさ

P : モータ極対数

T : モータトルク

i, v : 電機子電流・電圧

θ : 回転子位置 (電気角)

ω : 回転子角速度 (電気角)

p : 微分演算子

\mathcal{L} : ラプラス演算子

第 1 章 序論

1.1 はじめに

本論文は永久磁石同期モータドライブ装置の出力トルクに含まれるトルクリプルの抑制を目的とし、周期外乱オブザーバを発展させた成果をまとめたものである。本論文では永久磁石型同期モータとトルクリプルについて述べた後、トルクリプル抑制に係る近年の手法を解説、比較する。その後、トルクリプル抑制として優位な手法である周期外乱オブザーバの解説とその課題を明らかにした後、これを解決する新たな手法を提案する。

すなわち、従来の周期外乱オブザーバにおいてはシステムの小さな変動には対応可能であったが、大きな変動については対応ができず制御が不安定となりトルクリプルを逆に増加させる懸念があった。これを第 3 章で提案するモデル誤差補正による安定性向上手法によって解決する。また、機器コストを増加させ適用環境を限定する要因であるトルクメータを不要とする周期外乱オブザーバの適用環境拡大に関する提案を第 4 章において行う。さらに周期外乱オブザーバを応用し、従来はオフライン調整が一般的であった電流センサ誤差の補正を、オンラインで行える新たな手法の提案を第 5 章で行う。

本章では、上記提案に先立ち近年応用範囲が拡大している永久磁石同期モータの分類および、この制御法含めて基本的な利用手段について述べる。次に利用に際して課題となっているトルクリプルの発生要因について示し、これまでに提案されている制御的なトルクリプル低減手法を比較する。最後にこれらの課題を整理し、本研究の必要性について述べる。

1.2 永久磁石型同期モータの利用とその課題

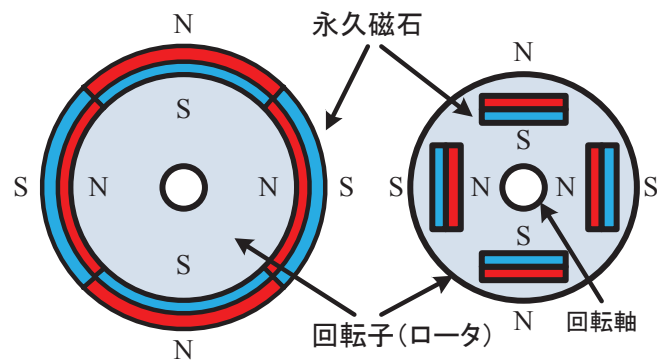
モータは電気エネルギーと機械エネルギーの変換装置として、産業用途、家庭用途、輸送用途などさまざまに利用されており、現在の生活基盤を支える基幹的デバイスとなっている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。さらに近年の省エネルギー化の流れから、他の動力源（油圧・内燃機関）よりも高効率であるモータにこれらを置き換えることも進められており、今後益々の利用拡大と発展が望まれる分野である。

現在、電磁式のモータには様々な種類が存在するが、電源の種類、トルク発生原理、構造などで分類すると文献(1)により図 1-1 にまとめることができる。このモータの中でも永久磁石型同期モータは小型・高出力・高効率など電気機器として優れた特性を有しており、用途が急速に拡大している。



図 1-1 電磁式モータの分類⁽¹⁾

磁石式の永久磁石同期モータ（PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor）はその磁石構成・形状から表面貼付磁石型同期モータ（SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor）と埋込磁石型同期モータ（IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）に分類できる。SPMSM と IPMSM の構造的違いは図 1-2 に示すことができる。この通り 2 つの相違点は磁石配置構造であり，ロータ表面に磁石が配置されているのが SPMSM で内部に配置されるのが IPMSM である。これによる相違効果はトルク出力や構造面それぞれにあり，両者の優位性について文献(1)などを参考として表 1-1 に簡単にまとめる。SPMSM では主に磁石による吸引分/反発分によるマグネットトルクが出力トルクとして寄与する。IPMSM では磁石部分がエアギャップと等価になることで磁気的な突極性が生じる。これによりステータとロータ間に電磁吸引力であるリラクタンストルクを発生させることができ，マグネットトルクと合わせてトルクとして利用可能となる。つまり IPMSM のほうが SPMSM よりも最大トルク性能が高いと言える。設計・製造面からも SPMSM では遠心力による磁石の飛散に対策を練る必要があるのに対し，IPMSM は磁石を差し込むだけでよく，コスト面からも優位性が高い。近年ではこれらの理由から IPMSM が選択される機会が多い。



a) 表面貼付磁石型：SPM b) 埋込磁石型：IPM

図 1-2 PMSM の回転子構造比較

表 1-1 SPMSM と IPMSM の一般的性能比較⁽¹⁾

	SPMSM	IPMSM
最大トルク	○	◎
定格効率	○	◎
低速効率	○	◎
高速回転	×	○
製造コスト	△	○
堅牢さ	△	○
トルクリプル	○	×

その一方で永久磁石型モータ、特に IPMSM の利用に際して弊害も存在する。まずは図 1-2 のような磁石や鉄心の配置、形状、材料などについての設計方法が非常に複雑になる点である。磁石の材料や鉄心材の特性に従って最適な形状や配置にしなければ、その優位な特性を十分に発揮することはできない。この問題解決について近年の計算機の目覚ましい高速化と電磁界解析技術の高度化により、モータ形状をある程度自動的に最適設計することが可能となってきた⁽⁴⁾⁽⁸⁾。

次に設計時の特性を十分発揮できるように、モータを最適に制御して効率的に出力を得る制御技術が必要となる。さらに近年では永久磁石モータの運転に対して高応答な可変速・可変トルク性能、さらには高精度・高効率運転が求められる。これらを達するためモータ入力電圧の調整に電力変換装置（インバータ）を用いて、制御方式にベクトル制御を採用することが一般的である⁽¹⁾⁽³⁾⁽⁹⁾。PMSM の電流制御を高精度に行うには三相電流についてその振幅と位相を適切に制御する必要がある。しかし、このインバータ出力電圧、すなわち PMSM の印加電圧を決定する際に交流波形の直接制御では瞬時瞬時の扱いやすさに

欠ける。そこで、三相波形を dq 軸座標系へ変換して直流的に扱うことで PMSM の制御をシンプルにする手法がベクトル制御である。三相交流を dq 変換によって静止座標系で表した時の IPMSM の電圧方程式を(1-1)式に示す。なお、モータを制御する際に必要な数学的基礎については付録 A に述べる。

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega\Psi \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (1-1)$$

dq 軸座標系で表した基本的な永久磁石同期モータドライブの制御構成を電流制御器 (ACR: Automatic Current Regulator)やインバータなどを用いて図 1-3 に表すことができる。回転位置はエンコーダ、レゾルバ、ホール素子といった位置検出器を用いて検出する。ただし(1-1)式による電圧方程式では dq 軸電圧間において i_d, i_q による干渉項が存在し、そのままでは電流応答に影響を及ぼすため完全な線形量として扱えない。そこで(1-1)式に基づき(1-2)式の通り ACR 出力の電圧指令 v_{dq}^* に補償を施すことで非干渉化して互いの影響を取り除く。すると、ACR 出力から見た電流応答は(1-3)式となり、各電流軸の独立制御を実現することができる。これら制御技術により基本的な PMSM 制御は確立されている。

$$\begin{pmatrix} \dot{v}_d \\ \dot{v}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d + \Psi \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (1-2)$$

$$\begin{pmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + pL_d & 0 \\ 0 & R + pL_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (1-3)$$

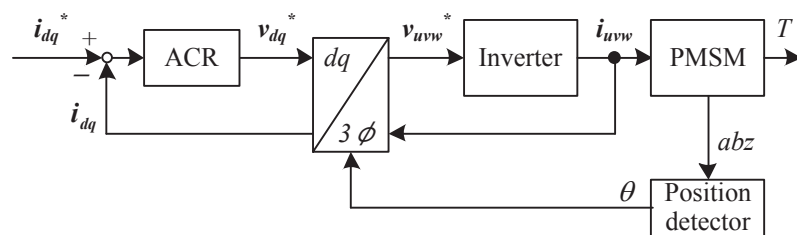


図 1-3 ベクトル制御による電流制御系

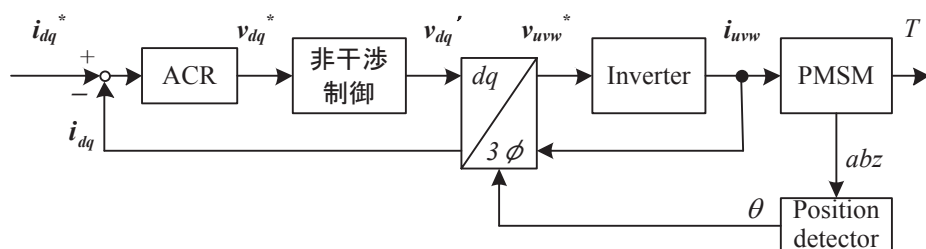


図 1-4 非干渉化制御器つきベクトル制御

上記までの通り PMSM の利用に際し、基礎的な部分については一定の確立した技術が得られている。さらに高度な課題として、PMSM の出力するトルクにはトルクリプルと呼ばれる振動成分が原理的に発生しやすいことが知られており、これの解決が望まれている(1)(3)(10)。

なお、トルクリプルとはモータの回転方向に発生する力における振動成分のことを指す。「モータの振動」としてはこれ以外に、モータフレームの機械振動に影響を与えやすいラジアル（半径）方向に働く力の振動やこれらによる騒音など^{(11)・(13)}をあげることができるが、本論文においてはトルクリプルについて論じることとする。

トルクリプルは機械振動および騒音を生み、電動車両などにおける乗り心地の悪化、機械共振と合致した際のこれら影響の拡大、などの問題を引き起こす⁽¹⁰⁾。永久磁石同期モータドライブにおけるトルクリプルは単一の理由から発生するものではなく、複数の理由による振動が合成され、複数の周波数の入り混じった振動となって現れる。トルクリプルの原因は、モータ由来と制御器由来とに大別することができる。

モータ由来としては磁束とインダクタンスの空間高調波、およびコギングトルクによるものが主要因である。ロータの永久磁石による磁束は各相の電機子巻線に対して歪みのない正弦波状に鎖交するのではなく、空間高調波成分が重畳される。これは図 1-2 の IPMSM のような突極性を有する磁石配置およびステータ（図 1-5）により、インダクタンスや磁束に磁気飽和が発生し、特性が非線形になることによる^{(6)・(8)}。これにより永久磁石が発生させる磁束とインダクタンスに高調波成分が重畳される。この高調波成分の影響度合いは巻線方式（集中巻と分布巻）によっても異なり、集中巻のほうが影響は高くなる傾向である⁽¹⁴⁾。なお、空間高調波によるトルクリプル発生原理について付録 B の B.1 節にて詳細を述べる。

PMSM では永久磁石により無通電時にもモータ内に磁束が通う。このため固定子のスロットおよびティースとロータ構造との相対位置関係によって回転方向に対して文献(15)より図 1-6 のように正/負のトルクが発生する。このトルクはコギングトルクと呼ばれ、回転時にはトルクリプルとなる。図 1-2 のように IPMSM ではロータ構造に突極性を有するため影響が大きい。コギングトルクはその発生原理から、ロータ極数とスロット数の最小公倍数として発生する。図 1-5 を例とすれば極数：4、スロット数：6 であるのでコギングトルクは 12 次に発生することになる。これ以外にも構造的なアンバランスを有する場合には極数およびスロット数それぞれの倍数次数のリプルも発生する。モータ由来のトルクリプルの低減策としては、電磁界解析によりトルクリプルが低減するように磁石配置や形状を設計する方法がある^{(16)・(20)}。なお、コギングトルクによるトルクリプルについては付録 B の B.2 節で詳細を述べる。

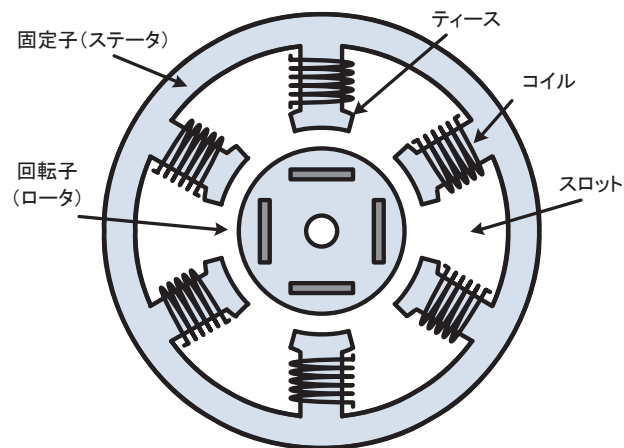


図 1-5 PMSM の固定子と回転子構造

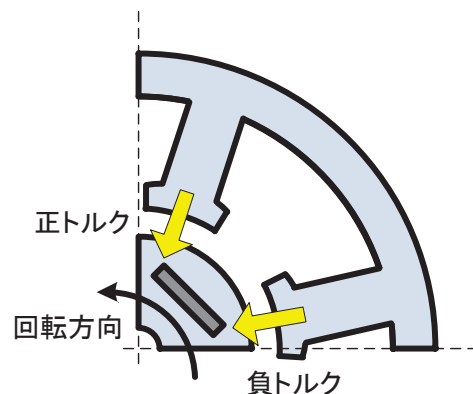


図 1-6 コギングトルクの発生

制御器由来としては電流センサ誤差やデッドタイムなどによって発生するものがあげられる⁽²¹⁾⁽²²⁾。高性能制御を実現するため、一般的なインバータ機器では交流出力部に電流センサを設置して、得られた電流値をフィードバックしてベクトル制御を行っている。この電流センサは一般的にセンサ本体と、信号増幅やフィルタリング、場合により簡単な演算を行うようなアナログ回路部で構成される⁽²³⁾⁽²⁴⁾。このためセンサ本体の特性と制御機器内部のアナログ回路の部品精度によっては検出値にオフセット誤差やゲイン誤差を生じる。これらの誤差を有する場合、オフセット誤差により電気角周波数と同周波数の空間高調波電流が dq 軸電流に発生し、ゲイン誤差からは 2 倍周波数の高調波電流を生じる。高調波電流によってモータ出力トルクには同期周波数の 1,2 倍とさらに高次のトルクリプルが引き起こされる。なお、本件は第 5 章において発生原理の詳細を述べる。また、インバータの上下スイッチの短絡防止に必要なデッドタイムによるものは主に $6f$ トルクリプルを発生させる。ただし、デッドタイム補償制御を有しているインバータも多く、これによる影響は低減される⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾。

上記までの通り、モータおよびインバータのいずれかの原因でトルクリプルが発生する。またこれらが同時に発生することで複数の周波数成分が重なりあった複雑な波形となって現れる。トルクリプルを抑制する手段として、まず設計・構造的なアプローチがなされるが、設計的限界や高コスト化による弊害も存在する。このため制御器によってトルクリプルを抑制するコスト的に有利な、制御によるアプローチも盛んに検討されている。次節ではこのトルクリプル抑制の制御手法についてこれまでに提案されている手法の解説を行う。

1.3 制御技術によるトルクリプル抑制手法

1.3.1 フィードフォワードによるトルクリプル抑制制御方式

モータのトルクリプルの対策として、脈動を打ち消す補償指令をトルクまたは電流指令に重畳してこれを抑制する制御手法が多く検討されている^{(27)~(35)}。抑制に係る手法を大別すると、主にトルクリプル近似式や電磁界解析結果に基づいて補償指令を生成する FF（フィードフォワード）方式とトルク情報を用いて自動制御系を構成し補償指令を生成する FB（フィードバック）方式に分けることができる。次に FF 方式と FB 方式について紹介するとともにその課題を解説する。

FF 方式としてまず、文献(27)による方式では、 dq 軸電圧指令 v_{dq}^* を(1-4)式として適当な補正係数を決定し、電圧指令 v_{dq0} に $6f$ 高調波を重畳して誘起電圧や高調波による $6f$ 成分のトルクリプル抑制を提案している。

$$\begin{aligned}
 v_d^* &= v_{d0} + \Delta v_{dc6} \cdot \cos(6\theta) + \Delta v_{dq6} \cdot \sin(6\theta) \\
 &= -\sqrt{\frac{3}{2}}\omega K_v \cdot \sin(\alpha) + \sqrt{\frac{3}{2}}\omega K_v \cdot (a_{dc} \cdot \cos(6\theta) + a_{ds} \cdot \sin(6\theta)) \\
 v_q^* &= v_{q0} + \Delta v_{qc6} \cdot \cos(6\theta) + \Delta v_{dq6} \cdot \sin(6\theta) \quad \dots\dots\dots (1-4) \\
 &= \sqrt{\frac{3}{2}}\omega K_v \cdot \cos(\alpha) + \sqrt{\frac{3}{2}}\omega K_v \cdot (a_{qc} \cdot \cos(6\theta) + a_{qs} \cdot \sin(6\theta))
 \end{aligned}$$

ここで α :電圧位相, K_v :電圧/周波数係数, a_{ds} , a_{ds} , a_{qc} , a_{qs} :補正係数。

文献ではシミュレーションによってトルクリプル低減効果が提示されており、(1-4)式のとおり特定周波数に対して指令値に適切なゲインと位相の周波数指令を重畳できれば、トルクリプルは低減可能である。しかし、この補正係数をいかに決定するかが課題である。この係数は速度やトルクによって変動することが予測され、実験により試行錯誤的に決定するのでは、膨大な時間と労力が必要となる。

試行錯誤を行わずとも、例えば文献(28)のように FEM (有限要素法: Finite Element Method) 解析を用いればモータパラメータを高精度で推定できるため、上記の補正係数を解析的に求めることができる。また、FEM 解析でモータ特性を完璧に把握できればトルクリプルを推定し、これを図 1-7 のように FEM データを用いてトルク推定を行い、トルク指令に反転入力すればトルクリプルの抑制を達成できる。

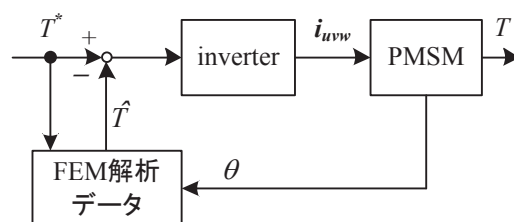


図 1-7 FEM データによる制御ブロック図

しかし、モータの状態や変動に随時適応するにはリアルタイム FEM 解析か、事前にすべてを演算した膨大なオフラインデータを保有し用いるが必要になるが、これらは汎用機器への適用を想定すると演算負荷的に困難である。演算負荷が低減するように近似して運用した場合、解析モデルと実機との誤差がそのまま抑制誤差となるため、近似度合いにより抑制誤差は拡大する。また、FEM 解析結果を用いずに、文献(30)では(1-5)式を、文献(31)では(1-6)式によりトルク推定を行いトルク指令に反転入力するトルクリプル抑制手法を提案している。いずれも電流・電圧および計測データを用いてトルクを推定する方式であり、演算負荷については低減され推定速度の向上が見込まれる。しかし推定誤差を含むという点に関しては十分な解決に至らず、実験結果をみても、抑制方式の適用によりトルクリプル低減効果は見られるが、十分に抑制できているとはいいがたい。

$$T = \frac{1}{2} \left(\frac{(v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta}) + R(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)}{\omega} + P(\Psi_{M\alpha} i_{\beta} + \Psi_{M\beta} i_{\alpha}) \right) \quad \dots\dots\dots (1-5)$$

$$T = P \left(\frac{1}{2} i_{dq}^T \frac{d\Psi_{Ldq}}{d\theta} - \frac{1}{2} \Psi_{Ldq}^T \frac{di_{dq}}{d\theta} + i_{dq}^T \frac{d\Psi_{Mdq}}{d\theta} + \Psi_{hdq}^T \times i_{dq} \right) + T_{cog} \quad \dots\dots\dots (1-6)$$

なお、 Ψ_M : 一相あたりの永久磁石による電機子鎖交磁束の最大値、 $\Psi_{Ldq}(=L_{dq} \cdot i_{dq})$: インダクタンスと電機子電流による磁束ベクトル、 Ψ_{hdq} : 鎖交磁束の高調波分、 T_{cog} : コギングトルク

1.3.2 出力トルク反転指令入力による抑制法

トルクをリアルタイムに計測し、これを抑制対象とする FB 方式では解析などの事前作業を不要とし、動的変動にも対応が容易である。最も簡易的な FB 方式としては、図 1-8 のような制御系を構成し、計測したトルク値に HPF (High Pass Filter) を通すことで振動成分を抽出し、反転してトルク指令に重畳するものである。このとき適当な制御器 (PI 制御など) を挿入しても良い。検出遅れや位相ズレの影響は位相補償器を挿入すれば調整が可能である。この方式でも低速域では相応の効果が得られるが、対象次数は 6,12f など基本周波数の n 倍であり高速域では非常に高周波となるため、これらの次数のトルクリプルに対して制御応答が不十分となり抑制が難しくなる。

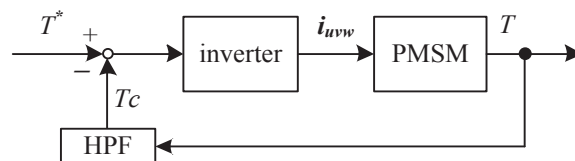


図 1-8 HPF による制御ブロック図

1.3.3 外乱オブザーバ方式

一般的な外乱オブザーバを用いて電圧指令値に補償を与える制御系（電流，またはトルク指令値への補償でも構わない）として図 1-9 の方式が提案されている⁽³³⁾。トルクリプル抑制に図 1-9 を適用するにはオブザーバゲインに相当する LPF の時定数を抑制対象とする周波数に合わせて小さい値に設定する必要がある。しかし，この高ゲイン化により制御が不安定となる恐れがあるため，抑制可能な周波数が制限される。

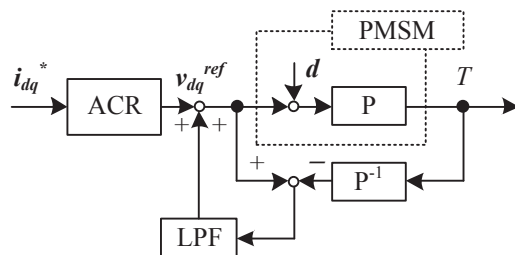


図 1-9 外乱オブザーバつき電流制御

1.3.4 位相区分型周期外乱オブザーバ

文献(34)で提案される方式は図 1-10 に示す図 1-9 の一般外乱オブザーバ方式を拡張した手法である。なお，ここで言う「周期外乱オブザーバ」は第 2 章以降で述べる同名方式とは名称は同じながら，方式内容については根本的に原理が異なる。文献(34)では電流高調波に対して制御系を構築しているが，トルクに対して構成しても同様の効果が得られるものと推測する。この方式は LPF を n 個用意しそれらを補償対象次数の高調波位相 θ_h に応じて選択する。 θ_h は d 軸位置 θ に必ず同期するため θ を補償対象次数等分することで得られる。LPF は選択されたもののみフィルタ動作し，選択されていないものはデータを保持する。このようにすることで補償対象次数の高調波の周波数が高く，LPF の時定数が非常に大きくても補償次数の高調波外乱を位相遅れなく推定可能となる。

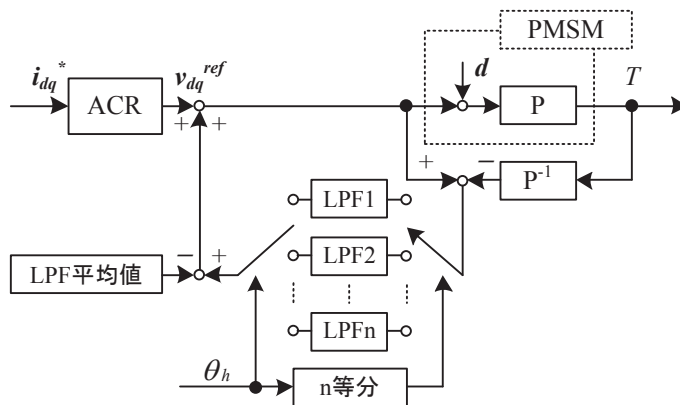


図 1-10 位相区分型周期外乱オブザーバのブロック図

1.3.5 高調波電流制御

次に高調波電流の制御方式として文献(35)に提案されている手法を解説する。これは空間高調波によるモータ電流の高調波低減を目的として、電流高調波に対して高調波座標変換を用いて抑制する手法である。一般的なベクトル制御上で、高調波電流を抑制するには高制御ゲインを用いる必要があり、制御安定性のためには低周波数領域でしか適用することができない。この手法では dq 軸電流に対して LPF を通した指令との差分により高調波分のみを抽出し(1-7)式による座標変換を施し高調波成分のみを抽出する。これに PI 制御器を通して三相に変換し、電圧指令に重畳する。

これにより高調波電流を良好に制御することを可能としている。通常では高周波帯の電流制御応答が劣化するため、この手法により任意の高周波電流が制御可能となる点は非常に有用である。ただし、電流波形に高調波成分がなくとも PMSM のインダクタンスおよび磁束の高調波成分により B.1 節の通り、トルクリプルは発生する。このためトルクリプルを抑制するためには適切な高調波電流を重畳して打ち消す必要がある。この手法では、インバータ起因の電流高調波成分によるトルクリプルは抑制可能であるが、モータ起因分を抑制するための高調波電流指令の生成に至っておらず、文献(35)の文中でも述べられているが、トルクリプル抑制としては不十分といえる。

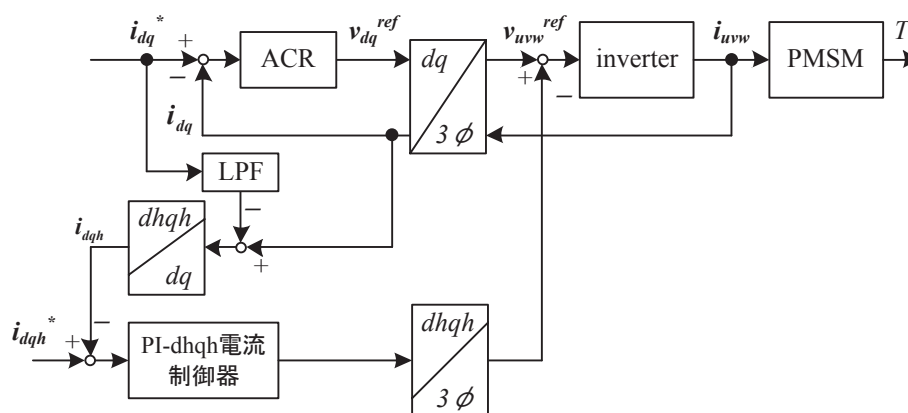


図 1-11 高調波電流制御のブロック図

$$C_h = \begin{bmatrix} \cos\theta_n & \sin\theta_n \\ -\sin\theta_n & \cos\theta_n \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1-7)$$

1.3.6 補償電流係数の I-P 学習制御方式

文献(36)で提案される方式では、トルクリプルが特定周波数に発生することから、これを特定周波数についての複素数係数としてフーリエ変換を用いて抽出し、これを I-P 制御器を通して補償値を生成する。実部/虚部を非干渉化して、閉ループ特性を標準系極配置に近似適合させた比例/積分ゲインを(1-8)式に表す。この方式では特定周波数成分について、良好な抑制効果をもたらす一方、可変速運転に対する即応性の低下や制御器の設計をリアルタイムで行う必要性、といった点が制御安定性や演算負荷から問題となる。

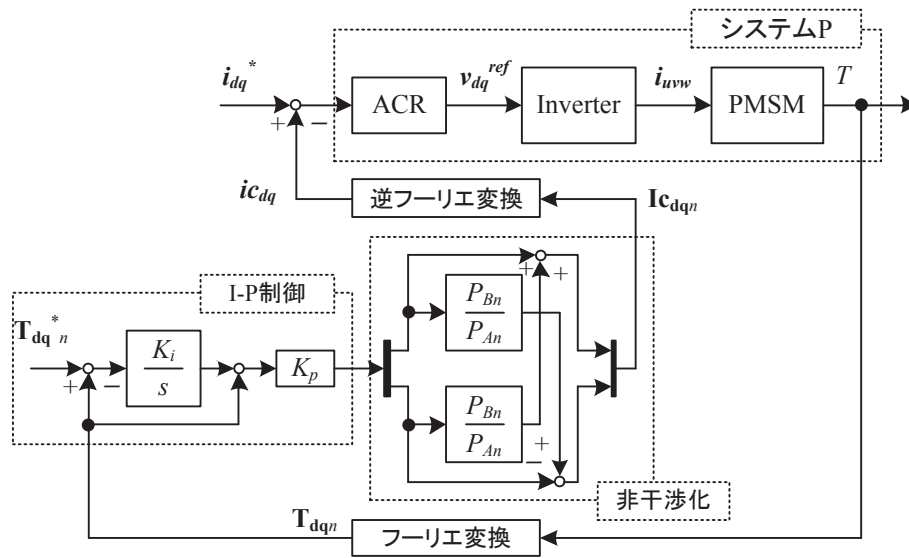


図 1-12 補償電流係数の I-P 学習制御方式のブロック図

$$K_p = \frac{P_{An}}{P_{An}^2 + P_{Bn}^2} \left(\frac{2\omega_c}{\omega_f} - 1 \right) \quad \dots\dots\dots (1-8)$$

$$K_i = \frac{\omega_c^2}{2\omega_c - \omega_f}$$

ここで P_{An} , P_{Bn} : 制御対象の n 次周波数成分複素ベクトル, ω_c : 学習制御応答周波数, ω_f : フーリエ変換周波数

1.4 総括

以上までの各方式について特徴比較を表 1-2 に整理し、次章以降で述べる周期外乱オブザーバと提案手法についても記載する。トルク近似式やモータモデルを用いた電磁界解析により補償値を生成する FF 方式は方式別でも特徴は概ね横並びで、近似・解析誤差が補償誤差となって抑制性能が低下し、パラメータ変動などに対するロバスト性も課題である。FB 方式では各々の方式により特徴・優位点が異なり、従って課題にも差異があるが全般的には、高周波帯域での抑制性能の制限、制御用パラメータ調整の煩雑さが課題であり、共振点付近での応答急変への対応や、高次制御モデルを用いて解決を試みる場合は制御パラメータの複雑化、などが課題としてあげられる。

産業機器への適用を考えた場合、演算器性能の制約によって低演算負荷および低金銭的成本でありながらも高抑制性能の達成というパフォーマンスバランスが求められる。FF 方式では演算コストは低いものの運転特性変動や解析誤差による抑制性能に課題があり、FB 方式では高抑制性能を得られるが演算コストおよび計測機器コストが高くなる傾向がある。いずれの方式でもコストパフォーマンスを十分に満たす優位な方式ではなく、より良い方式が求められるところである。

表 1-2 各抑制制御手法の分類と比較

	FF 方式	FB 方式										提案手法		
		全般	1.3.2 方式	1.3.3 方式	1.3.4 方式	1.3.5 方式	1.3.6 方式	周期外乱 オズザーバ	第 3 章	第 4 章	第 5 章			
抑制性能	△	○	△	△	○	△	○	○	○	○	○			
応答性	◎	△	△	△	○	○	○	○	○	○	○			
制御パラメータ調整	△	△	△	○	○	○	○	◎	◎	◎	◎			
ロバスト性	×	○	△	△	○	△	○	○	◎	○	○			
演算コスト	○	△	○	○	△	○	△	○	○	○	○			
計測器コスト	○	×	×	×	×	○	×	×	×	◎	◎			

1.5 論文の概要

本論文ではこれらの方式を踏まえ、文献(36)-(38)で提案されている周期外乱オブザーバ方式を基本的な振動抑制制御手法として採用する。これは主要なトルクリプルが回転数に同期した特定周波数成分に発生することから、この特定周波数のみを抑制対象とする抑制方式である。対象とする周波数成分を複素数の形で抽出してこれに対して一般的な外乱オブザーバを構成した手法である。外乱オブザーバではシステムを数式モデルとして表し、出力値にシステムの逆数を乗算して入力値と差し引くことで外乱を推定する。本手法では特定周波数成分のみを対象とするため、システムを複素数モデルとして表して適用する。システムモデルは事前の同定試験などで取得する必要があるが、これにより制御パラメータが簡略化される。比較的単純な制御構成であるにもかかわらず、対象とした周波数に対して高周波帯域でも高い抑制効果を得ることができ、先のFB方式の課題を概ね解決しているといえる。ただし、この制御手法の課題と展開を以下にあげることができる。

- ① 大きなシステムモデル誤差に対する安定性の向上が必要である。
- ② 永久磁石同期モータドライブに適用した際、軸トルクを観測する必要がある。
- ③ 基礎的な制御手法のためトルクリプル抑制以外への応用展開が期待できる。

そこで、この周期外乱オブザーバの課題を解決し発展させることでより優れたトルクリプル抑制効果を獲得することを目的として研究を行った。まず第2章において本論文で基本とする振動抑制制御手法の周期外乱オブザーバについて解説とその課題・問題点を明らかにする。続く第3章、第4章、第5章の主文においてはこれら周期外乱オブザーバにおける課題を解決し、より高性能・パフォーマンスに優れた提案手法をまとめる。最後に第6章で結論を述べる。以下に本研究の具体的な成果の概要を述べる。

第3章 モデル誤差補正による安定性向上手法の提案

周期外乱オブザーバにおけるシステムモデルについて、ある程度の誤差であれば制御手法が担保するロバスト性により安定性を確保できる。しかし、大幅なモデル誤差についてはこの限りではない⁽³⁸⁾。例えば、経年劣化による特性の大きな変化、モータおよび負荷の機器構成変更といったシステム特性の変化、初期システム同定誤差、などこれらに対する抑制制御の安定性に懸念がある。この抑制制御系の場合、システムモデルの誤差は抑制完了するまでの収束時間を増加させ、位相反転している場合は抑制制御自身により振動を増幅し、制御全体を不安定にさせる。

そこで第3章では回転数・トルク一定状態において、抑制動作中の補償指令値と振動成分検出値を用い周期外乱オブザーバにシステムモデル誤差補正機能を付加することで、上記の誤差による問題を解決し、ロバスト性向上を図る手法を提案する。2手法について研究を行っており、3.2節で述べるベクトル軌跡を用いた手法、3.3節で述べる簡易システム同定を用いた手法の2つを提案する。

第 4 章 周期外乱オブザーバの適用環境拡大に対する提案

周期外乱オブザーバによるトルクリプル抑制では、軸トルクをトルクメータにより高精度に計測することがシステム構成上求められる。しかし一般的な電動機の環境として、例えば近年モータが積極的に用いられる EV/HEV など車両用途でモータ出力トルクを高精度に計測する必要性は低く、コストや設置スペースの都合からも高精度トルクメータが設置されることは少ない⁽¹⁰⁾⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾。その他用途でもコスト面や設置場所都合からトルクメータが使用されない永久磁石同期モータドライブ用途のほうが多い。これら汎用的な環境に対しては 2.2 節における周期外乱オブザーバの適用条件を満たさないため、手法改善が求められる。

そこで第 4 章ではトルクセンサを用いずに、一般環境でも検出されていることの多い速度情報を用いてトルクを推定し、これを周期外乱オブザーバの抑制対象とした手法を提案する。

第 5 章 電流センサ誤差のオンライン補正手法の提案

一般的なインバータ機器では、PMSM などを高性能に制御するために、交流出力部に電流センサを設置し、得られた電流値をフィードバックして電流制御を行っている。この電流センサは一般的にセンサ本体と電子回路部で構成され、直線性・ヒステリシス・温度ドリフト・ノイズなどのセンサ本体性能や周辺回路の精度によっては検出値にオフセット誤差とゲイン誤差を生じる。オフセット誤差により電気角周波数と同周波数の高調波電流が dq 軸電流に発生し、ゲイン誤差からは 2 倍周波数の高調波電流が生じる。この高調波電流により電流制御性能は劣化し、トルクには電氣的回転周波数の 1.2 倍とさらに高次のトルクリプルを引き起こす。従来一般的なセンサ誤差補正は機器の初期設定時などオフライン調整が常識的な手法であり、ゲイン誤差や動的に変動する誤差への対応は難しかった。

そこで第 5 章では電流センサ誤差により特定次数の高調波電流が発生することに着目し、この高調波を周期外乱オブザーバにより抑制するように検出電流を補正する、電流センサ誤差のオンライン補正手法を新たに提案する。提案方式はオフセットとゲイン誤差の同時補正が可能であり、オンラインで誤差補正を行うことで動的な誤差変動にも対応可能である。また、電流センサ誤差補正と周期外乱オブザーバによるトルクリプル抑制を併用した効果についても検証結果を述べる。

1.6 モータモデル設定

本論文のシミュレーションおよび実機検証で扱うパラメータを以下の通り示す。本文におけるシミュレーション検証では Type.A,B,C について検証を行う。実機検証は Type.A のみで行うため、シミュレーション検証では Type.A を基本とし容量を前後した対象で手法の汎用性を検証する。それぞれ、Type.A は実機実験で用いるモータのパラメータ、Type.B は文献(41)により電気学会が示している埋込磁石型同期モータ (IPMSM) の D モデル、Type.C はシミュレーションソフトウェアの Matlab における SimpowerSystems のデフォルトモデルを参考に定義した。

表 1-3 本論文で扱うモータのパラメータ諸元

モータモデル	Type.A	Type.B	Type.C
定格電力	2.2kW	0.28kW	34.9kW
定格トルク	42.0Nm	1.8Nm	111Nm
定格回転数	500min ⁻¹	1,500 min ⁻¹	3,000min ⁻¹
極数	8	4	8
直流電圧	200V	200V	560V
定格電流	13.8A	3.0A	500A
電機子抵抗	0.59Ω	0.81Ω	0.05Ω
インダクタンス L_d/L_q	7.5/27.2mH	10.7/26.3mH	0.60/0.67mH
モータ慣性	0.040kg・m ²	0.00043kg・m ² (ϕ :54.6mm, L:62mm より鉄円筒として近似)	0.011kg・m ²
シミュレーション	○	○	○
実機検証	○	—	—

第 2 章 周期外乱オブザーバの原理と課題

本章では、本研究における基礎手法である一般化周期外乱オブザーバ (PDO: Periodic Disturbance Observer) 制御手法⁽³⁶⁾⁻⁽³⁸⁾について解説を行い、永久磁石同期モータドライブへの適用時の構成例と、この手法の優位点と課題を明らかにする。

2.1 基礎解説

モータにおけるトルクリプル、電力変換器などに起因する高調波はいずれも回転数やスイッチング周波数を基準にした特定の周期性を持つ外乱として表現できる。これら周期外乱を抑制するための抑制制御方式として周期外乱オブザーバが提案されている⁽³⁶⁾⁽³⁷⁾。周期外乱は特定周波数の振動の重ねあわせで表現できるため、各周波数成分を抽出してそれぞれに抑制制御系を構築する。 n 次周波数の周期外乱に同期した $d_n q_n$ 回転座標系（実部を d_n 軸、虚部を q_n 軸）を定義すると、ある特定周波数に対して、周期外乱 \mathbf{d}_n および入出力信号間のシステム伝達特性 \mathbf{P}_n は 1 次元複素ベクトルで(2-1)(2-2)式に表現できる。

$$\mathbf{d}_n = d_{dn} + jd_{qn} \quad \dots\dots\dots (2-1)$$

$$\mathbf{P}_n = P_{dn} + jP_{qn} \quad \dots\dots\dots (2-2)$$

図 2-1 に回転座標系上で構築した一般化周期外乱オブザーバの基本構成を示す。 $G_F(s)$ は回転座標系変換後の実部・虚部成分それぞれに機能するフィルタ（例えば低域通過 LPF : Low Pass Filter）であり、周波数成分抽出に用いる。実システム \mathbf{P}_n は制御対象のみではなく、制御機器、通信、センサ特性などを含む、入力値 \mathbf{u}_n^* から出力信号 $\tilde{\mathbf{y}}_n$ までのシステム全体をあらわす。システム表現の複雑さ、慣性体の数による周波数特性の次数、非線形性、にかかわらずある特定の周波数については(2-2)式のとおり単純な複素ベクトルでシステムは表現可能であり、システム全体としては n 次の総和で表現することができる。

基本動作は従来の外乱オブザーバの手法を踏襲しており、LPF を介した n 次周波数成分検出値 \mathbf{y}_n から(2-3)式に示す逆システムモデル $\hat{\mathbf{Q}}_n = \hat{\mathbf{P}}_n^{-1}$ を用いて(2-4)式のように実システム入力を推定できる。

$$\hat{\mathbf{Q}}_n = \hat{\mathbf{Q}}_{dn} + j\hat{\mathbf{Q}}_{qn} = \frac{1}{\hat{P}_{dn} + j\hat{P}_{qn}} \quad \dots\dots\dots (2-3)$$

$$\mathbf{u}_n = \mathbf{Q}_n \mathbf{y}_n \quad \dots\dots\dots (2-4)$$

実システム入力には周期外乱が含まれているため, (2-5)式に示す通り, (2-4)式の $\hat{\mathbf{u}}_n$ から $G_F(s)$ を介した指令値 \mathbf{u}_n^* を差し引くことで周期外乱 \mathbf{d}_n を推定する。次に(2-5)式の $\hat{\mathbf{d}}_n$ を周期外乱指令値 \mathbf{d}_n^* (抑制する場合はゼロ) から差し引くことで周期外乱 \mathbf{d}_n を打ち消すことができる。

$$\hat{\mathbf{d}}_n = \hat{\mathbf{Q}}_n \mathbf{y}_n - G_F(s) \mathbf{u}_n^* \quad \dots\dots\dots (2-5)$$

以上が周期外乱オブザーバに関する基礎解説となる。ある特定の周期数成分に対してシステムを1次元複素ベクトルで表現することで, 非常に簡便な制御機構で周期外乱の抑制を可能とする手法である。また, この制御系を複数次数に対して並列に構築し, 同時に動作させることで複数次数を同時に抑制することができる。

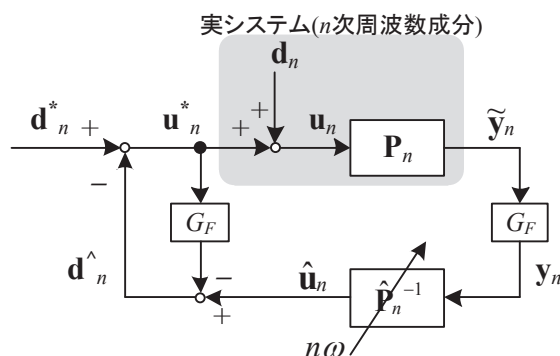


図 2-1 一般周期外乱オブザーバ制御ブロック図

2.2 永久磁石同期モータドライブへの適用

周期外乱オブザーバを永久磁石同期モータドライブに対する適用例を以下に解説する。トルクリプルは回転速度に同期するため, 抽出周波数は回転数および電気位相角より定める。

図 2-2, 図 2-3 に制御システムの全体図を示す。本論文では, 制御対象の PMSM は一般的なベクトル制御インバータでの駆動を想定する。また, 負荷側はモータなどの速度制御可能な機器を想定するが, 特にこれに限らない。結合軸にはトルクリプルを観測可能な応答性の良いトルクメータを設置し, トルクを直接検出して周期外乱オブザーバへとフィードバックする。また, 回転情報は回転位置センサを用いて位相および速度情報を検出する。図 2-3 では説明の都合上トルクリプル抑制装置として既存装置の外部に表現しているが, 実際はモータ制御プログラムに組み込んで適用する。周期外乱オブザーバにより出力される補償信号は, 図 2-2 ではトルク指令に重畳しているが, i_d/i_q 指令または i_q 指令のみに重畳しても構築可能である。この場合, システムモデル \mathbf{P}_n に差異が現れるのみである。

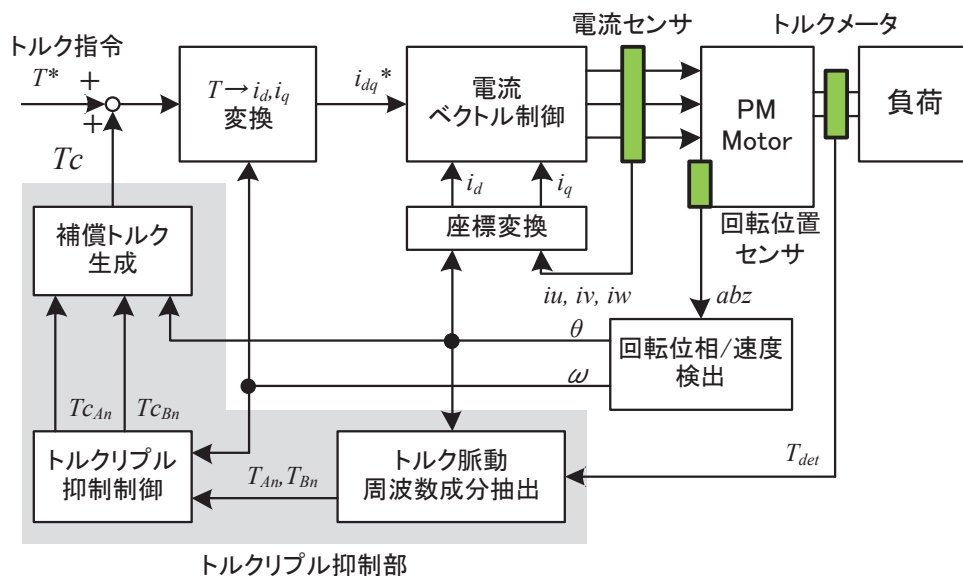


図 2-2 モータドライブにおける周期外乱オブザーバ抑制制御系

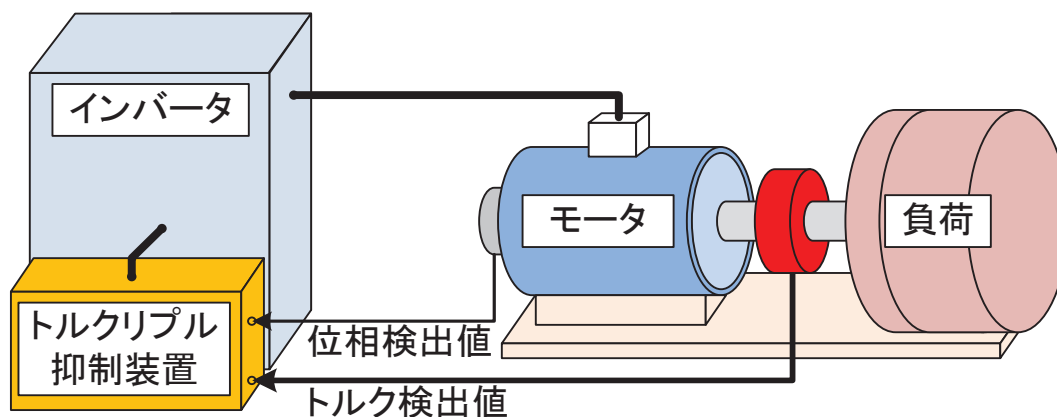


図 2-3 モータドライブ制御機器構成

図 2-2 に示す抑制制御系において、まず観測した軸トルク T_{det} に対してトルクリプル周波数成分の抽出を行う。任意の n 次周波数成分は、検出した軸トルクと回転角に同期した正/余弦値との積にローパスフィルタ G_F を通すことにより正/余弦係数 T_{An} , T_{Bn} を(2-6)式により抽出する。(2-6)式は下線部のみ振動成分となり、これらは G_F を通すことで遮断され、最終的に対象周波数成分の複素係数値のみを直流値として抽出することができる。

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} T_{An} \\ T_{qn} \end{pmatrix} &= 2G_F(s) \cdot \mathcal{L} \left[\begin{pmatrix} \cos n\theta \\ \sin n\theta \end{pmatrix} \cdot T_{det}(t) \right] \\
&= 2G_F(s) \cdot \mathcal{L} \left[\begin{pmatrix} \cos n\theta \\ \sin n\theta \end{pmatrix} \cdot (\tau_{An} \cos n\theta + \tau_{Bn} \sin n\theta + \tau_0) \right] \quad \dots\dots (2-6) \\
&= 2G_F(s) \cdot \mathcal{L} \left[\frac{1}{2} \begin{pmatrix} \tau_{An} \\ \tau_{Bn} \end{pmatrix} + \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \tau_{An} \cos 2n\theta + \tau_{Bn} \sin 2n\theta \\ \tau_{An} \sin 2n\theta - \tau_{Bn} \cos 2n\theta \end{pmatrix} + \tau_0 \begin{pmatrix} \cos n\theta \\ \sin n\theta \end{pmatrix} \right]
\end{aligned}$$

$$G_F(s) = \left(\frac{\omega_f}{s + \omega_f} \right)^4 \quad \dots\dots\dots (2-7)$$

厳密には G_F 部にフーリエ変換などを用いる必要があるが、演算容易性を目的としてフーリエ変換をローパスフィルタに簡易化して用いる。 G_F に例えば(2-7)式に示す 4 次ローパスフィルタを用い、カットオフ周波数 ω_f を 2π [rad/s] などとする。フィルタ次数およびカットオフ周波数のパラメータ決定についてはフィルタ通過後の検出値に現れる残留ノイズなどから実験的に検討し、決定する。カットオフ周波数については一般的な外乱オブザーバのフィルタ周波数に相当するため、安定性と応答性のトレードオフとなる。

抽出した正/余弦成分に逆システムモデル $\hat{\mathbf{P}}_n^{-1}$ を乗算して、モータで発生するトルクリプルを複素ベクトルの形で推定する。システムモデル $\hat{\mathbf{P}}_n$ は、トルク指令から軸トルクまでのシステム同定により求める。例えば、いずれかの同定手法による事前実験の結果から 1Hz 毎に 1 次元複素ベクトルでシステムを表現し、これを 1~1,000Hz の 1,000 個のテーブルデータとする。逆システムモデルの適用時には、回転数と抑制対象次数から対象周波数 $n\omega$ [rad/s] を求め、テーブルデータを参照する。抑制対象とする特定の周波数成分については常に簡素な 1 次元複素ベクトルとなる。同定手法およびシステムモデルの構築方法については、抑制対象周波数に対して 1 次元複素ベクトルの形式で算出できればどのような形式でも構わない。

最終的に推定値 $d\hat{\mathbf{T}}_n$ と指令値 $d\mathbf{T}_n^*$ (通常 0 値) との差分から n 次トルクリプル補償値 \mathbf{Tc}_n を生成する。時間領域への変換はフーリエ変換部の逆として \mathbf{Tc}_n の実/虚成分に正/余弦値を乗算し、次数ごとの補償値を合算して(2-8)式の通り Tc を生成する。複数次数のトルクリプルを抑制する場合は個別次数ごとに制御系を並列に構築し、 Tc の段階で各次数の波を合成する。この場合 Tc は(2-9)式で表現される。

$$Tc = Tc_{An} \cos n\theta + Tc_{Bn} \sin n\theta \quad \dots\dots\dots (2-8)$$

$$T_c = \sum (T_{c_{An}} \cos n\theta + T_{c_{Bn}} \sin n\theta) \dots\dots\dots (2-9)$$

また，回転速度およびトルクごとに**Tc_n**を記録しテーブル化するなどとして，そのテーブルを参照して**Tc_n**を出力すればオフラインのフィードフォワード制御としても適用可能である。この抑制制御による基本的な抑制効果については文献(36)-(38)等により実証されている。

2.3 周期外乱オブザーバの特徴

2.3.1 周期外乱オブザーバの特徴点

周期外乱オブザーバの特徴点をまとめると以下のとおりである。

A) 高精度なトルクリプル抑制

制御対象のみではなく、制御器まで含めたシステム特性（制御器・モータ・センサ特性）を考慮した高精度トルクリプル抑制を行うことができる。

B) 制御帯域の改善

一般的に抑制制御の性能が劣化しやすい高周波帯域の抑制性能をオブザーバ制御により自動的に補償することで改善しており、各次成分を合成すれば複数次数の周期外乱が同時抑制可能である。

C) 多慣性共振系システムの簡易化

実システムの次数、特性と無関係に抑制対象とする周波数においてシステムモデルは常に簡易な 1 次元複素ベクトルの重ねあわせで表現可能であるため、多慣性共振系または非線形システムへの適用も容易である。

D) 制御パラメータ自動調整

指令値からトルク検出値までのシステム同定結果を用いることで、可変速運転に適応する制御パラメータが自動調整される。共振点付近での不安定現象回避が容易となる。

E) 可変速駆動に対応した FF/FB 補償

周期外乱オブザーバ補償法によるオンラインフィードバック補償、もしくはフィードバック結果を用いた補償電流テーブルによるフィードフォワード補償を行うことが可能である。

2.3.2 周波数およびゲイン限界

周期外乱に関して抑制可能な周波数範囲として上下限を考える。下限としてはカットオフ周波数 ω_f がその範囲を決定する。周波数成分の抽出を完全な形で行うにはフーリエ変換等を適用する必要があるが、2.2 節のとおり演算負荷の実用面を考えると LPF で簡略化することが現実的である。1 次 LPF を用いてカットオフ周波数を 1Hz とすれば、この周波数を境としてそれ以下の周波数では(2-6)式で遮断すべき振動分の残留影響が強くなる。このため周波数成分を正しく抽出できなくなり、振動抑制性能が劣化する。カットオフ周波数を

低下させれば低周波振動の抑制も可能であるが、制御応答速度が低下する。カットオフ周波数以上の範囲については十分に振動分を遮断可能であり、応答性も良好となるため、周期外乱オブザーバは高周波向きの振動抑制制御手法であるとも言える。

上限に関する要件としては、制御器（インバータ等）の応答限界で主に決定される。本手法では補償指令からトルク検出までの制御器およびシステム応答による高周波域の減衰特性に対して、自動的に補償指令のゲイン増加と位相補償が行われる。このため手法自体に応答限界があるとは言えない。ただし、振動抑制指令に応じたトルク（または電流）補償値を本来の指令値に重畳するため、実際の制御器能力（演算性能および電源電圧）を超える出力を得ることは出来ない。よって制御器がその補償指令周波数と補償指令に対して出力応答能力を持つことが必要条件となる。また、対象周波数成分をトルクメータにより十分に計測出来ていることも前提である。

ゲイン方向の上下限に関しても、制御器が生成可能な上下限であることが前提である。周波数応答性能が十分であれば、トルク（または電流）制御の制御分解能と制御器の出力限界（電源電圧）に依存する。電圧飽和が発生するとそれ以上の制御器出力が得られなくなるため、上限はモータ特性にも依存することになる。

上記をまとめると、永久磁石同期モータドライブ装置としての出力限界 T_{outlim} が補償指令 T_c とベース出力 T^* との和を上回っている状態の(2-10)式を満たしていることが抑制可能な条件ということになる。以降の第 3 章，第 4 章，第 5 章における主研究においても、永久磁石同期モータドライブの動作は上記で示した範囲内におけるものとして扱う。

$$T_{outlim} > T_c + T^* \quad \dots\dots\dots (2-10)$$

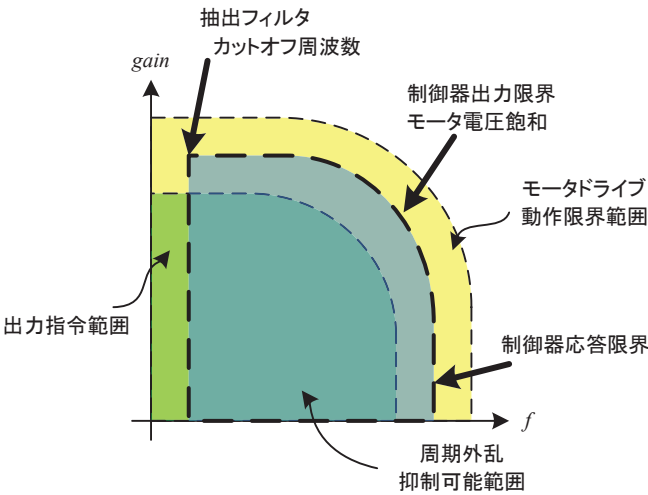


図 2-4 周期外乱オブザーバの適用可能範囲イメージ

2.4 周期外乱オブザーバの課題・問題点

周期外乱オブザーバ自体は 2.1 章で述べたとおり一般化された制御手法であるが、2.2 章の永久磁石同期モータドライブへ適用した場合の適用可能範囲・限界について以下に述べる。

2.4.1 モデル誤差の影響

システムモデル誤差に関して以下の議論を行う⁽³⁸⁾。周期外乱オブザーバではシステムモデル $\hat{\mathbf{P}}_n$ の精度が制御性能を大きく左右する。実際のシステムは様々なものが存在し、 \mathbf{P}_n は事変パラメータとなり事前システム同定結果から大きく変動する可能性もある。またシステム同定の精度次第では、実際のシステムとの誤差が大きくなることもある。そこで、システムモデル誤差 $\Delta\mathbf{P}_n = \mathbf{P}_n - \hat{\mathbf{P}}_n$ が周期外乱オブザーバの安定性に与える影響を考える。逆モデル $\hat{\mathbf{P}}_n^{-1}$ の振幅誤差を $A_n(>0)$ 、位相誤差を $\phi_n(-\pi \leq \phi_n \leq \pi)$ として(2-11)式に $\hat{\mathbf{P}}_n^{-1}$ を定義する。

$$\hat{\mathbf{P}}_n^{-1} = A_n e^{j\phi_n} \mathbf{P}_n^{-1} \quad \dots\dots\dots (2-11)$$

なお、 $A_n=1$ 、 $\phi_n=0$ で誤差ゼロである。(2-11)式より、周期外乱から検出値までの応答を求めると(2-12)式となる。ここで周期外乱応答伝達関数を $C_n(s)$ 、 $G_F(s)$ を 1 次 LPF とする。

$$\frac{\mathbf{y}_n}{\mathbf{d}_n} = \frac{\omega_f s}{(s + \omega_f)(s + \omega_f A_n e^{j\phi_n})} \mathbf{P}_n = C_n(s) \mathbf{P}_n \quad \dots\dots\dots (2-12)$$

実装時のデジタル制御に伴う演算周期 T_s などを考慮して $C_n(s)$ を z 変換して離散化すると(2-13)式になる。

$$C_n(z^{-1}) = \frac{z^{-1} G_F(z^{-1})(1 - z^{-1} G_F(z^{-1}))}{1 + (A_n e^{j\phi_n} - 1) z^{-1} G_F(z^{-1})} \quad \dots\dots\dots (2-13)$$

$C_n(z^{-1})$ は $G_F(s)$ を双一次変換したものとし、(2-13)式に代入して特性方程式を解く。

$T_s=100 \mu s$ 、 $\omega_f=2 \pi [\text{rad/s}]$ として解いた例を文献(38)より図 2-5 に示す。

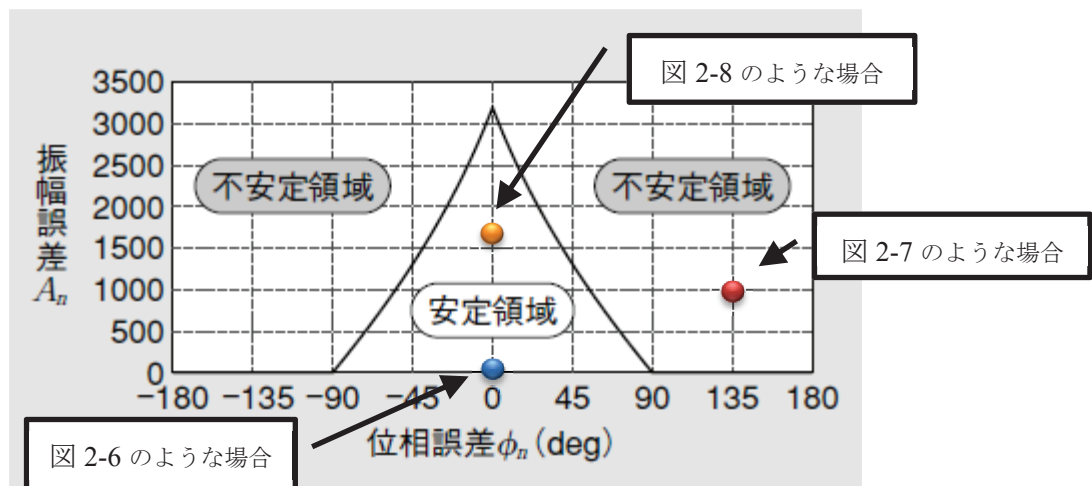


図 2-5 周期外乱オブザーバのロバスト安定性

図 2-5 に示す通り、位相誤差が $\pm 90^\circ$ 以上では必ず不安定となり、位相誤差が $\pm 90^\circ$ 以内でもゲイン誤差が大きければ不安定化する。これから、周期外乱オブザーバはモデル誤差に対してロバスト性を有するが、大きなモデル誤差や動作中の大きなシステム特性変動により制御が不安定となる可能性がある。

例えばシミュレーション検証として（条件などは 3.3.3 節と同様，トルク指令 20Nm，回転数指令 500min^{-1} ），モデル誤差がない状態では図 2-6 の応答でトルクリプルを抑制することができる。一方，位相誤差が 135° 存在する状態では図 2-5 に従い図 2-7 のとおりトルクリプルは抑制制御によって発散方向に向かい，むしろ振動が増加してしまっている。また，位相誤差がなくゲイン誤差 0.1 倍とした図 2-8 の場合，誤差は安定領域内でありトルクリプル抑制は可能なものの，図 2-6 と比較して収束にかかる応答速度が 2sec 程度から 30sec と非常に遅くなっている。この通り，周期外乱オブザーバにおいてモデル誤差を安定領域内に収めておくことはもちろん，適切な応答速度とするにはモデル誤差をゼロ付近に収めることが必要である。

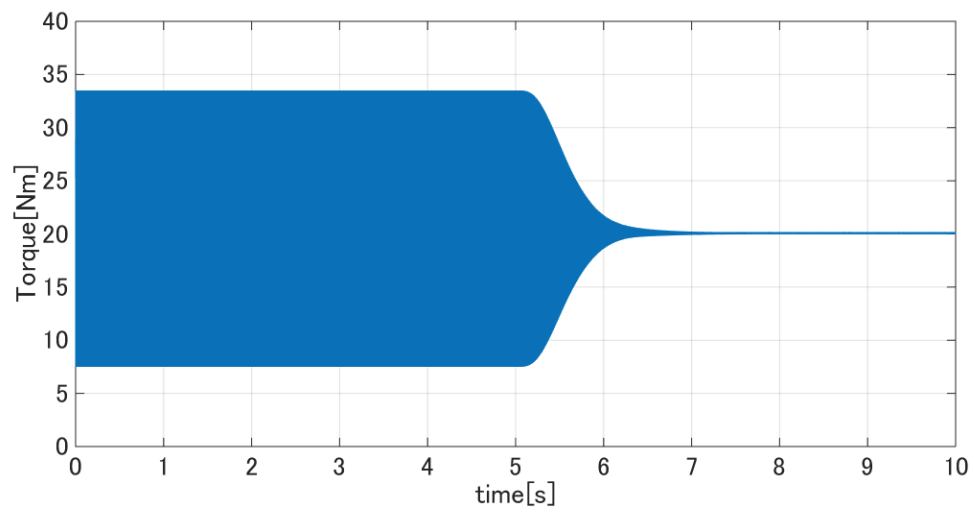


図 2-6 モデル誤差を有さない場合のトルクリプル抑制（トルク時間応答）

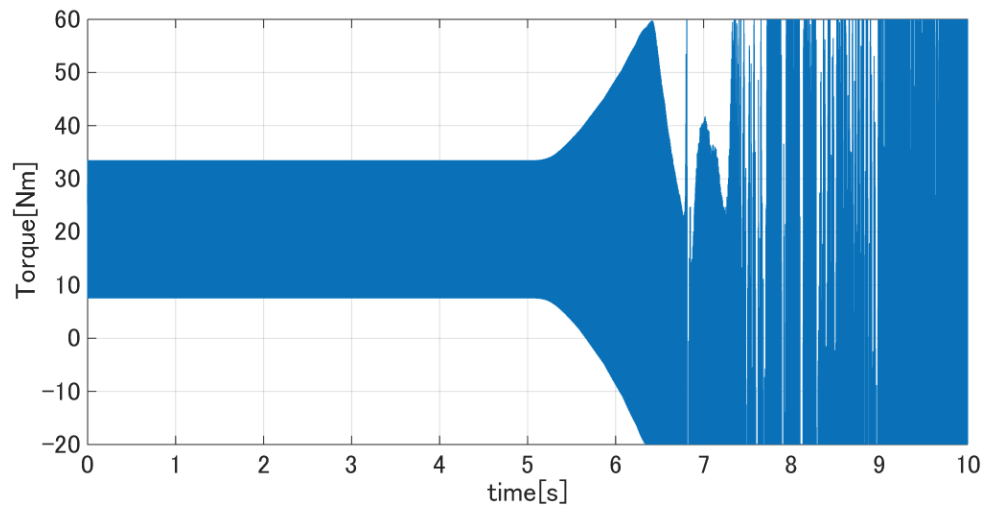


図 2-7 位相誤差が大きい場合のトルクリプル抑制（トルク時間応答）

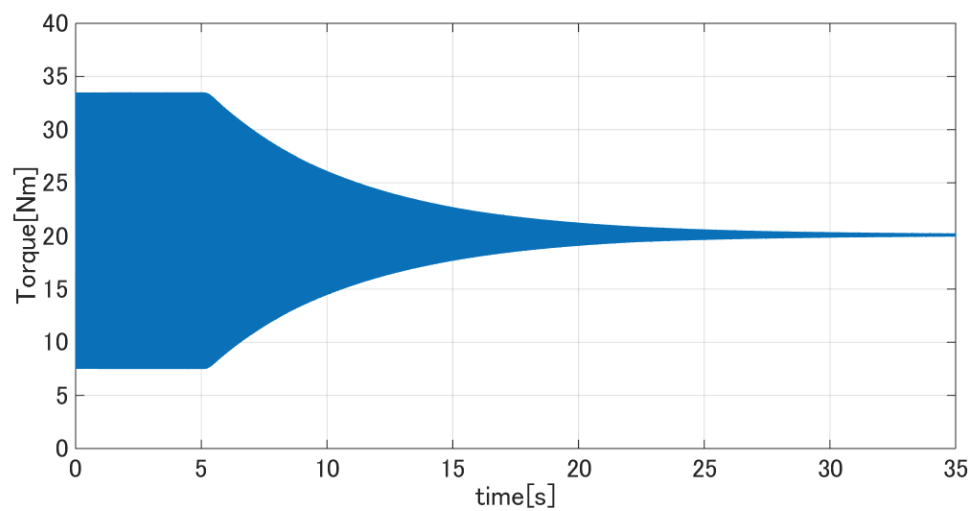


図 2-8 ゲイン誤差が大きい場合のトルクリプル抑制（トルク時間応答）

2.4.2 システム構成について

図 2-2, 図 2-3 に示すシステム構成では抑制対象とするトルクリプルおよび位相角が直接観測可能であることを前提としており, これらが観測できない環境には当然ながら適用出来ない。つまり永久磁石同期モータドライブにおいて軸トルクのトルクリプルを周期外乱オブザーバにより抑制するには, トルクメータを設置して計測する必要がある。トルクに含まれる高周波リプルを観測可能な高周波特性に優れたトルクメータ⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾は高価であるため, ドライブ装置の金銭的パフォーマンスを低下させる。

トルクリプル以外の用途を考えた場合, モータ振動としてはフレーム振動, 音などが挙げられる。振動抑制として周期外乱オブザーバをこれらに適用できる可能性は十分にありえる。ただし, 振動に対して操作可能で制御可能な対象(モータドライブであれば電流, トルクなど)が存在することが前提条件である。フレーム振動や音などに対して操作可能な制御対象を見極める必要がある。本研究においては, 制御対象を永久磁石同期モータドライブにおける軸トルクおよびモータ電流とし, それら以外の抑制対象は将来課題である。

2.4.3 課題解決および応用について

本研究の第 3 章, 第 4 章, 第 5 章の主文においてはこれら一般周期外乱オブザーバにおける問題・課題を解決するために進めてきた研究成果をまとめる。

第 3 章では 2.4.1 節で示したシステムモデル誤差が大きく, 制御が不安定となる状態においてもシステムモデル誤差を補正し, ロバスト性を向上させる研究内容を論じる。

第 4 章では 2.4.2 節で示したトルクメータを用いることを前提とせず, トルクを推定することでこれを抑制対象とし, トルクリプル抑制を達成する研究内容を論じる。

第 5 章では周期外乱オブザーバを応用し, 電流センサ誤差を補正する研究内容を論じる。

なお, いずれの手法も速度・トルク変動はないものとして提案と議論を行う。

第 3 章 モデル誤差補正による安定性向上手法の提案

3.1 概要

2.4.1 節での解説の通り抑制制御の根幹をなすシステムモデルの精度について、ある程度の誤差であれば制御手法が担保するロバスト性により安定性を確保できる。予めシステム同定などを精度よく行えば図 2-5 の安定領域内にモデル誤差を収めることは十分に可能である。しかし例えば、経年劣化による特性の大きな変化やモータ負荷構成の変更といったシステム特性変化によっては図 2-5 の不安定領域にシステムモデル誤差が推移することもありえる。このモデル誤差に対するロバスト性についても考慮、検討が求められる。

本抑制制御系の場合、システムモデルの誤差が抑制完了までの収束時間を増加させ、位相反転している場合は抑制制御自身により振動を増幅し、制御全体を不安定にさせる。モータ制御では回転周波数の上限を機器共振点以下に設計しても、 n 次成分が共振点を通過する場合がある。この場合モデル化誤差によっては抑制対象とした n 次成分について位相反転を起こす可能性がある。また、接続軸の非線形特性によってはトルクに依存した共振点変動が起こる⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾。この対策として非線形特性を含むシステムモデルを用いることが考えられるが、その精度により共振点付近のモデル誤差による懸念が増加する。

周期外乱オブザーバの適用においてシステム変動が既知であれば再度システム同定を行うことを基本とする。ただ、機器の設置後にも動作パラメータやハードウェアの調整などを行う場合もあり、その都度システム同定を行うのは非常に手間である。製品出荷前の試験時には計測設備や制御装置などが万全の状態で試験が行えても、出荷後では環境が整えられず十分な同定試験を実施できないこともある。このため周期外乱オブザーバを用いたトルクリブル抑制制御において、システムモデル誤差を自動的に認識しこれを補正・学習を行うことでロバスト性を向上させることが必要であると考ええる。

本章では回転数・トルク一定状態において、抑制動作中の補償指令値と振動成分検出値を用い周期外乱オブザーバにシステムモデル誤差補正機能を付加する手法を 2 案提案する。これにより図 3-1 に示すように不安定領域に存在する誤差を有したシステムモデルを補正して安定領域内に移動および収束応答の最適化により、上記の誤差による問題を解決してロバスト性の向上を図る。提案手法は基礎的手法の提案のため適用限界は基本的に存在しない。ただし、いずれも補償の動作状態を動的に観測し利用する必要があるため、モータドライブへの適用を考えた場合 2.3.2 節の通り電圧飽和や動作限界に達せず、たとえ発散的挙動であっても(2-10)式を満たし動作を継続している必要がある。

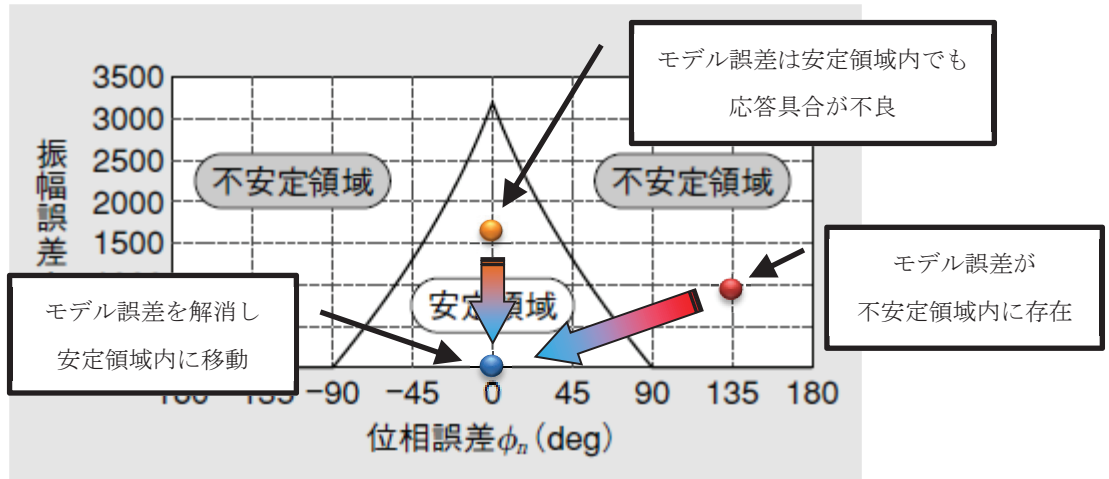


図 3-1 周期外乱オブザーバのモデル誤差に対する安定化イメージ

まず 3.2 節ではベクトル軌跡を用いた手法、つぎに 3.3 節では簡易システム同定を用いた手法をそれぞれ提案する。有効性についてはそれぞれでシミュレーションと実機検証により示す。本文で特に議論は行わないが、条件外の変速または可変トルク状態ではモデル補正を実施しない。

3.2 ベクトル軌跡利用によるシステムモデル誤差学習・補正手法

周期外乱オブザーバの構成図 3-2（基本的に図 2-1、図 2-2 と同構成）において、振動抑制対象から対象の周波数成分について抽出した T_{An} を実軸、 T_{Bn} を虚軸にとれば複素ベクトル平面上にトルクリプルの各周波数成分を表現することができる。この抑制前から抑制中・抑制完了までに複素平面上に描くベクトル軌跡に着目し、幾何学的な情報を利用して同定モデル誤差の補正を行う^{(46)・(48)}。ベクトル軌跡は同定モデルに誤差が無ければ抑制開始点から原点、つまりトルクリプルがない状態に直線かつ G_F にのみ依存した最適の応答時間で向かう。これはまず、システム出力 \mathbf{T}_n を補償指令 \mathbf{T}_{cn} と周期外乱 \mathbf{dT}_n で表し、式変形をふまえて(3-1)式として表し、モデル誤差なしの $\mathbf{P}_n = \hat{\mathbf{P}}_n$ として式変形すれば(3-2)式となる。よって、(3-2)式より \mathbf{T}_n の描く軌跡について実部と虚部の応答は同じで G_F にのみに応答が存在することから原点方向にまっすぐ G_F による応答時間で向かうことが説明できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_n &= \mathbf{P}_n (\mathbf{T}_{cn} + \mathbf{dT}_n) \\ &= \mathbf{P}_n \left(\frac{-G_F \frac{\mathbf{P}_n}{\hat{\mathbf{P}}_n} \mathbf{dT}_n}{1 - G_F \left(1 - \frac{\mathbf{P}_n}{\hat{\mathbf{P}}_n} \right)} + \mathbf{dT}_n \right) = \mathbf{P}_n \frac{(1 - G_F)}{1 - G_F \left(1 - \frac{\mathbf{P}_n}{\hat{\mathbf{P}}_n} \right)} \mathbf{dT}_n \quad \dots\dots\dots (3-1) \end{aligned}$$

$$\mathbf{T}_n = \mathbf{P}_n \cdot (1 - G_F) \cdot \mathbf{dT}_n \quad \dots\dots\dots (3-2)$$

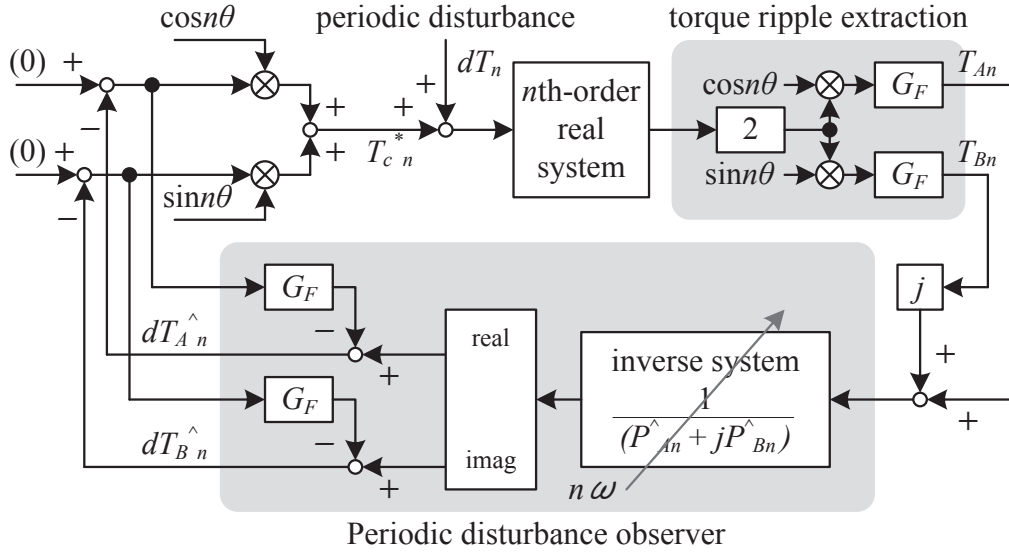


図 3-2 周期外乱オブザーバ適用ブロック図

誤差が存在する状態では、ベクトル軌跡は曲線や螺旋軌道を描いて収束し、最悪の場合は発散して無限遠方向に向かう。これについては 2.4.1 節の解説を前節と同様に複素ベクトルの実/虚部の挙動について展開して解析する。システム \mathbf{P}_n とシステムモデル $\hat{\mathbf{P}}_n$ の複素ベクトルを(3-3)式のとおり a ~ d を実部/虚部係数とする異なる複素数としてモデル化誤差を表し、 G_F を変形した H_F を定める。これを(3-1)式に代入して式変形すれば(3-4)式となり、実部と虚部の応答が異なることから、モデル誤差が存在する場合のベクトル軌跡が曲線となることが説明できる。最適な応答ではないにせよ収束に向かうか発散し収束しない方向に向かうかどうかは 2.4.1 節の通り、誤差の程度に依存する。

$$\mathbf{P}_n = a + jb, \hat{\mathbf{P}}_n = c + jd, (1 - G_F) = H_F \quad \dots\dots\dots (3-3)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_n &= \mathbf{P}_n \cdot \frac{H_F}{H_F + G_F \left(\frac{a + jb}{c + jd} \right)} \cdot d\mathbf{T}_n \\ &= \mathbf{P}_n \cdot H_F \frac{\{H_F(c^2 + d^2) + G_F(ac + bd)\} + j\{H_F(ad - bc)\}}{(H_F c + G_F a)^2 + (H_F d + G_F b)^2} \cdot d\mathbf{T}_n \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3-4)$$

提案手法としては抑制制御中に逐次、軌跡情報から(3-5)式におけるゲイン G^{ref} と位相 θ^{ref} による回転ベクトルを決定し、システムモデル $\hat{\mathbf{P}}_n = \hat{P}_{An} + j\hat{P}_{Bn}$ に乗算して補正モデル \mathbf{P}'_n を求め、逆システムとして用いる。次に位相とゲインの補正量の決定について述べる。

$$\mathbf{P}'_n = \hat{\mathbf{P}}_n \cdot \{G^{ref} \cdot (\cos \theta^{ref} + j \sin \theta^{ref})\} \quad \dots\dots\dots (3-5)$$

3.2.1 位相補正手法

(3-5)式における位相補正量 θ^{ref} を決定する手法を以下に述べる。図 3-3 に示すように、抑制開始からの経過時刻 $[t=t_n]$ の位置 (T_{An}, T_{Bn}) の原点方向のベクトルを \mathbf{r} とし、時刻 $[t=t_{n-1}]$ から時刻 $[t=t_n]$ へのベクトルを \mathbf{v} とおく。 \mathbf{r} から見た \mathbf{v} の回転角度を θ とすれば(3-6)式によりこれを求めることができる。同定モデルに誤差を持たない場合に θ は常にゼロとなる。検出した θ に対して逆向きに θ^{ref} を決定すれば同定モデルの誤差を補正することが可能となる。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\mathbf{r} \times \mathbf{v}}{\mathbf{r} \cdot \mathbf{v}} \quad \dots\dots\dots (3-6)$$

※ \times : 外積, \bullet : 内積

$$\theta^{ref} = -\theta \quad \dots\dots\dots (3-7)$$

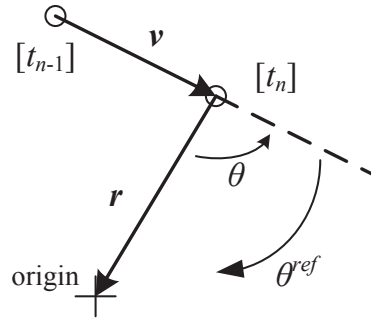


図 3-3 複素ベクトル図

補正を行わなくとも抑制可能な小程度のモデル誤差であれば、オブザーバにより $\theta=0$ となる方向に補償指令が生成される。文献(48)においてはモデル誤差が存在する場合の位相補正量を解析的に求めている。 G_F が 1 次 LPF の場合では解析が容易であるが、4 次フィルタにおいてこれを求めることは難しい。このため本提案においては、図 3-3 における θ を同定モデルの位相誤差と近似的に見て補正量の決定を行う。(3-7)式から補正量 θ^{ref} を決定し、(3-5)式に用いると補正量が過大もしくは過少となる可能性がある。これは位相誤差を近似的に決定したことによる影響といえる。

また、外乱が変動した時には同定モデルが正しくとも θ に変動が現れるため位相補正に誤差が生じ、学習が発散する恐れがある。このように θ にはモデル誤差による分、さらに外乱変動などによる影響も含まれるため、適応的な決定が求められる。提案する手法では(3-8)式に示すように、相補正量 θ^{ref}_n を重み a と θ の積に前回値 θ^{ref}_{n-1} を加算した値として決定する。

$$\theta^{ref}_n = \theta^{ref}_{n-1} - a \cdot \theta \quad \dots\dots\dots (3-8)$$

このようにすることで、突発的な変動に対しても θ^{ref} が適応的に調整され、変動に柔軟に対応でき、 θ がゼロとなる方向へモデルが補正される。

3.2.2 ゲイン補正手法

(3-5)式における補正ゲイン G^{ref} を決定する手法を以下に述べる。位相誤差が小さくともゲイン誤差が大きい場合には目標点を中心とした振動的挙動、もしくは収束時間が非常に長くなる可能性がある。位相補正に加えゲイン補正を行うことで、モデル誤差に対するロバスト性の高い補正制御を確立することができる。

補正ゲイン G^{ref} は図 3-3 の位置ベクトル \mathbf{r} および速度ベクトル \mathbf{v} から、図 3-4 に示すフローチャートに基づいて決定する。Start から End までを周期的に繰り返し、ゲイン補正量を逐次決定する。なお補正量の調整方向として、 G^{ref} の増加/減少は移動速度の減少/増加に相当する。以下に図 3-4 のシーケンスフローチャートについて説明する。

- A) $|\mathbf{r}|$ が Th1 以上のとき、補正必要と判定する。これはトルクリプルが十分に収束している状態として定格の数%とする。
- B) \mathbf{v} が閾値 Th2 以上ならゲイン不足と判定し G^{ref} を a1%増加させる。これにより、ゲイン過小による急速発散状態を防ぐため、移動速度を低下させる。急速な発散が防止できれば良いので大きな速度に設定する。
- C) \mathbf{v} が閾値 Th3 以下ならゲイン過大と判定し G^{ref} を a2%減少させる。これにより、ゲイン過大による収束遅延状態を防ぐため、移動速度を増加させる。停滞状態を検出するために小さな速度に設定する。

各設定値については定格トルクを基準として実験的に決定する。

以上より、 (T_{An}, T_{Bn}) のベクトル軌跡を利用して上記で示した位相およびゲイン補正手法を用いて、(3-5)式により同定モデルの補正を行う。各設定値についてはシミュレーションや実機での実験結果から実験的に決定している。周期外乱オブザーバはロバスト性が高いため、本手法による補正により発散や停滞状態を脱すればよい。このため 3.2.7 節でまとめるが、補正したシステムモデルが真値に対して精度よく得られる保証は高くない。以上より制御ブロック図を図 3-5 とし、システムモデル補正を行う。

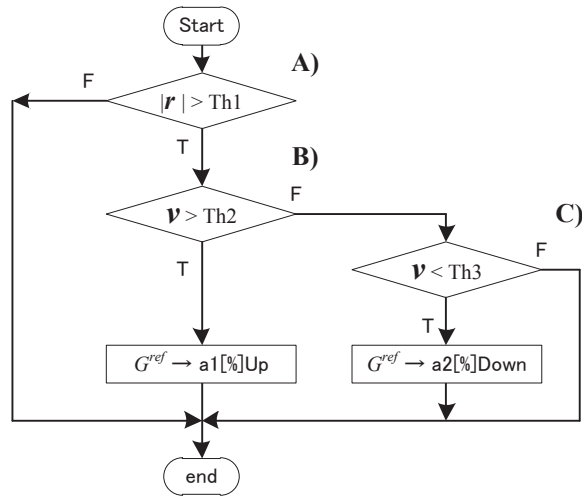


図 3-4 ゲイン補正量決定シーケンス

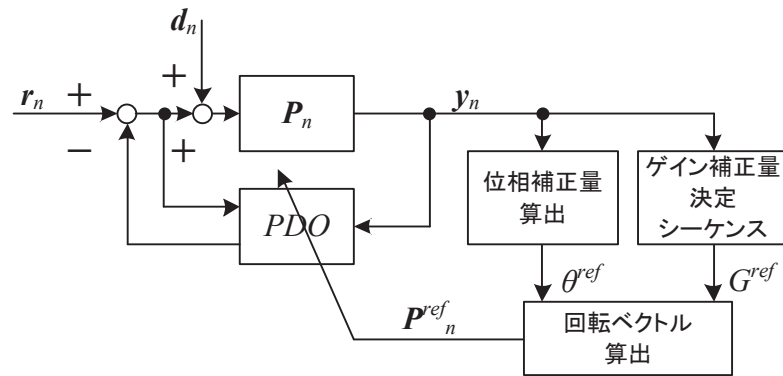


図 3-5 ベクトル軌跡によるモデル補正機能付き周期外乱オブザーバ

3.2.3 シミュレーション結果

表 1-3 の Type.A を対象として、回転数・トルク一定条件で、学習機能を用いない場合と提案する学習機能を付加した場合を比較し、その効果を示す。次に抑制完了後にモデルおよび外乱が急変した場合を示し、学習機能による抑制制御のロバスト性を示す。シミュレーションにおいて回転数・トルクは一定状態（42Hz(極対数 4), 30Nm）とし、補正周期を 20ms とした。トルクリプル条件として $1f, 2f$ 成分に一定量を与える。モータ以外の各条件設定を表 3-1 に示す。インバータは理想インバータ（正弦波電圧出力）とする。

表 3-1 ベクトル軌跡によるモデル補正シミュレーション時のシステム条件

電流制御周期	50 μ s
PDO 制御周期	200 μ s
モデル補正処理周期	20ms
G_F 次数	4
G_F カットオフ周波数 ω_f	1Hz
(3-8)式調整値 a	20ms
Th1	1%定格トルク
Th2	100%定格トルク/s
Th3	1%定格トルク/s
a1	5%
a2	5%
トルクリプル設定	1,2 f に定格トルクの 10%リプル

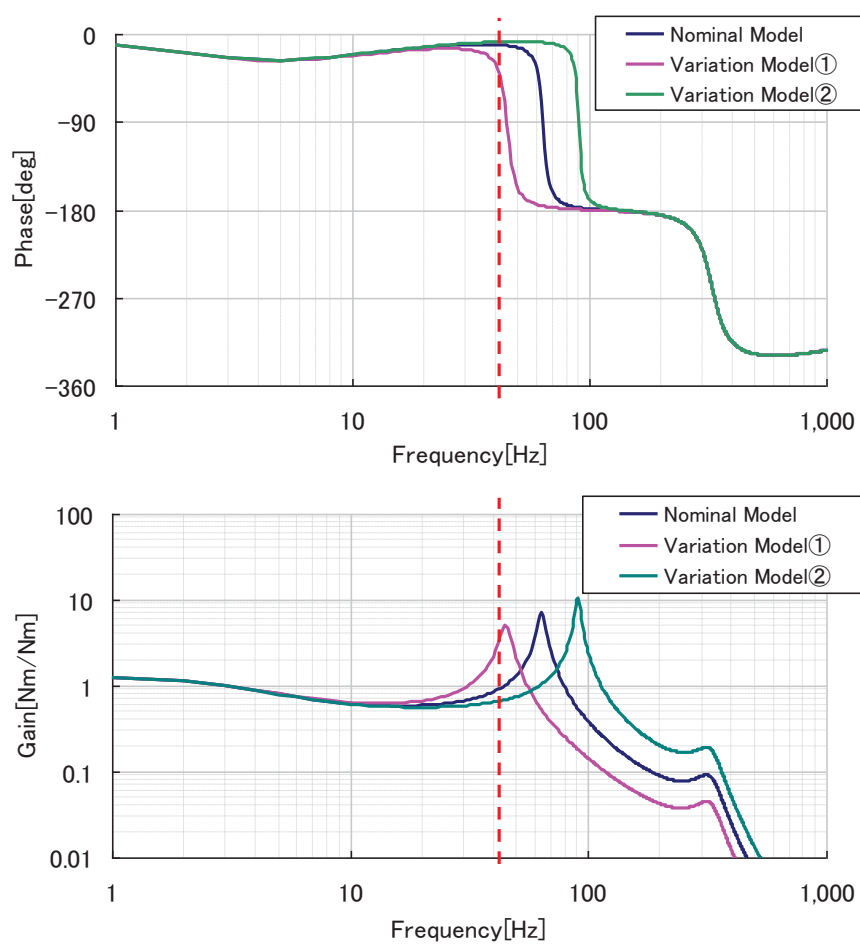


図 3-6 ベクトル軌跡によるモデル補正シミュレーション時のシステム特性

3.2.4 学習機能の有効性検証

同定モデル誤差が存在する状態において学習機能の有効性をシミュレーションにより検証する。モデル誤差条件として、図 3-6 に示すモデルを逆モデルのノミナルな同定モデルに設定し、実システムを変動モデル①として誤差設定してシミュレーションを行う。

まず、図 3-7 に学習機能が無効としたときの結果を示す。図の a) にベクトル軌跡図を b) に (T_{An}, T_{Bn}) の原点からの距離 $|r|$ の時間応答、c) に軸トルクの時間応答を示す。また a) , b) においては 1s ごとのポイントを▲印にて図示している。抑制制御を開始した時点からトルクリプルが収束せずに抑制前より増大している。また、補償トルクが出力リミッタに到達するためベクトル軌跡が円状の軌道を描いている。

図 3-8 に学習機能を有効としたときの結果を示す。図 3-7 の結果と比較し、抑制開始直後から位相誤差および発散方向に向かう速度を抑制するようにノミナル同定モデルを補正するため、抑制制御が発散することなくトルクリプルを抑制できていることが確認できる。

3.2.5 システムおよび外乱変動に対する効果検証

次にシステム急変および外乱変動についてシミュレーションし、効果を検証する。図 3-6 の変動モデル①で抑制が完了している状態で、変動モデル②にシステムを急変させ、同時にトルクリプルを 2 倍に変動させる。結果を図 3-9 に示す。実モデルには図 3-6 より、位相・ゲインともに大きな変化が現れる。図 3-9 から変動直後にベクトル軌跡は外乱変動により外方向へ進行する。しかし、提案手法によりモデルかつ外乱変動に対しても同定モデルを逐次補正することにより発散動作を防ぎ、トルクリプル抑制を可能としていることが確認できる。

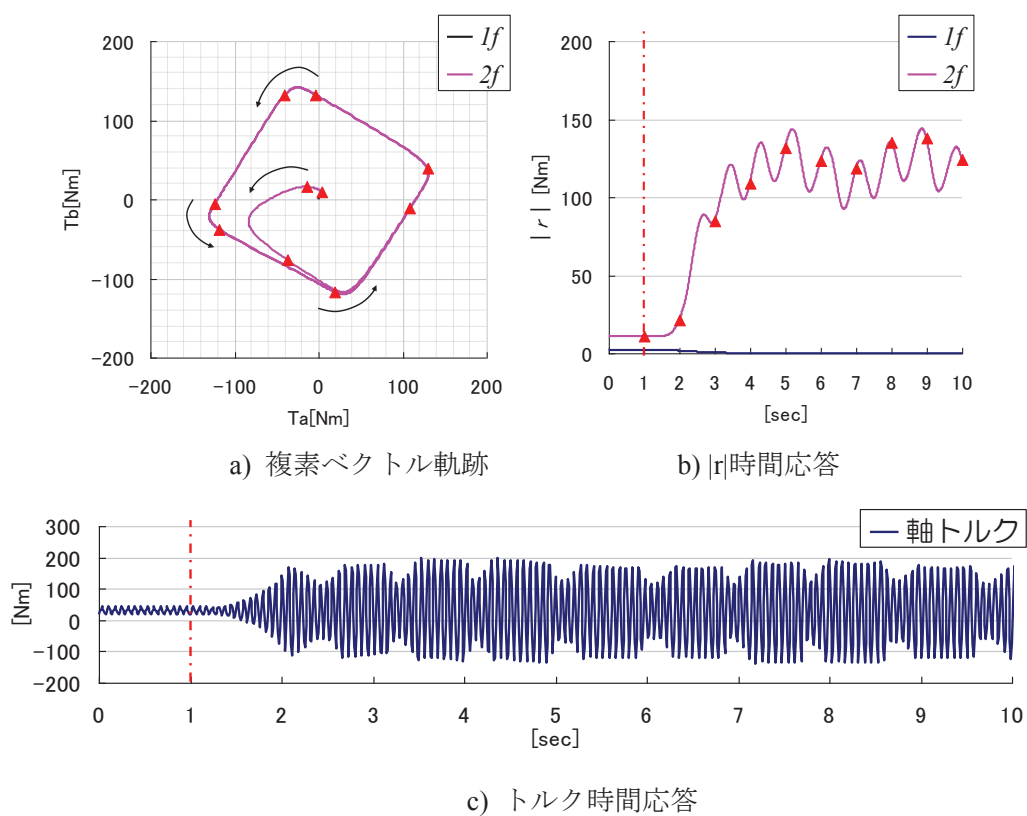


図 3-7 ベクトル軌跡によるモデル補正シミュレーション結果(モデル補正機能なし)

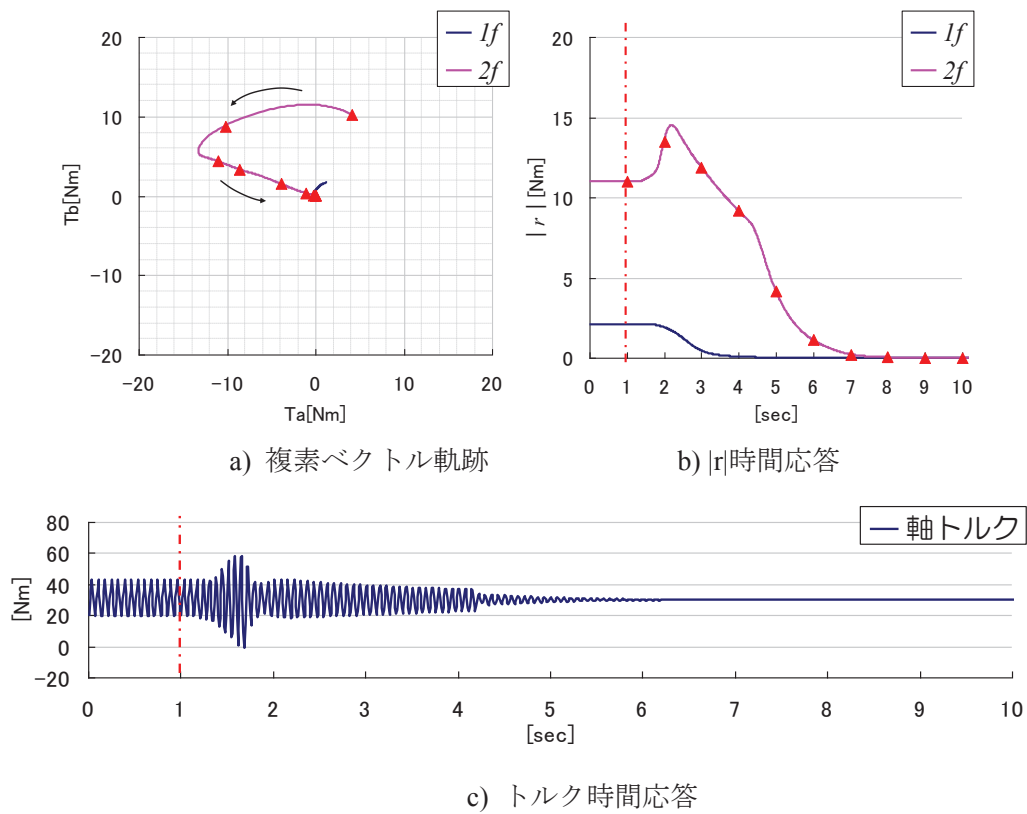


図 3-8 ベクトル軌跡によるモデル補正シミュレーション結果(モデル補正機能あり)

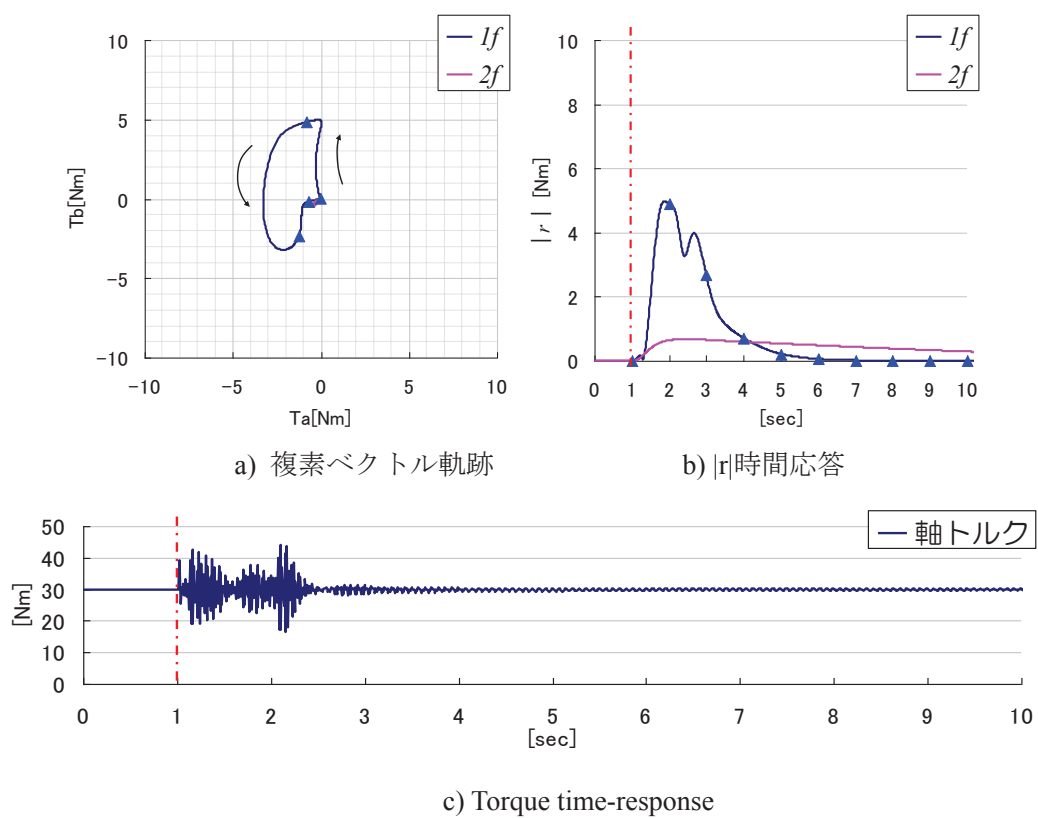


図 3-9 ベクトル軌跡によるモデル補正シミュレーション結果(外乱トルク変動)

3.2.6 実機による検証

同定モデル誤差が存在する状態において学習機能の有効性をシミュレーションにより検証する。モデル誤差条件として、システムモデルにはゲイン=1、位相=0としてノミナルなモデルを与える。トルクリプルの抑制対象次数に1,2,6,12 f を設定し回転数・トルクは一定状態(500min⁻¹, 20Nm)とし、その他条件も表3-1と同様とした。実験結果は、図3-10にトルク時間応答、図3-11に各次数大きさの時間応答、図3-12にそれぞれの次数の学習前後のベクトル軌跡を示す。動作パターンとしては0~40secではノミナルモデル状態からモデル補正を有効として動作を行い、40~90secでは最初に学習を行ったモデルを用いて抑制動作を行わせている。

図3-10、図3-11からノミナルモデルの状態で抑制を行うと一旦は発散方向に向かうが、図3-12の軌跡から大きく弧を描きながらもモデル補正を行うことで結果的に収束を可能としている。このときの学習結果モデルを用いて再度抑制を行った場合では発散挙動や大きく湾曲した軌跡を描くことなく抑制動作を完了できている。

3.2.7 まとめ

本節では周期外乱オブザーバ補償法における同定モデル誤差についてベクトル軌跡を利用した誤差補正手法を提案した。実モデルと制御器内部のノミナル同定モデルに乖離がある場合や、抑制中の外乱変動に対するロバスト性を向上させたことをシミュレーションおよび実機結果により示した。

本提案手法がモデル誤差を補正可能であることは上記のとおりであるが、補正に係るパラメータは適用する対象に合わせてある程度の調整が必要となる。これは全くの未知対象には適用が難しいことを意味する。また、得られた補正モデルが真モデルと誤差なく得られるという保証も難しい。調整パラメータによってある程度の誤差範囲、つまり周期外乱オブザーバのロバスト性範囲内に収める、ということに本手法が相当するためである。より汎用的な制御手法とするには不十分であり、次節では本手法をより改善した研究内容について論じる。

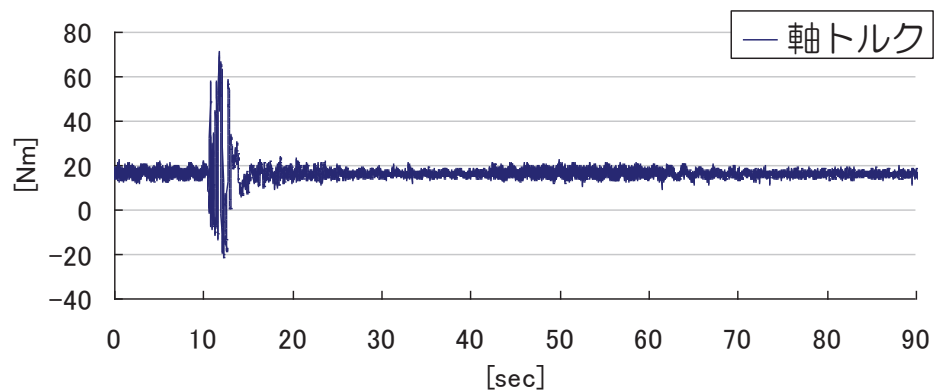


図 3-10 ベクトル軌跡によるモデル補正実機検証結果（トルク時間応答）

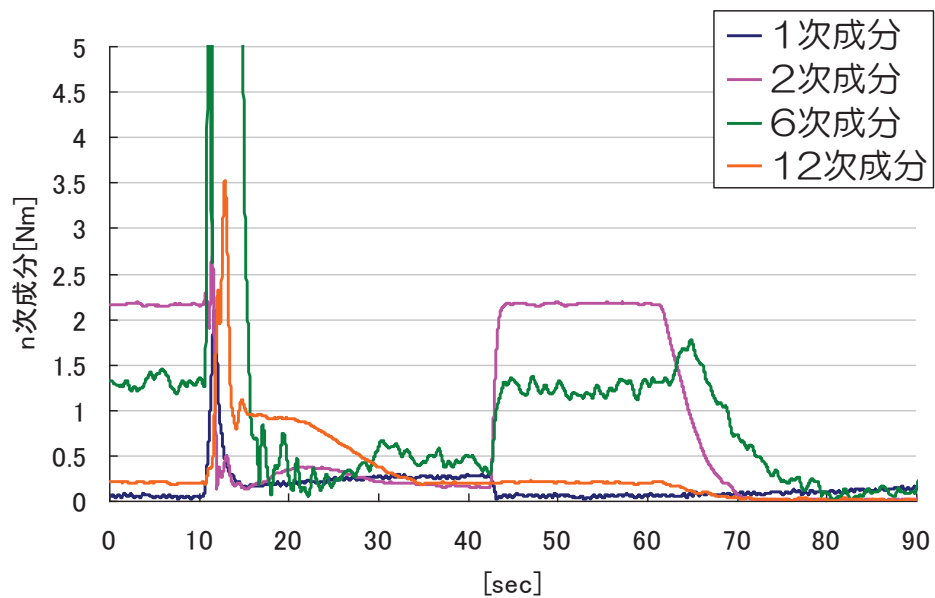


図 3-11 ベクトル軌跡によるモデル補正実機検証結果（周波数成分時間応答）

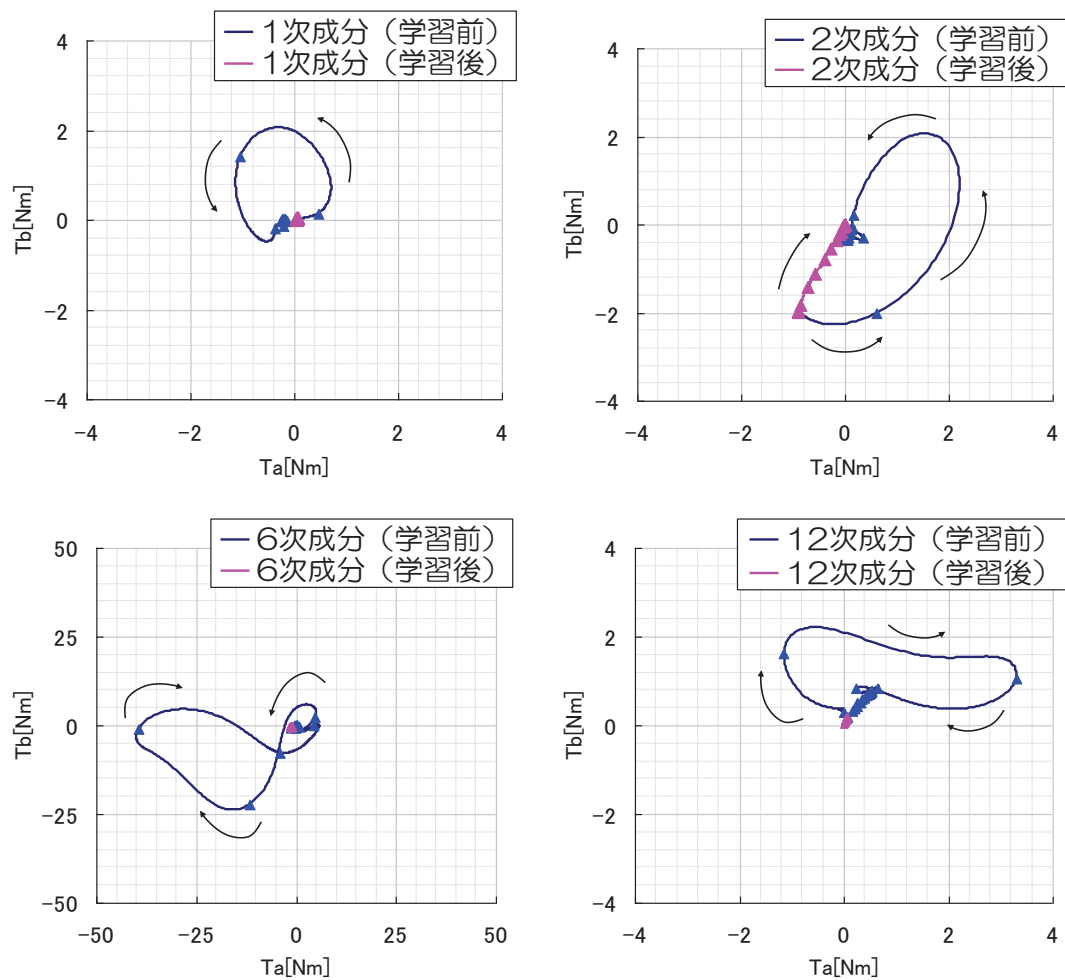


図 3-12 ベクトル軌跡によるモデル補正実機検証結果 (ベクトル軌跡)

3.3 簡易システム同定によるシステムモデル誤差学習・補正手法

3.2 節で提案した手法ではモデル補正精度がひとつの課題であった。これに対し本節では、トルクリプル推定ベクトルと検出ベクトルから抑制対象周波数について動的にシステム同定を行うことで誤差量を検出して補正するシステムモデル誤差補正手法を提案する⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾。ただし、本手法の基本的な適用条件として補正中におけるトルク・回転数は一定、かつ外乱変動は微小として無視する。以降はひとつの次数のみを対象として論じるが、複数次数を同時に抑制する場合は提案手法においても各次数を同時個別に補正する。

3.3.1 モデル補正処理有効無効判定

通常はシステムモデル誤差学習を行わずに抑制制御を行い、補正・学習が必要であると判定した時のみに実施する。モデル補正の有効無効の切り替えシーケンスを以下に、そのフローチャートを図 3-13 に示す。本シーケンスは周期外乱オブザーバが動作開始すれば同じく動作開始して繰り返す。各閾値の決定については、定格トルク値、補償トルク上限、補正の有効感度から決定する。なお、説明中の表記としてサンプル間の差分を(3-9)式で表現し、カッコにてサンプル時刻を表す。

$$\Delta X = \|X[k]\| - \|X[k-1]\| \dots\dots\dots (3-9)$$

- a) 補正を有効としている状態か無効としている状態かでシーケンス分岐を行う。
- b) $\|T_n\|$ が Th1 以上であれば周期外乱オブザーバのロバスト性範囲外として補正判断の必要ありとする。これはトルクリプルが十分に収束した状態として定格の数%とする。
- c) 位相反転による補償値急増での発散検知のため、トルクリプル補償ベクトルの絶対値変化量 ΔT_{c_n} が Th2 以上であれば補正処理を有効(Correction sw を ON)とする。急速な発散が防止できれば良いので Th2 は大きな速度に設定する。
- d) トルクリプル検出ベクトルの絶対値変化量 ΔT_n が Th3 以上の増加方向であれば発散方向と判断して補正処理を有効とする。収束方向であれば ΔT_n はプラスとなるので Th3 はバタつきを考慮して適当な小値に設定する。
- e) 変化量の絶対値 $|\Delta T_n|$ が Th4 以下であればゲイン誤差により収束時間が長いと判断し補正処理を有効とする。停滞状態を検出するために小さな速度に設定する。
ただしこの判定要件を削除して d)要件の Th3 をマイナス値から設定し、停滞状態を含み d)要件で判定しても良い。

- f) $\|T_n\|$ が Th5 以下となり一定時間 (T1) 経過したら補償完了として補正処理を無効 (Correction sw を OFF)とする。これはトルクリプルが十分に収束している状態として定格の数%とする。
- g) 同時に現在のシステムモデルのテーブルデータを補正により得たパラメータに修正する。このときテーブルデータの修正を行うのは対象とした周波数のみである。

各設定パラメータについては実験的に後述のシミュレーションや実機で決定しているが、このパラメータ設定はあくまで補正の必要性有無に関するもので補正精度には大きな影響を与えない。

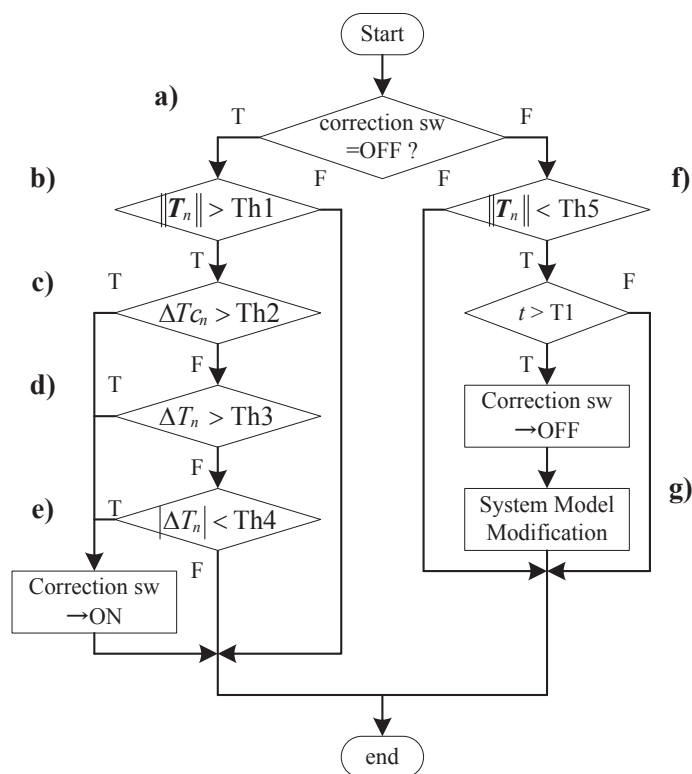


図 3-13 補正処理判定シーケンス

3.3.2 モデル誤差補正手法

次に具体的なモデル誤差補正手法を以下に説明する。提案するモデル誤差補正付き周期外乱オブザーバの制御ブロック図を図 3-14 に示す。あるサンプル時刻 k の推定側および検出側の各状態式を(3-10),(3-11)式に表す。式中，検出値と補償値は観測可能であるが外乱と実システムは直接的には観測不能である。そこで時間差分を用いることで定常項と仮定した外乱項を消去し，実システムを推定することを考える。補償指令ベクトルは振動抑制が基本のため $d\mathbf{T}_n^* = \mathbf{0}$ の一定とする。

$$(\mathbf{dT}_n[k] - d\hat{\mathbf{T}}_n[k]) \cdot \mathbf{P}_n[k] = \mathbf{T}_n[k] \quad \dots\dots\dots (3-10)$$

$$d\hat{\mathbf{T}}_n[k] \cdot \hat{\mathbf{P}}_n[k] = \hat{\mathbf{T}}_n[k] \quad \dots\dots\dots (3-11)$$

各値のサンプリング間の差分を考え，サンプル間における n 次外乱ベクトル（トルクリプル） $d\mathbf{T}_n$ と実システム \mathbf{P}_n の変化量を微小として無視すると(3-12),(3-13)式が成立する。

$$d\mathbf{T}_n[k] = d\mathbf{T}_n[k-1] \quad \dots\dots\dots (3-12)$$

$$\mathbf{P}_n[k] = \mathbf{P}_n[k-1] \quad \dots\dots\dots (3-13)$$

次に(3-10)，(3-11)式のサンプリング間の差分を求め，(3-12),(3-13)式によって観測不能な定常項を消去し，(3-14)(3-15)式を得る。

$$-(d\hat{\mathbf{T}}_n[k] - d\hat{\mathbf{T}}_n[k-1]) \cdot \mathbf{P}_n[k] = \mathbf{T}_n[k] - \mathbf{T}_n[k-1] \quad \dots\dots\dots (3-14)$$

$$(d\hat{\mathbf{T}}_n[k] - d\hat{\mathbf{T}}_n[k-1]) \cdot \hat{\mathbf{P}}_n[k] = \hat{\mathbf{T}}_n[k] - \hat{\mathbf{T}}_n[k-1] \quad \dots\dots\dots (3-15)$$

(3-14)式から(3-16)式を求め，(3-16)式に(3-15)式を代入して(3-17)および(3-18)式を得る。ここで，現在のシステムモデルと実システムの誤差分を \mathbf{P}^{err}_n とおく。なお，(3-17)式の分母の値について，3.3.1 節のシーケンスにより Th 1 以上で補正が有効となり，Th5 以下で収束と判定し補正が無効となるので，演算中にゼロ割となる恐れはない。

$$\mathbf{P}_n[k] = -\frac{\mathbf{T}_n[k] - \mathbf{T}_n[k-1]}{d\hat{\mathbf{T}}_n[k] - d\hat{\mathbf{T}}_n[k-1]} \quad \dots\dots\dots (3-16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_n[k] &= -\frac{\mathbf{T}_n[k] - \mathbf{T}_n[k-1]}{\hat{\mathbf{T}}_n[k] - \hat{\mathbf{T}}_n[k-1]} \cdot \hat{\mathbf{P}}_n[k] \quad \dots\dots\dots (3-17) \\ &= \mathbf{P}^{err}_n[k] \cdot \hat{\mathbf{P}}_n[k] \end{aligned}$$

$$\mathbf{P}^{err}_n[k] = -\frac{\mathbf{T}_n[k] - \mathbf{T}_n[k-1]}{\hat{\mathbf{T}}_n[k] - \hat{\mathbf{T}}_n[k-1]} \quad \dots\dots\dots (3-18)$$

(3-17)式による推定結果は微分演算により高周波ノイズを含むため、誤差出力を LPF に通してノイズを除去する。以上から、サンプリング間における状態差分を用いることで外乱項を消去し、観測可能な値を用いた簡易的なシステム同定によりシステムモデル誤差を推定する。最終的に、現在のシステムモデルをモデル誤差 \mathbf{P}^{err}_n によって補正することでモデル誤差による不安定状態を解消し、周期外乱オブザーバのロバスト性を向上させる。

本手法によれば特定周波数のみであるが精度よくシステムモデルを同定することが可能であり、前節の誤差補正精度に対する課題を解決している。また、補正を行うかどうかの図 3-13 によるシーケンスだけは適用対象に依存するが、モデル補正手法自体は適用対象に依存せずに誤差推定を行うことが可能である。

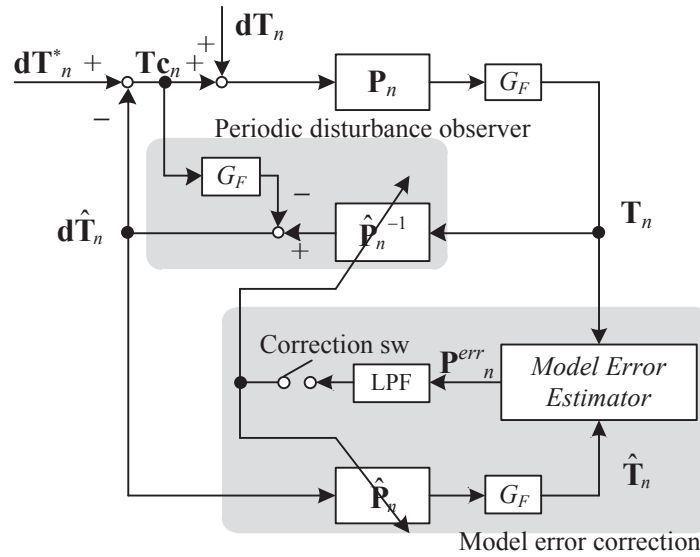


図 3-14 簡易システム同定によるモデル補正機能付き周期外乱オブザーバ

3.3.3 シミュレーション結果

本提案手法の有効性をシミュレーションにて検証する。シミュレーションは表 1-3 の Type.A,B,C について行う。それ以外の各条件設定を表 3-2 に示す。インバータは理想的（正弦波電圧出力）とする。

まずは Type.A について各シミュレーション検討を行った後、基礎部分について Type.B,C を対象に検証する。回転数・トルク一定およびシステムモデルに誤差が生じている条件で、提案する学習機能を用いない場合と用いた場合を比較し、その効果を示す。次にトルクリプル抑制中にシステムおよび外乱が変動した場合における本提案手法のロバスト性を検証する。シミュレーションにおいて、トルクは 20Nm 一定、回転数は電氣的周波数の 6f 成分におけるモデル誤差が顕著となる共振点付近となるように 450min^{-1} の一定とした。トルク

リップルの条件として、 $6f$ 成分に一定量を与えた。図 3-13 のモデル補正処理有効無効判定シーケンスの各パラメータに関して今回は以下のとおり設定した。

Th1 は補正効果を検証するため補正に向かいやすい設定として定格トルクの 0.1%とした。Th2 は指令値側から発散挙動を検知するための閾値である。今回は検証のため発散挙動を検知しやすくなるように閾値を高めとし、定格トルクの 240%/s に設定した。発散方向で速度が比較的遅いものは Th3 の判定により、ノイズなどと区別するために発散方向とはっきりしてから補正を行うこととして Th3 を Th2 よりも低い値で定格トルクの 2.4%/s に設定した。Th4 は定格トルクの 1.2%/s に設定し、発散収束に関わらず遅い動作についても補正を行うようにした。次に定格トルクの 1.2%を抑制完了域として Th5 を設定し、0.50s の待機時間に T1 を設定した。今回のパラメータ設定に関しては実験的な部分もあり補正に敏感な設定とするが、感度に関しては用途に応じて調整を行う必要がある。

表 3-2 簡易システム同定によるモデル補正の
検証におけるシステム条件

電流制御周期	50s
PDO 制御周期	200 μ s
モデル補正処理周期	20ms
G_F 次数	4
G_F カットオフ周波数 ω_f	1Hz
Th1	0.1%定格トルク
Th2	240%定格トルク/s
Th3	2.4%定格トルク/s
Th4	1.2%定格トルク/s
Th5	1.2%定格トルク
T1	0.5s
トルクリプル設定	$6f$ に定格トルクの 5%リップル

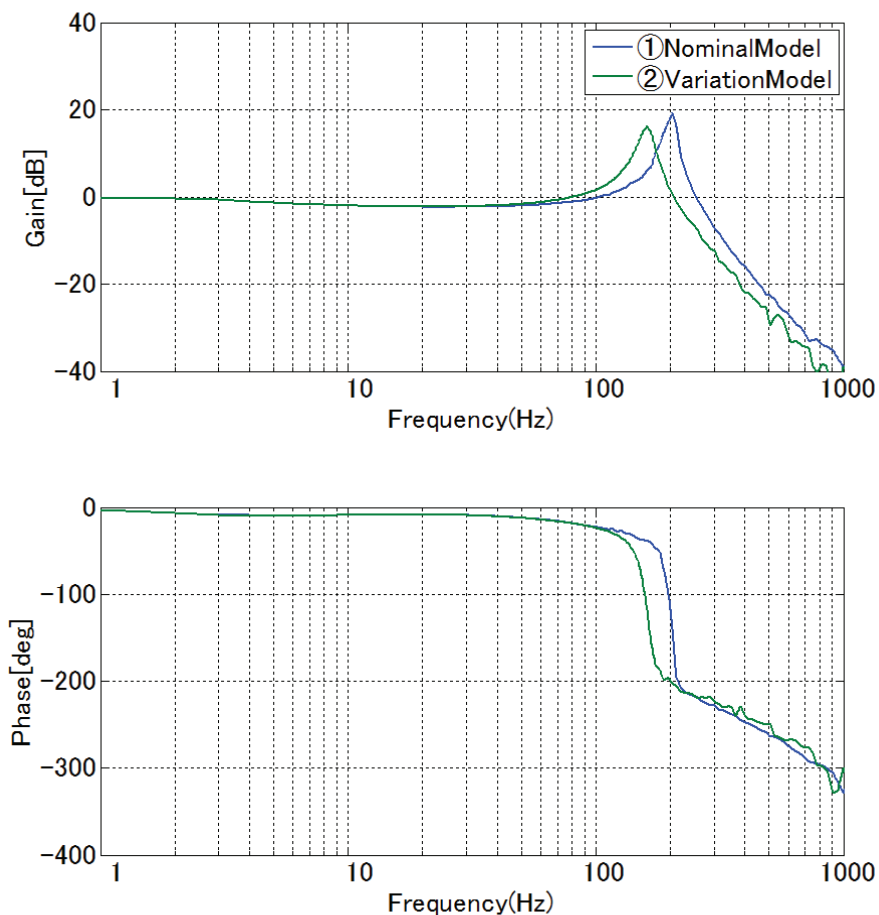


図 3-15 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション時のシステム特性

3.3.4 モデル誤差補正機能の有効性検証

システムモデル誤差が存在する状態で学習機能の有効性をシミュレーションにより検証する。モデル誤差条件としては、図 3-15 に示す①の制御対象に対し、周期外乱オブザーバ内のノミナルシステムモデルを②として誤差を設定し、シミュレーションを行う。シミュレーション結果は図 3-16 の上段からトルク、抑制制御および補正処理の on/off、回転数、制御器内部で検出したトルクリプルの $6f$ 周波数成分絶対値について検出値と補償値、 $6f$ 周波数のゲインと位相で表すシステムモデル推定値、以上それぞれの時間応答示す。まず、補正を無効として抑制制御を行った場合を図 3-16 左側(0~15sec, 図中 mode①)に示す。実システムに対し、 $6f$ 成分の 180Hz では位相がほぼ反転しているため、振動が収束することなく発散していることが確認できる。このときのシステムモデルの変化は、補正によるものではなく、速度変化に伴う $6f$ 周波数の変化が原因である。次に一旦抑制をオフとしてから

同条件で補正を有効として抑制をオンとした場合を図 3-16 中央(25~35sec, 図中 mode②)に示す。抑制をオンとした直後はモデル誤差により発散方向に向かうが、すぐにこれを前述のシーケンスにより検知して補正処理が有効となり、モデル補正を行うことで抑制制御が発散せず、収束していることが確認できる。図 3-16 右側(45~55sec, 図中 mode③)の再度抑制をオフとしてからオンとした場合、前回収束時にモデル誤差を補正・学習しているため、補正処理は不要となり振動抑制を達成できている。また、抑制前後の対象とする周波数の補正程度を表 3-3 に示す。真値に対してゲインでは 6%, 位相では 3%程度の誤差であり、十分な誤差補正を達成していることが確認できる。

3.3.5 システムおよび外乱変動に対する効果検証

システムのステップ変動および外乱のステップ変動についてシミュレーションし、影響を検証する。システム変動について、制御対象およびシステムモデルを共に図 3-15 の①として抑制完了の状態から、時刻 5.0sec あたりで制御対象を変動モデル②へステップ変動させる。このときのシミュレーション結果を図 3-17 に示す。抑制前後のシステムモデルの補正程度は表 3-4 であり、真値に対して数%の誤算範囲である。モデル誤差により生じる発散挙動を検知してシステムモデル補正を行うことで大きな発散に至ることなく、抑制を完了している。

外乱変動（ここではトルクリプルの変動を指す）については本来、モデル誤差補正を行う必要はない。しかし、本提案手法によれば変動による周波数成分の変化をモデル誤差によるものと誤認する可能性がある。実システムに変動は発生していないため、誤差補正処理が正しければ誤差出力は得られず、影響はないと予想される。本シミュレーションではこれを検証し、結果を図 3-18 に示す。時刻 5.0sec 近傍で 6f 成分値を 2 倍にステップ変動させる。これによりトルクリプルが一旦増加し、同時にモデル補正が必要と判断される。補正処理が実行されるが、抑制過程において発散挙動などの問題は発生しておらず、表 3-5 の通り補正処理による誤差は、真値に対して数%と微小である。

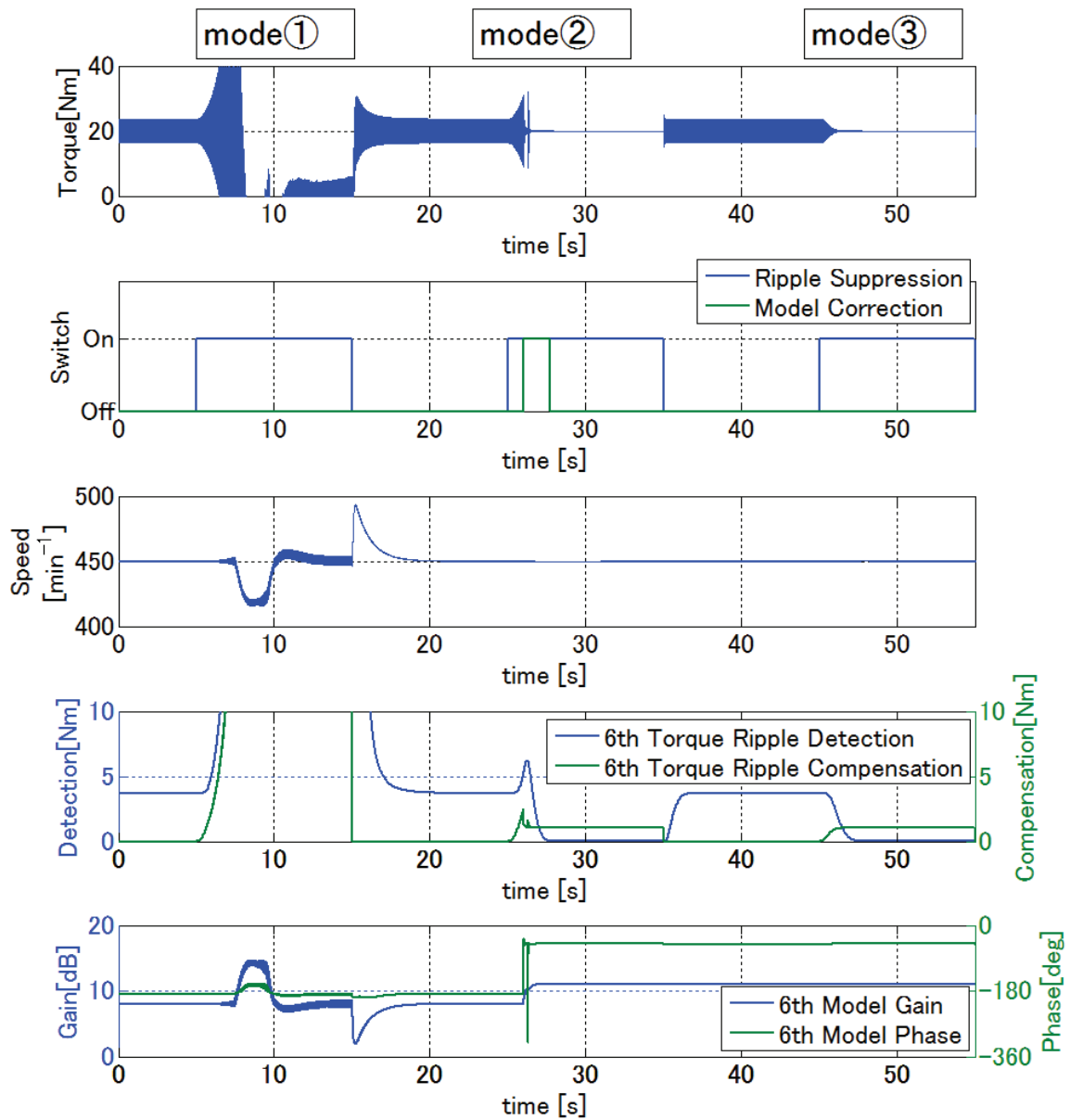


図 3-16 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション結果

表 3-3 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション
システムモデル値, 補正結果

6f(180Hz) 表 Value	Gain[dB]	Phase[deg]
Before correction (②model)	8.5	-185.3
After correction	11.0	-51.2
True value (①model)	11.7	-49.7

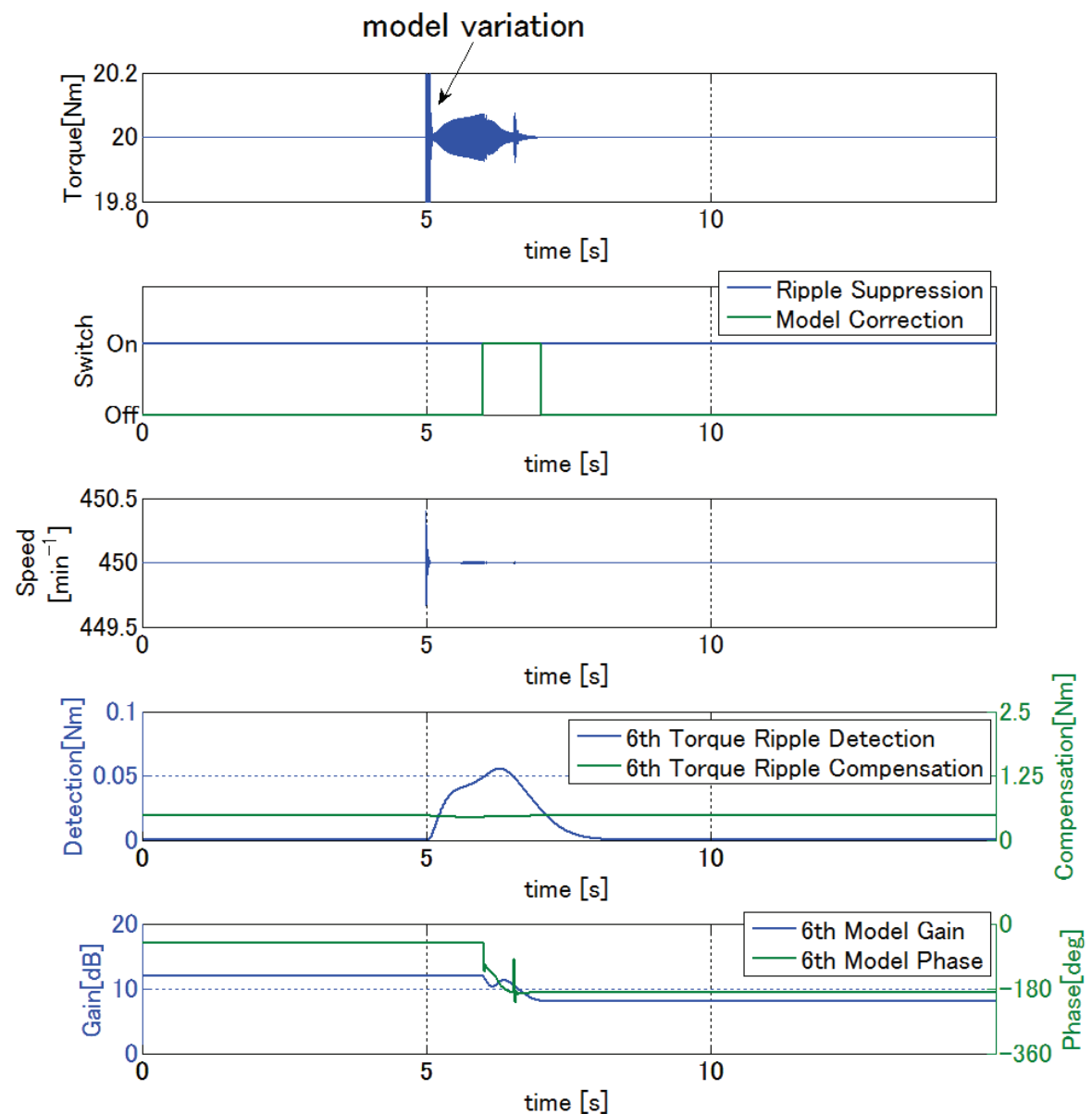


図 3-17 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション結果（モデル変動）

表 3-4 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション
システムモデル値，補正結果（モデル変動）

6f(180Hz) 表 Value	Gain[dB]	Phase[deg]
Before correction (①model)	11.7	-49.7
After correction	8.1	-189.7
True value (②model)	8.5	-185.3

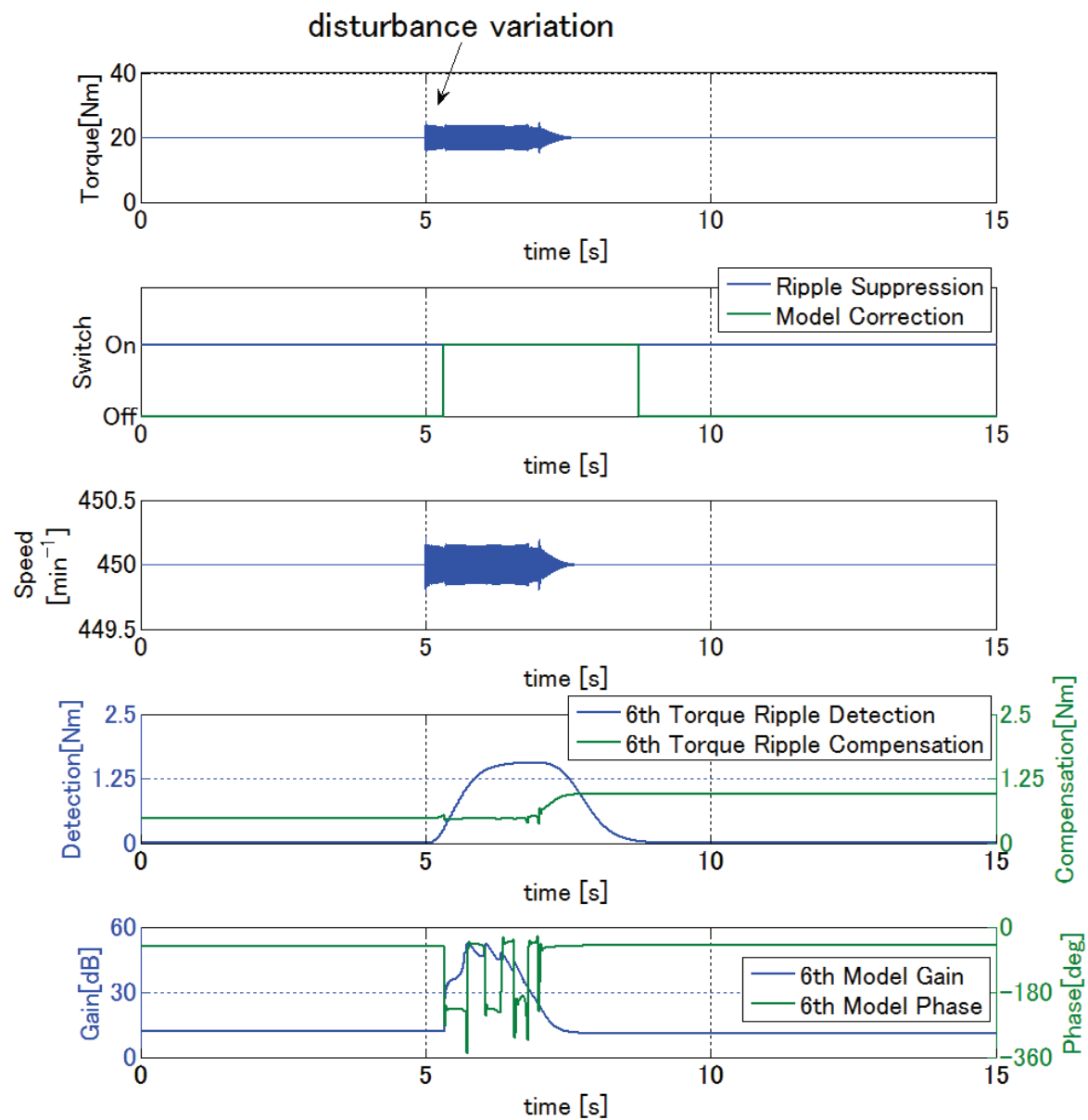


図 3-18 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション結果（外乱変動）

表 3-5 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション
システムモデル値，補正結果（外乱変動）

6f(180Hz) 表 Value	Gain[dB]	Phase[deg]
Before correction (①model)	11.7	-49.7
After correction	11.0	-50.8

3.3.6 その他モデルに関するシミュレーション検証

次に Type.B および C のモータモデルを用いて検証を行う。表 3-2 に対するパラメータ設定として 表 3-6 の通りに設定した。比較シミュレーションは図 3-16 に示したシステムモデル誤差を有する場合のモデル誤差補正機能と学習機能の有効性を同様の検証方法で確認する。モデル誤差条件としては、未知対象を想定し、全周波数でゲイン=1，位相=0° とし、ノミナル値を設定する。ただし、実際のシステム応答は図 3-19 にそれぞれ示す通りである。

表 3-6 簡易システム同定によるモデル補正の
その他モデル検証におけるシステム条件

電流制御周期	50 μ s
PDO 制御周期	100 μ s
モデル補正処理周期	20ms
G_F 次数	4
G_F カットオフ周波数 ω_f	1Hz
Th1	1%定格トルク
Th2	100%定格トルク/s
Th3	-10%定格トルク/s
Th4	判定要件削除
Th5	1%定格トルク
T1	0.50s
トルクリプル設定	6f に定格トルクの 5%リプル

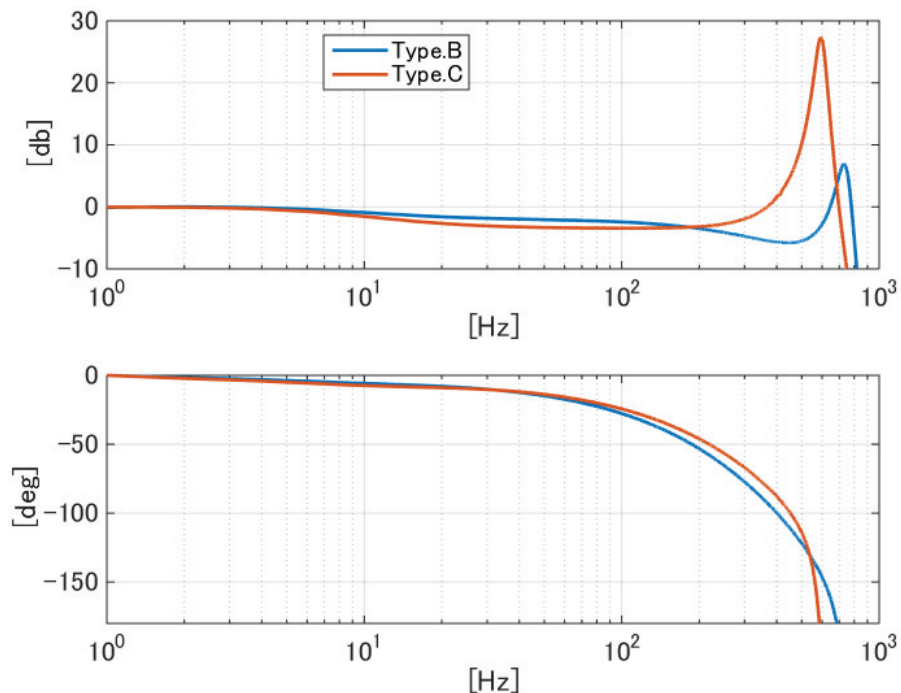


図 3-19 TypeB, TypeC のシステム応答

Type.B に関するシミュレーション結果を図 3-20 と表 3-7 に, Type.C の結果を図 3-21 と表 3-8 にそれぞれ示す。図はいずれも上段からトルク, 回転数, 制御器内部で検出したトルクリプルの $6f$ 周波数成分絶対値について検出値と補償値, 抑制制御および補正処理の on/off, $6f$ 周波数のゲインと位相で表すシステムモデル推定値, 以上それぞれの時間応答を示す。

まず, 補正を無効として抑制制御を行った場合を図の左側(図中 mode①)に示す。このときいずれもトルクリプルは図 3-16 の時のように発散せず収束方向に向かうが, 収束応答は遅いものとなっている。次に一旦抑制をオフとしてから同条件で補正を有効として抑制をオンとした場合を図の中央(図中 mode②)に示す。抑制をオンとしてから, しばらく経過した後モデル補正が有効となり, 応答が適切に調整されたことが確認できる。図の右(図中 mode③)の再度抑制をオフとしてからオンとした場合, 前回収束時にモデル誤差を補正・学習しているため補正処理は不要で, 抑制開始から適切な応答速度で振動抑制を達成できている。

また, 抑制前後の対象とする周波数の補正程度について表より, 真値に対する誤差は Type.A の 3.3.4 節と同程度の数%であり, 十分に誤差補正を達成していることが確認できる。モータ容量の変化によらず, 本手法により十分にモデル補正を達成できることを示すことができた。また, ノミナルモデルを未知として適当に設定しても, 本手法により真値を得ることができており, 未知対象にも本手法は有効である。

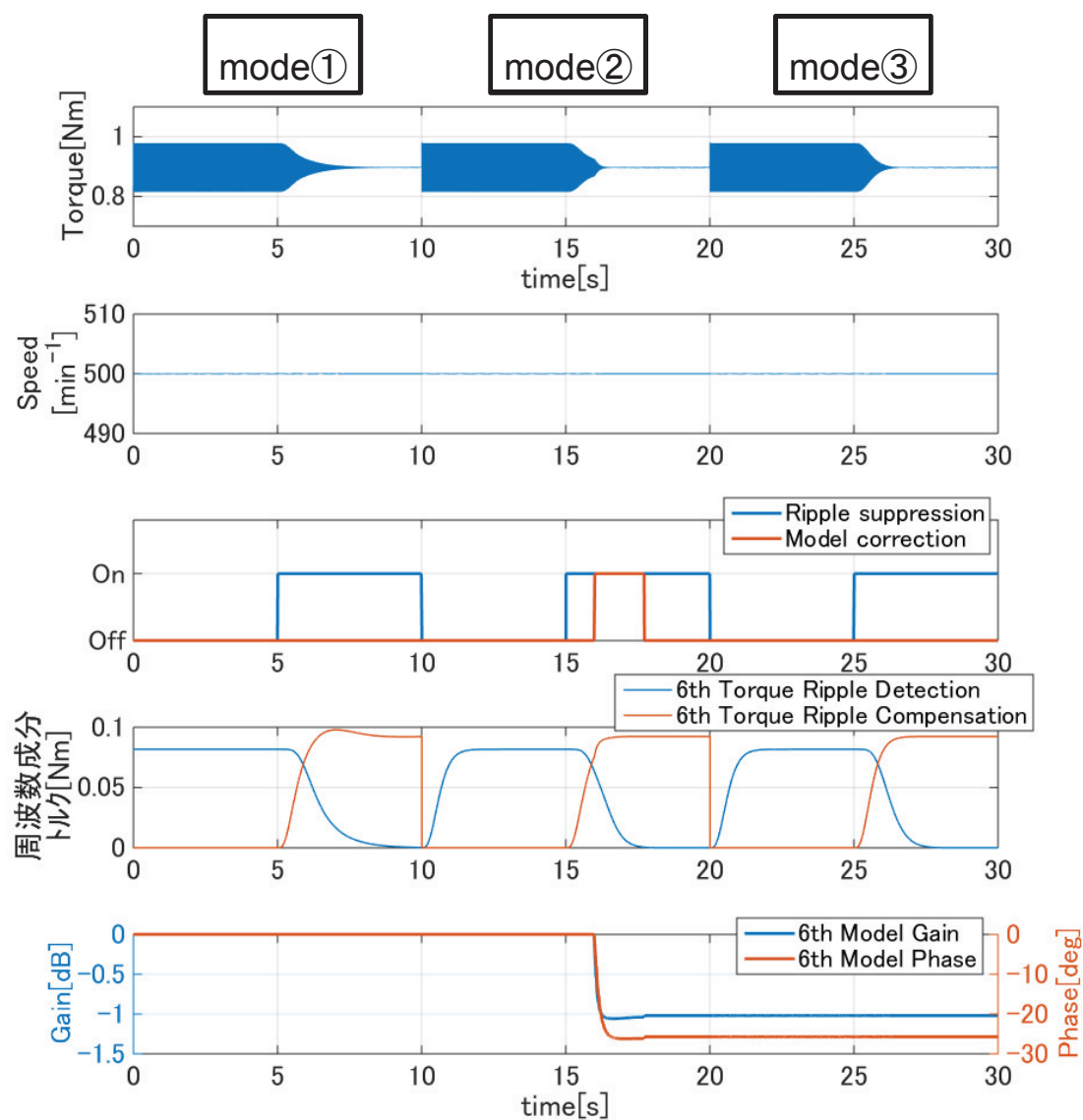


図 3-20 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション結果（ Type.B ）

表 3-7 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション
システムモデル値，補正結果(Type.B)

6f(100Hz) 表 Value	Gain[dB]	Phase[deg]
Before correction	0	0
After correction	-1.02	-25.7
True value	-1.06	-27.7

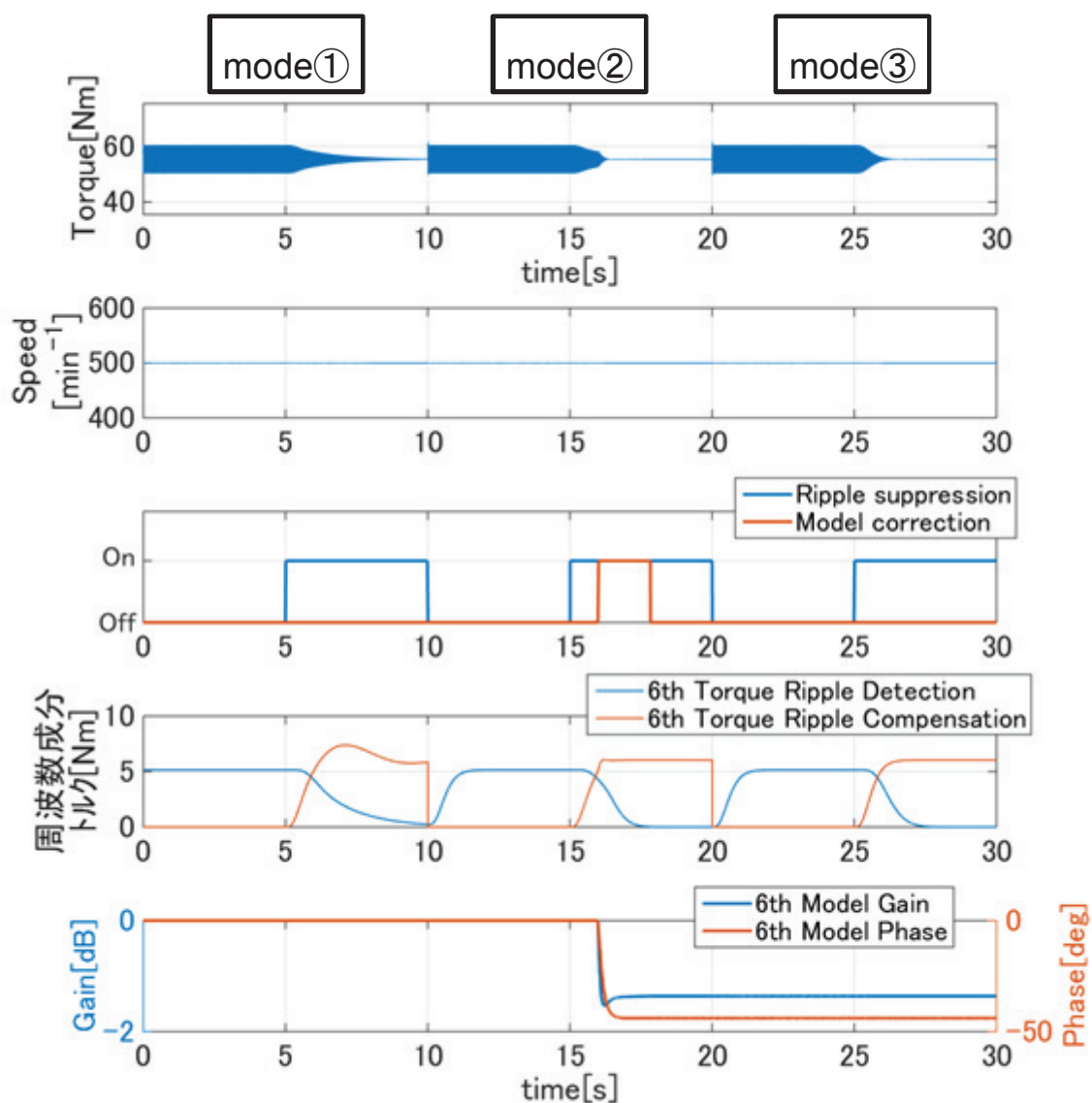


図 3-21 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション結果（ Type.C ）

表 3-8 簡易システム同定によるモデル補正シミュレーション
システムモデル値，補正結果(Type.C)

6f(200Hz) 表 Value	Gain[dB]	Phase[deg]
Before correction	0	0
After correction	-1.36	-43.9
True value	-1.38	-46.1

3.3.7 実機による検証

実機により 3.3.4 節と同様の状況について検証を行った。実機は Type.A のモータを用い、その他はシミュレーション時の表 3-2 と同様である。制御対象についてシステム同定を行った結果を図 3-22 の①に示す。これに対して周期外乱オブザーバのシステムモデルに図中で示す②を用い、モデル誤差を設定する。

まず、補正をオフとして抑制制御を行った場合を図 3-23 の左側(0~20sec, 図中 mode①)に示す。システムモデルのゲインおよび位相が実システムと異なるため、振動が収束することなく発散していることが確認できる。このときのシステムモデルの変化はシミュレーションと同様、トルクが暴れ速度変化が生じたためである。次に一旦抑制をオフとした後に、同条件で補正をオンとして抑制を実行した場合を図 3-23 の中央(20~35sec, 図中 mode ②)に示す。抑制をオンとした直後はモデル誤差により一旦発散方向に向かうが、これを検知して補正処理が有効となり、モデルを補正しながら抑制制御を行うことで収束している。トルク時間応答では、 $6f$ 成分のトルクリプルが比較的小さいためノイズなどと比較して抑制効果を判定しにくい。しかし図中 4 段目の周波数成分検出値を見れば $6f$ 成分が抑制により減少しており、振動抑制の効果を確認することができる。続いて一旦抑制をオフにして再度オンとした図 3-23 右側(40~50sec, 図中 mode③)の場合、前回収束時にモデル誤差を学習・修正しているため、補正処理を必要とせずに振動抑制を達成できていることが確認できる。対象周波数の補正程度については、表 3-9 の通り補正処理による推定誤差は真値に対してゲインで 3.5%、位相では 26%であり、モデル誤差を十分に補正している。

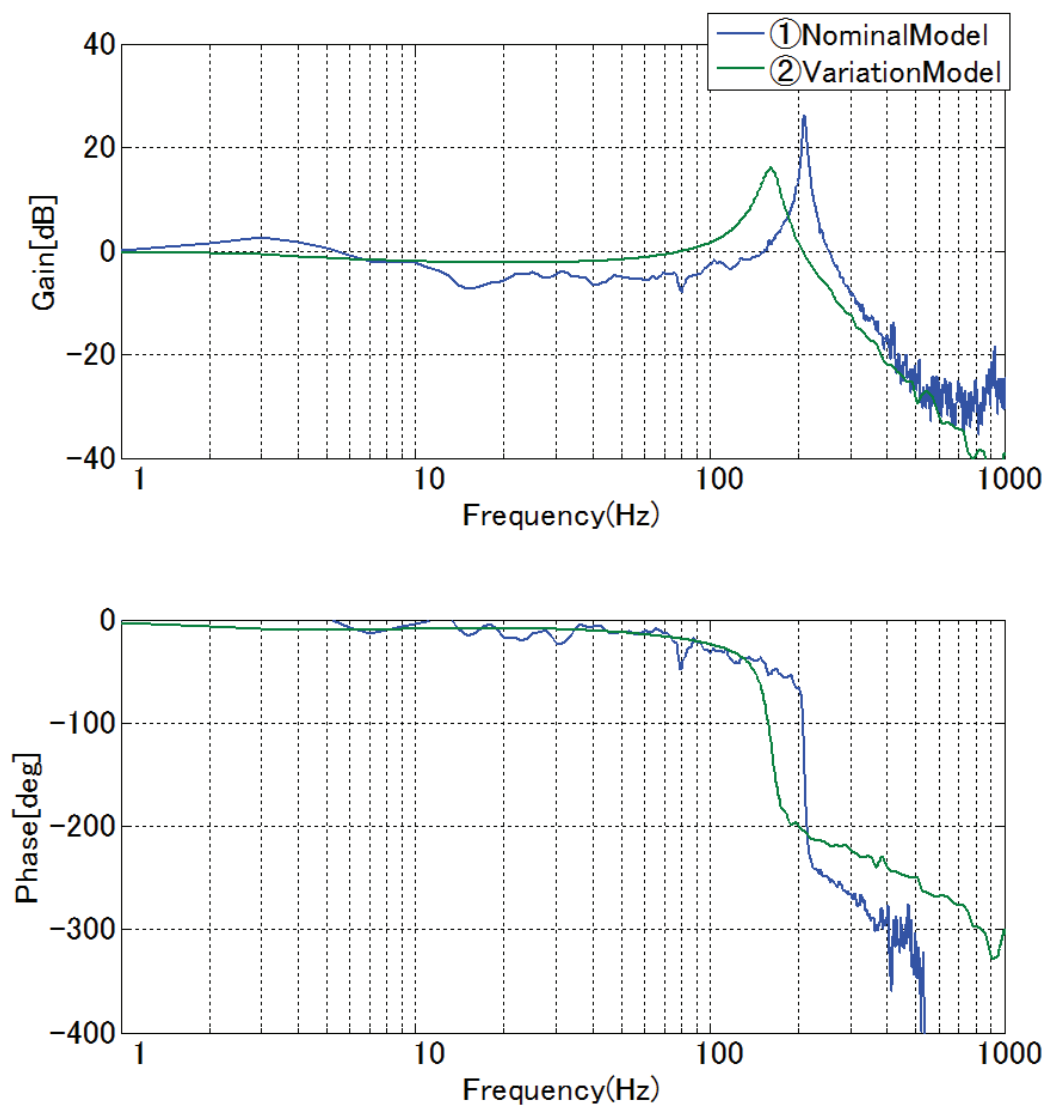


図 3-22 簡易システム同定によるモデル補正実機検証のシステム特性

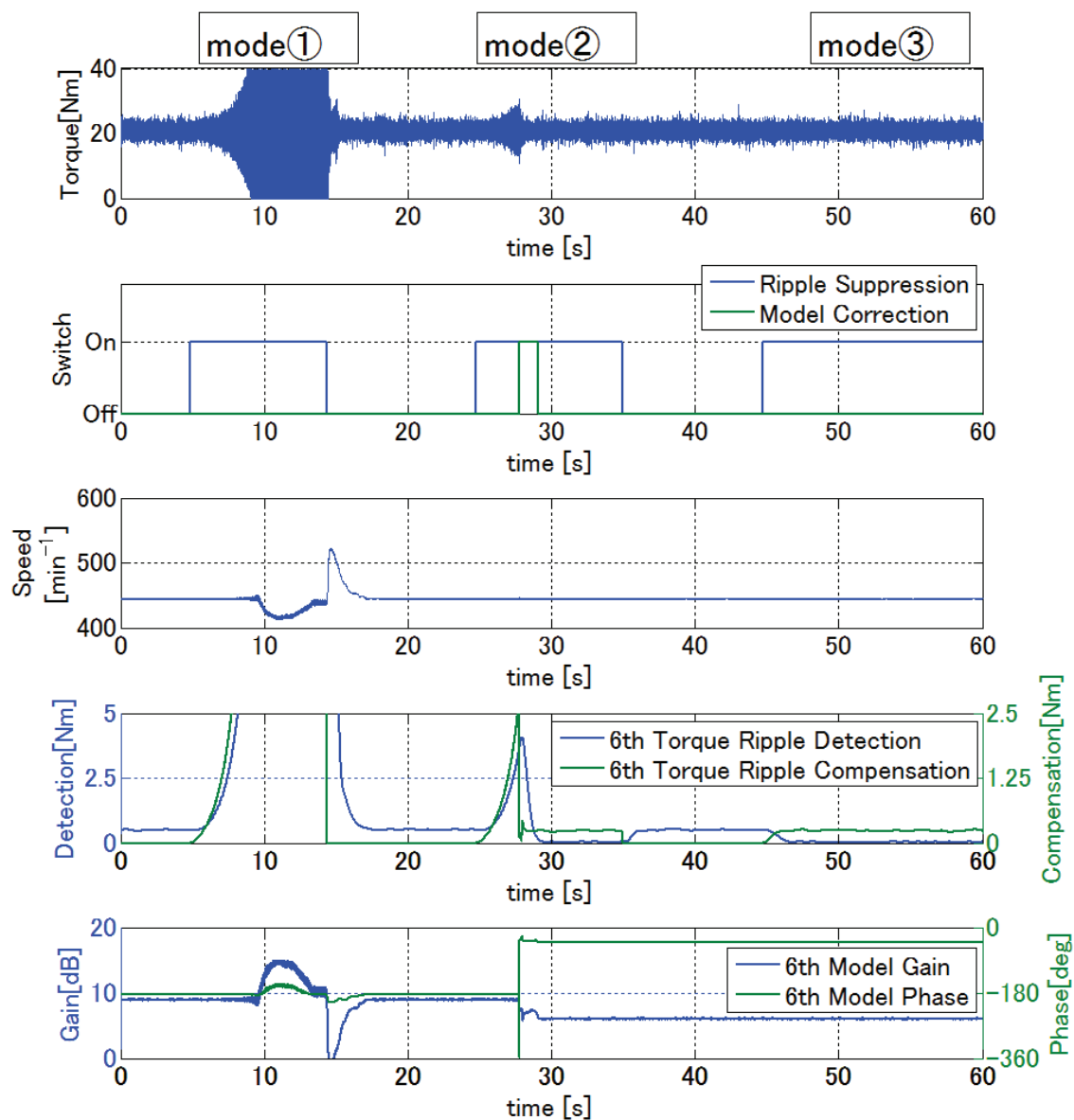


図 3-23 簡易システム同定によるモデル補正実機検証結果

表 3-9 簡易システム同定によるモデル補正実機検証

システムモデル値, 補正結果

6f(200Hz) 表 Value	Gain[dB]	Phase[deg]
Before correction (②model)	8.5	-185.3
After correction	5.9	-41.5
True value (①model)	5.7	-56.1

3.3.8 まとめ

本節では周期外乱オブザーバ補償法におけるシステムモデル誤差について簡易的な同定による誤差補正手法を提案した。3.2 節と同様の効果を得るとともに、実システムと制御器内部のノミナルシステムモデルに乖離がある場合や、抑制中のシステム変動について、本提案手法を適用することにより、ロバスト性が向上することをシミュレーションにより示し、実機実験により実証した。3.2 節では課題としたシステムモデル誤差補正結果精度について、(3-17)式による簡易的なシステム同定を用いることでシミュレーションおよび実機実験結果から示す通り、精度よく誤差推定を行うことを可能とした。

この補正機能の有用性は、システムモデルを有しない場合においても周期外乱オブザーバを適用可能な点であり、システム同定の難しい環境などで有用と考えられる。また、想定とした FF 制御用の補償テーブル生成時などにおいて事前システム同定の手間を省くことができる。システム同定は試験や結果の解析などに時間を要するため、作業時間短縮は実運用時において有用である。

本章で提案するモデル補正手法に理論的限界は持たないが、3.1 節でも述べたとおり(2-10)式を満たし永久磁石同期モータドライブを十分達成できる状態にあることが前提である。実際の永久磁石同期モータドライブへの適用に際しては電圧飽和などを考慮して出力上限が設定される。この上限に達している状況下では本提案手法を有効に動作させることは難しい。例えば、周期外乱オブザーバの出力に対して上記の通りリミッタを設け、このリミット閾値に達する状態で図 3-16 と同様な条件でシミュレーションした場合を図 3-24 に示す。閾値は検証のため実運用時の 1/10 に低減している。このとき、抑制開始およびモデル誤差に伴い、補正動作が図 3-16 と同様に有効となる。しかし補償出力がリミットされるため、システムに対する入出力値にズレが生じる。このためシステム同定が正常に行われず、補正動作が収束できていない。このように(2-10)式を十分満たさず出力飽和の状態でトルクリプル抑制を行い、なおかつシステム変動に追従してモデル補正を行うことは難しい。これは提案手法の限界ではなく永久磁石同期モータドライブとしての現実的運用限界である。

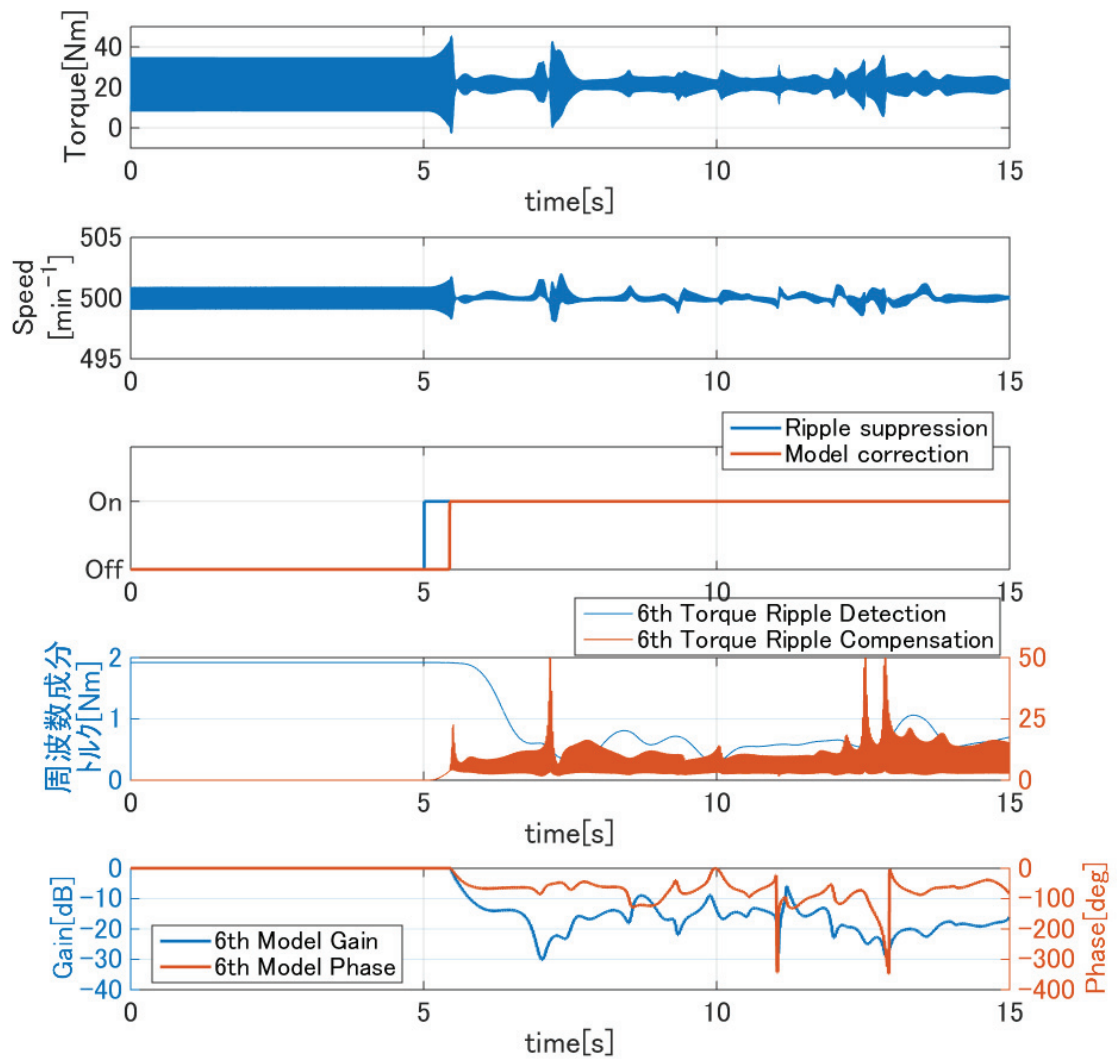


図 3-24 出力飽和時におけるモデル補正動作

第 4 章 周期外乱オブザーバの適用環境拡大に対する提案

4.1 概要

2.2 節における周期外乱オブザーバの永久磁石同期モータドライブへの適用によるトルクリプル抑制では、軸トルクを文献(42)(43)のような高性能なトルクメータにより高精度に計測することがシステム構成上求められる。動力計測器のような計測機器用途や製品試験の段階では高精度にトルクを計測する必要があるため、軸トルクメータを備えている⁽⁵¹⁾。しかし、一般的な電動機の使用環境ではトルクセンサを用いない場合が多い。例えば、EV/HEV など車両用途では元来モータ出力トルクを高精度に計測する必要性が低く、設置スペースの都合から高精度トルクメータを設置することは少ない⁽¹⁰⁾⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾。

このように汎用的な環境に対しては 2.2 節における周期外乱オブザーバの適用条件を満たさないため、手法改善が求められる。トルクセンサを用いずにトルクリプルを推定し抑制する手法としては 1.3.1 節の FF 方式による文献(30)-(32)などにおいて提案されている。本章ではトルクセンサの代わりに速度センサを用いてトルク推定を行い周期外乱オブザーバに適用した、トルクメータレス振動抑制制御手法の提案を行う⁽⁵²⁾。

4.2 トルク推定手法および抑制手法

軸トルクセンサに代わるモータ出力側情報として速度情報があげられる。角速度 ω とモータ内部定数 (J :慣性, D :摩擦) を用いて定トルク時におけるトルクリプルは(4-1)式より求められる。トルクリプル抑制として直流分は不要であるため、推定トルク値として T_{est} を用いる。

$$T_{est} = (Js + D) \cdot \mathcal{L}(\omega) \dots\dots\dots (4-1)$$

ただし、(4-1)式の微分部による高周波ノイズを考慮してノイズ除去のための擬似微分フィルタ G_s を適用する。 J 値は駆動及び負荷側を合わせた推定値を用いる。この慣性の推定誤差はトルクリプルのゲイン誤差として抑制の応答性に影響するのみであるので、高精度に求める必要性はない。 D 値は微小として無視し、最終的に用いるトルク推定式を(4-2)式とする。

$$T_{est} = J \cdot G_s \cdot \mathcal{L}(\omega) \dots\dots\dots (4-2)$$

速度検出方法の実機における実現手段としては様々存在する。例えばエンコーダによる光パルスをカウントする方法や、レゾルバを介して検出する方法、などがある⁽²⁾。また、位置センサレス方式により速度・位相を推定する手法⁽⁵³⁾⁽⁵⁴⁾もあるが、本章では物理的に位置を検出している場合を対象とする。(4-2)式によるトルクリプル推定方式では検出回路ま

で含めた速度検出器の周波数特性でトルクリプル抑制可能な上限周波数がおおむね決定される。つまり速度検出器の周波数帯域が抑制対象周波数を上回る必要がある。例えば、汎用程度の性能として 2,000P/R のエンコーダを用いているモータで回転数が 500min^{-1} である場合を考えると、(4-3)式よりエンコーダの出力周波数は 16.7kHz となる。サンプリング定理を考慮して 1 周期あたり 10 サンプル程度は計測に必要であると仮定すれば、最終的な出力周波数帯域は 1.67kHz であると言える。これは表 1-3 の Type.A モータを例として、極数が 4 の場合では $50f(=1.67\text{kHz}/(500\text{min}^{-1}/60 \times 4))$ に相当する。抑制次数は主に $6,12f$ あたりであるため、これらに対する抑制には十分な帯域を持っているといえる。以上より汎用的な速度計測器で分解能を十分に備えていれば抑制制御のための周波数帯域を確保できるものと考えられる。

$$\text{出力周波数} = (\text{回転速度}[\text{min}^{-1}]/60) \times \text{分解能}[\text{P/R}] \quad \dots\dots\dots (4-3)$$

また、微分ノイズの程度により G_s のカットオフ周波数を設定するが、この周波数設定によっては推定トルクに減衰が見込まれる。ただし、多少の減衰に関してはオブザーバによるフィードバックゲインで補償されるので減衰しきらない限り影響は小さい。全体制御構成はトルク推定部を除けば軸トルクを用いた場合と同様であり、全体制御ブロック図を図 4-1 に示す。

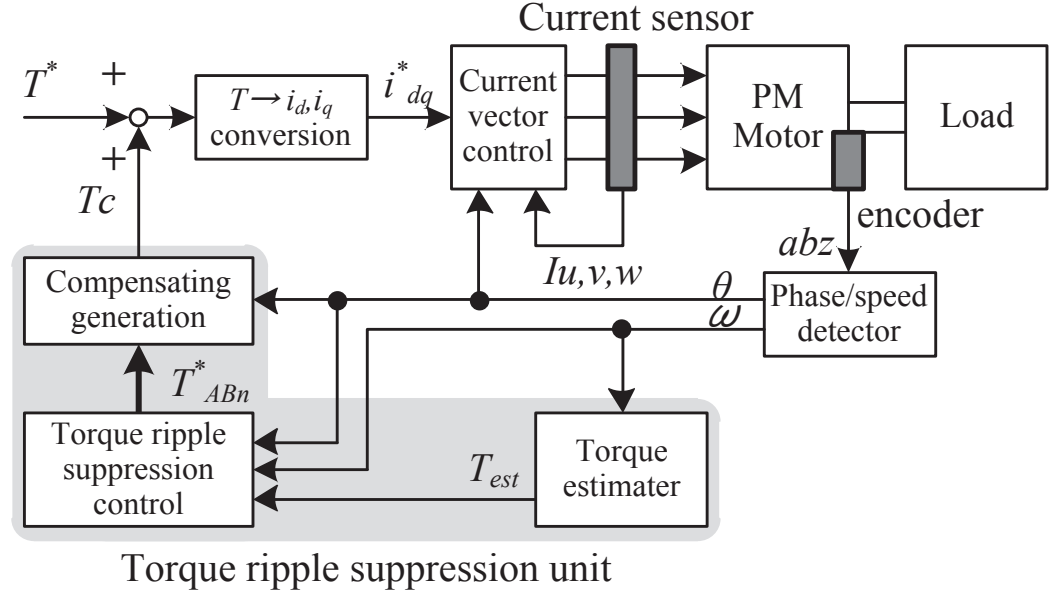


図 4-1 トルク推定による周期外乱オブザーバ

4.3 シミュレーション検証

本提案手法の有効性をシミュレーションにて検証する。シミュレーションは表 1-3 の A,B,C について行う。それ以外の各条件設定を表 4-1 に示す。まずは Type.A について各シミュレーション検証を行い、ついで Type.B,C に関してもシミュレーションを行う。インバータは理想的（正弦波電圧出力）とし、速度検出も理想的に取得できるものとする。

本手法における結果はトルク時間応答を図 4-2 に、トルク FFT 解析結果を図 4-3 に示す。動作条件は 500min^{-1} 、 20Nm 固定指令である。トルクリプルの条件として、 $6,12f$ 成分に一定量を与え、この次数を抑制対象とする。シミュレーションでは速度検出についてセンサ等は模擬せず、モータ出力値をそのまま利用する。シミュレーション結果から $6,12f$ 成分のトルクリプルを効果的に抑制できていることが確認できる。

表 4-1 トルクメータレスのシミュレーション検証時システム条件

電流制御周期	$50\mu\text{s}$
PDO 制御周期	$100\mu\text{s}$
G_F 次数	4
G_F カットオフ周波数 ω_f	1Hz
G_s カットオフ周波数	500Hz
トルクリプル設定	$6,12f$ に定格トルクの 5%リプル

4.4 その他モデルに関するシミュレーション検証

次に Type.B および C のモータモデルを用いて検証を行う。パラメータ設定は表 4-1 と同様に設定する。比較シミュレーションは図 4-2、図 4-3 に示したものと同様の検証方法で確認する。Type.B における結果についてトルク時間応答を図 4-4 に FFT 解析結果を図 4-5 に示し、Type.C における結果を同様にトルク及び回転数の時間応答を図 4-6 に、抑制前後の軸トルクの FFT 解析結果を図 4-7 に示す。いずれの結果からも $6,12f$ 成分のトルクリプルを効果的に抑制できていることが確認できる。

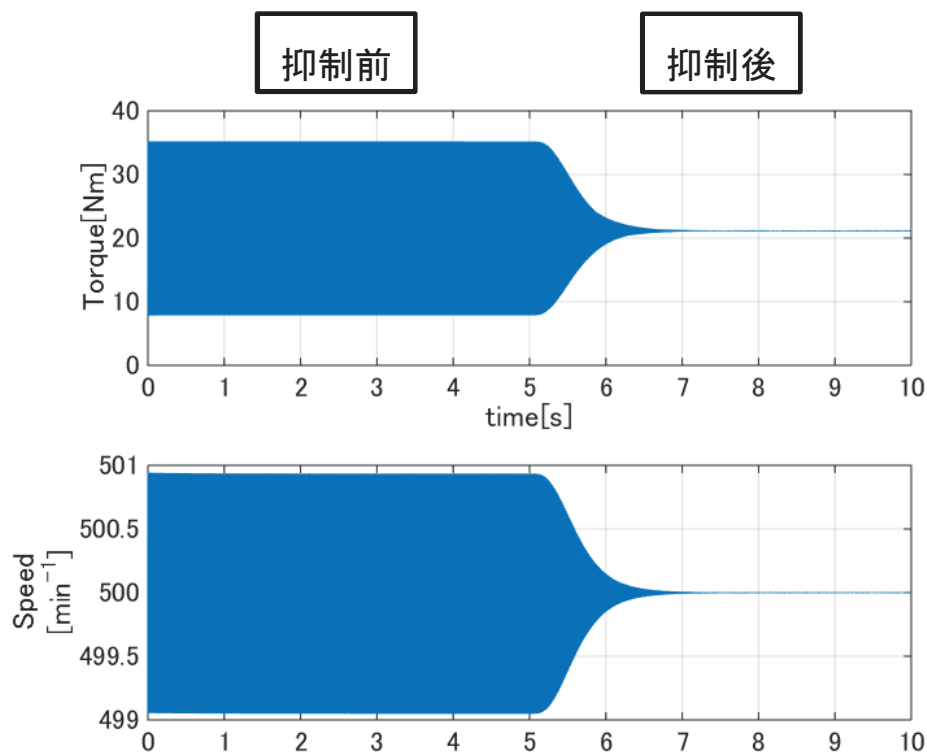


図 4-2 トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証
トルク時間応答 (Type.A)

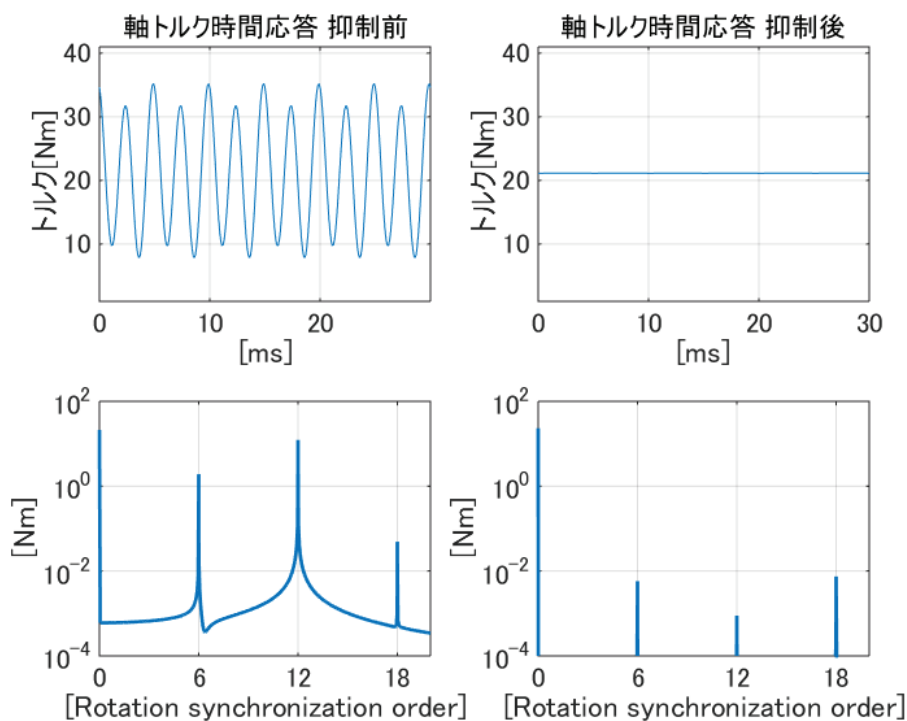


図 4-3 トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証
トルク FFT 解析 (Type.A)

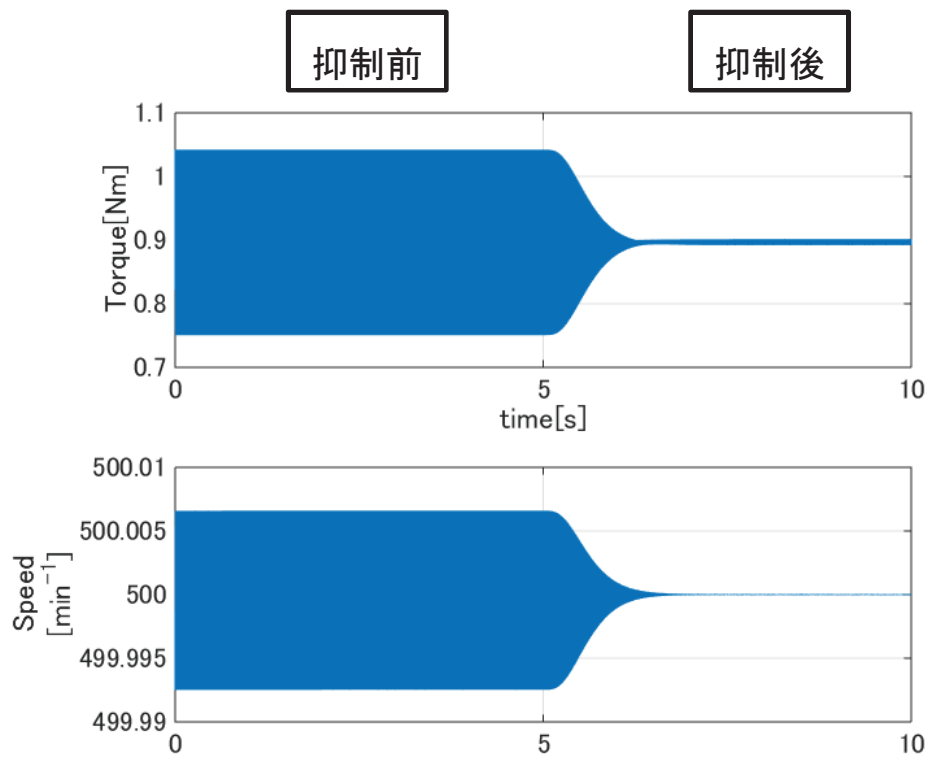


図 4-4 トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証トルク時間応答 (Type.B)

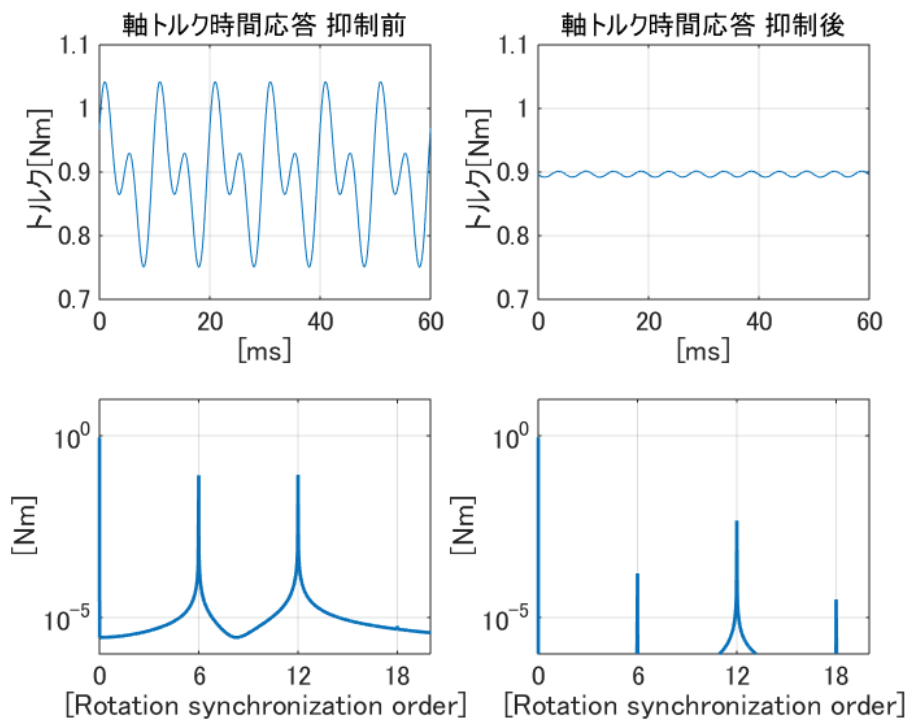


図 4-5 トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証
トルク FFT 解析 (Type.B)

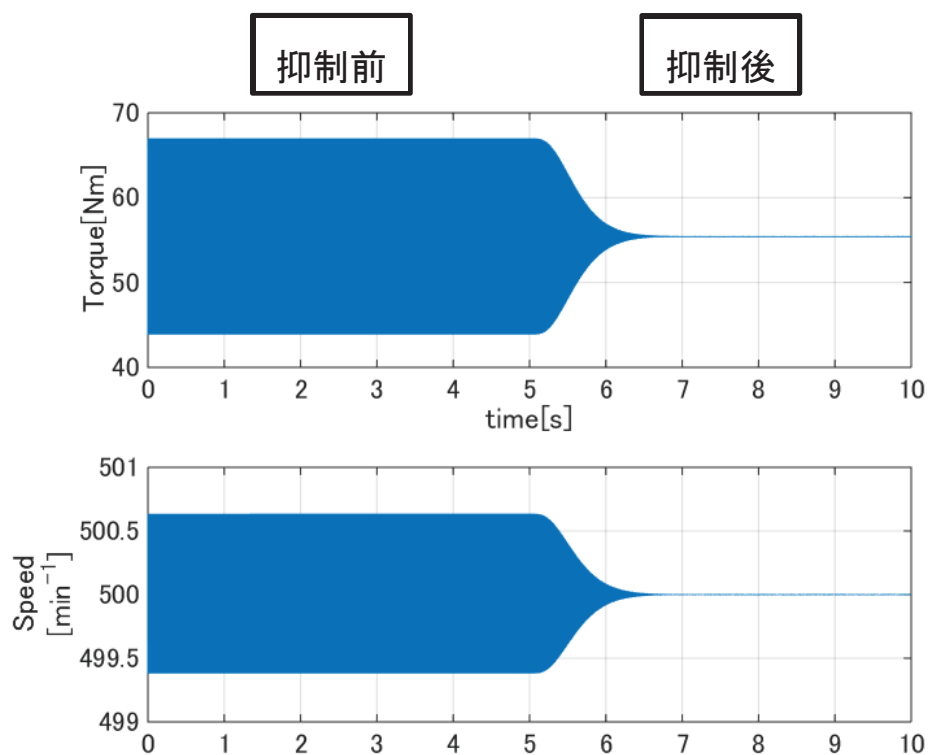


図 4-6 トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証
トルク時間応答 (Type.C)

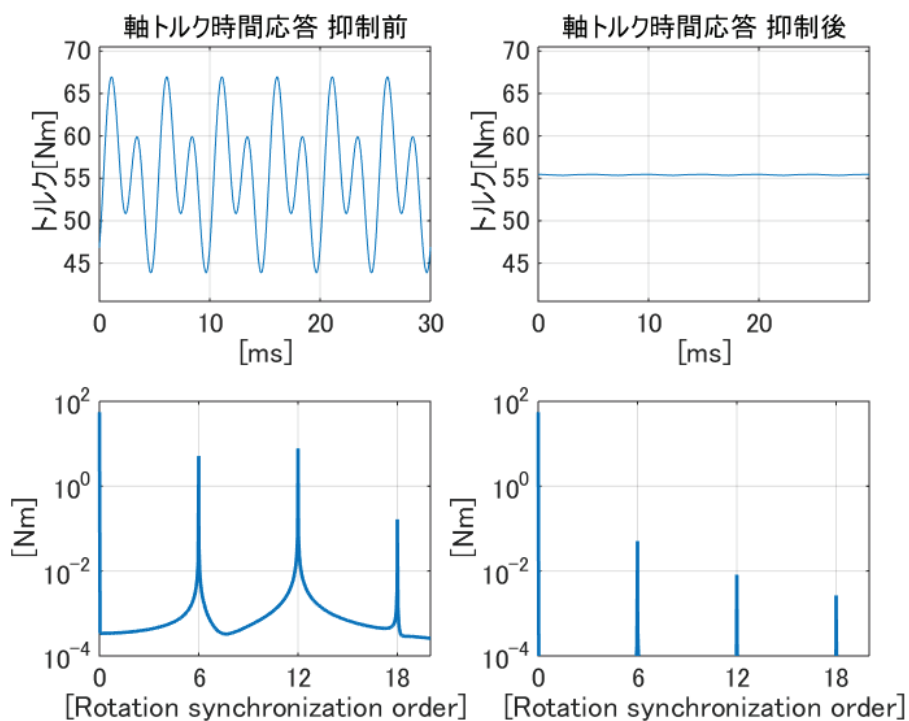


図 4-7 トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証
トルク FFT 解析 (Type.C)

4.5 実機による検証

次に実機により抑制効果の検証を行う。制御構成およびシステム条件は表 4-1 および図 4-1 と同様である。動作条件は回転数を 250min^{-1} 、トルクを 20Nm の固定指令とし、 $12f$ を抑制対象次数とする。また、実機におけるエンコーダ仕様は表 4-2 のとおりである。

表 4-2 エンコーダ仕様

型式	サムタク製 IRH310-2000P/R ラインドライバ出力
応答周波数	0～300kHz 2,000P/R
出力パルス数	(インバータ内部で 4 逓倍して使用)

比較として第 2 章で述べたトルクセンサ情報を用いた抑制手法による結果を図 4-8 に示し、提案する速度情報による抑制手法の結果を図 4-9 に示す。いずれの評価もトルクメータを用いたトルク計測値をもとに行っている。両実験結果とも、 $12f$ 成分のトルクリプルを効果的に抑制できており、トルクセンサを用いた場合と速度情報による場合を比較しても抑制程度にほとんど差異は見られない。以上より速度情報による推定トルク値を抑制対象としても、十分にトルクリプルを抑制可能であることが確認できる。

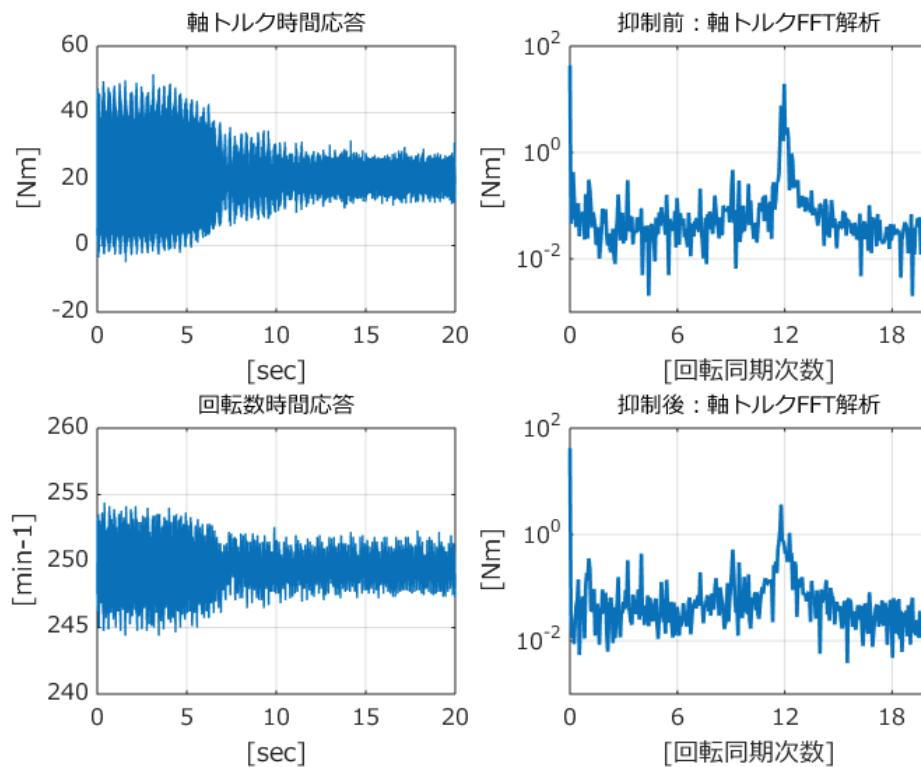


図 4-8 トルクメータ使用時の周期外乱オブザーバによる実機検証結果

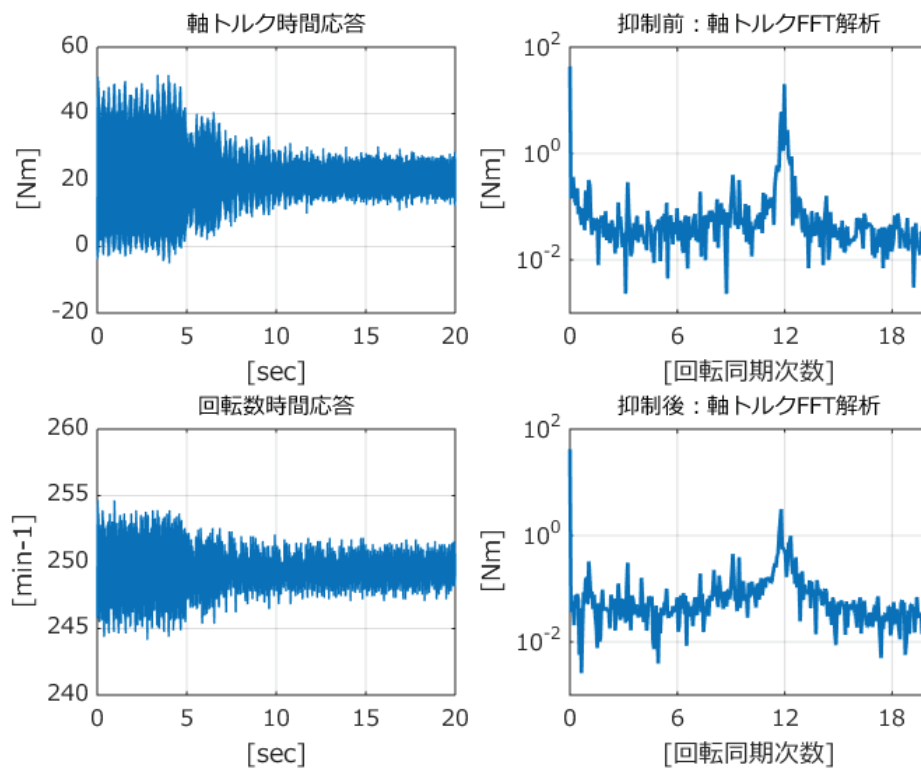


図 4-9 トルクメータレス振動抑制制御手法の実機検証結果

4.6 まとめ

本章では周期外乱オブザーバ補償法を用い、速度情報によるトルクセンサレス方式の提案を行った。シミュレーションおよび実機の結果から、トルクセンサ時と同程度の抑制効果が確認できた。これによりトルクセンサが用いられない環境においてもトルクリプル抑制が可能となり、周期外乱オブザーバの適用用途範囲を広範囲に広げることが可能となる。

ただし、今回の制御環境と実験時の速度においての結果であるので、速度検出器を変更した場合の検証を深める必要がある。シミュレーションでの検討として、速度と位相に対してエンコーダパルス間隔で離散出力してエンコーダを模擬した場合について行った。4.3節と同条件で、エンコーダパルス設定を実機相当の 8,000P/R として行った場合を図 4-10 に示し、大きくパルス数を低減させた 200P/R の時を図 4-11 に示す。8,000P/R の時では図 4-3 の結果と比べて抑制効果に大きな遜色は無い。200 P/R の場合でも抑制効果は十分見られるが $6.12f$ とともに抑制残差の増加が見られる。4.2 節の(4-3)式での検討を踏まえれば 200P/R では $5f$ が抑制可能な最大周波数となる。ただしサンプリング余裕を考慮しなければ最大 $50f$ までは計測可能となるため、この間の影響により抑制残差が発生しているものと推察される。このとおり検出パルス数の低下による影響が確認でき、さらに実機においてはこれに加え演算器のクロック数による検出分解能制限、検出回路や演算器のフィルタリング、演算周期などにより検出性能は劣化する方向であり、パルス数低減による影響はより顕著になるものと思われる。200P/R 以下では位相分解能が低下しすぎて電流制御自体が正常に行えなくなるため、本手法は検証不可能であった。基本的な永久磁石同期モータドライブ制御が正常に動作しているのが大きな適用条件である以上、これに影響するほどの低性能な速度検出器を用いた制御系には適用することはできない。

なお、速度検出器性能よりも電流制御性能のほうが一般的に低帯域であるため高速側の抑制限界は電流制御性能で制限される。低速側については、時間分解能の低下する極低速域における抑制効果を考慮する必要がある。また、周期外乱オブザーバは極低速の性能が劣化するため適用には別途検討を行う必要がある。つまり制御に十分な速度検出器であれば、周期外乱オブザーバの適用範囲においては本手法が十分に適用可能であると考えられる。

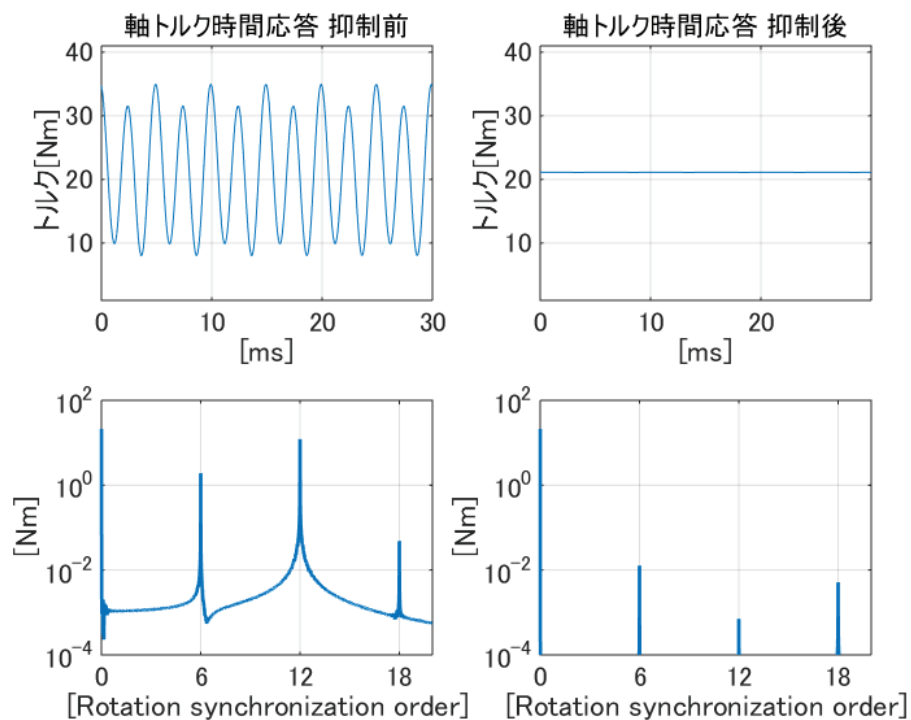


図 4-10 エンコーダ模擬(8,000P/R)での
トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証

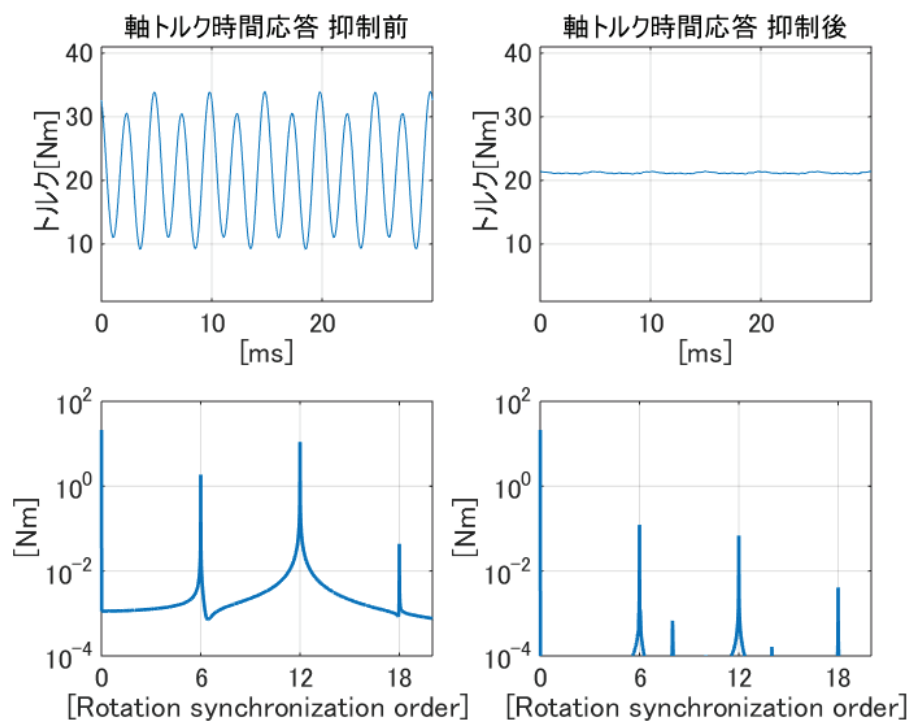


図 4-11 エンコーダ模擬(200P/R)での
トルクメータレス振動抑制制御手法のシミュレーション検証

第 5 章 電流センサ誤差のオンライン補正手法の提案

5.1 概要

一般的なインバータ機器では PMSM などの高性能な制御のため、交流出力部に電流センサを設置して、得られた電流値をフィードバックしてベクトル制御を行っている⁽¹⁾⁽²⁾。これは図 2-2 上部の制御系構成に相当する。三相電流値を得るために電流センサを 3 つ用いる場合や、モータ用途などでは 2 相分をセンサで検出し使用し残りを三相平衡条件から演算により求める場合がある。この電流センサは一般的にセンサ本体とアナログ回路部で構成される⁽²³⁾⁽²⁴⁾。このため直線性・ヒステリシス・温度ドリフト・ノイズなどセンサ本体の特性と制御機器内部のアナログ回路の部品精度によっては検出値にオフセット誤差やゲイン誤差を生じる。このうち、オフセット誤差により電気角周波数と同周波数の空間高調波電流が dq 軸電流に発生し、ゲイン誤差からは 2 倍周波数の高調波電流を生じる。高調波電流により電流制御性能は劣化し、電流制御系を下位としその制御精度を前提としたトルク制御や位置制御といった上位の制御系にも悪影響をおよぼす。接続先がモータである場合は高調波電流によってトルクに同期周波数の 1,2 倍とさらに高次のトルクリプルを引き起こす⁽¹³⁾⁽²¹⁾。これらの詳細は次節にて述べる。

センサ誤差は温度や電流電圧値による変動、部品のバラつき精度などに左右される。オフセット誤差は動作停止時に調整が可能である。単純なオフセット調整方法としては、動作停止時の電流計測値をオフセット誤差としてその分を常に差し引けばよい。通電しないと確認できないゲイン誤差含めて、別途校正用センサを用意して比較するような調整実験によっても可能である。しかし、動作条件により変動する誤差について、あらかじめ誤差を算出し補正することは困難であり対応が難しい。高精度な補正を行うためにはオンラインでこれを行う必要がある。電流誤差補正の方式としては文献(21)(55)(56)などにより提案されている。モータ用途などで 2 相のみを検出し残りを演算により検出する場合があるが、誤差補正手法によってはこの検出相数により手法を変更する必要がある。

本章では電流センサ誤差により特定次数の高調波電流が発生することに着目し、検出電流を補正する形でこの高調波を周期外乱オブザーバにより抑制し、電流センサ誤差補正を行うことを提案する。オフセットとゲイン誤差の同時補正を可能とし、オンラインで誤差補正を行うことで誤差の動的な変動にも対応する。以上をシミュレーションにより検証し、提案手法の有効性を示す⁽⁵⁷⁾⁽⁵⁸⁾。

5.2 電流センサ誤差による dq 軸電流への影響

図 2-2 上部の制御系構成を基準として、三相検知方式における電流センサのオフセットおよびゲイン誤差が dq 軸電流に与える影響を解析する。インバータの出力電流 i_u, i_v, i_w をそれぞれ(5-1)式に表す。ここで φ を位相角、 I を電流ピーク値とする。

$$\begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \sin(\theta + \varphi) \\ I \sin(\theta + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ I \sin(\theta + \varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5-1)$$

次にオフセット誤差 $\Delta i_u, \Delta i_v, \Delta i_w$ とゲイン誤差 α, β, γ が生じているときに検出される三相電流 $i_u^{sense}, i_v^{sense}, i_w^{sense}$ を(5-2)式で表す。

$$\begin{pmatrix} i_u^{sense} \\ i_v^{sense} \\ i_w^{sense} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \\ \Delta i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (\alpha - 1) \cdot i_u \\ (\beta - 1) \cdot i_v \\ (\gamma - 1) \cdot i_w \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5-2)$$

三相交流電流 i_{uvw} から i_{dq} への一般的な dq 座標変換式は(5-3)式のように表せる。

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5-3)$$

(5-1)、(5-2)式に対して(5-3)式により dq 座標変換を行いオフセットとゲイン誤差を生じている時の検出電流 i_d^{sense}, i_q^{sense} を(5-4)式に表す。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_d^{sense} \\ i_q^{sense} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \\ &+ \frac{I}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} (2\Delta i_u - \Delta i_v - \Delta i_w) & \sqrt{3}(\Delta i_v - \Delta i_w) \\ \sqrt{3}(\Delta i_v - \Delta i_w) & -(2\Delta i_u - \Delta i_v - \Delta i_w) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \\ &+ \frac{I}{2\sqrt{6}} \begin{pmatrix} \sqrt{3}(\beta - \gamma) & (2\alpha - \beta - \gamma) \\ (2\alpha - \beta - \gamma) & -\sqrt{3}(\beta - \gamma) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2\theta + \varphi) \\ \sin(2\theta + \varphi) \end{pmatrix} \\ &+ \frac{I}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} 0 & -3 + (\alpha + \beta + \gamma) \\ 3 - (\alpha + \beta + \gamma) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5-4) \end{aligned}$$

以上より(5-4)式からオフセット誤差は i_{dq} に対して同期周波数 $1f$ の振動を発生させ、ゲイン誤差は $2f$ の振動および直流成分を発生させることがわかる。次にこれが電流制御器にフィードバックされ、この電流高調波を打ち消す方向に電流制御が働き、電圧指令に高調波が重畳された結果、実電流に高調波（三相電流上では各相のオフセットや振幅のアンバラン

スとなる)が発生する。さらに高調波を含む i_{dq} 電流を $1f$ の項を i_{d1f}, i_{q1f} , $2f$ の項を i_{d2f}, i_{q2f} , 定数項を D_d, D_q として(5-5)式に表し, (5-6)式の一般的な PMSM の電流トルク式に代入してトルクへの影響を考えると, 出力トルクは最終的に(5-7)式となる。

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{d1f} \\ i_{q1f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{d2f} \\ i_{q2f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_d \\ D_q \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (5-5)$$

$$\begin{aligned} T &= P \cdot i_q (\Psi + \Delta L i_d) \\ \Delta L &= L_d - L_q \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (5-6)$$

$$\begin{aligned} T &= p i_q (\Psi + \Delta L \dot{i}_d) \\ &= p i_q (\Psi + \Delta L i_d) \\ &\quad + p (\Psi D_q + \Delta L (D_q i_d + D_d i_q + D_d D_q)) \\ &\quad + p (\Delta L (i_q + D_q) \cdot i_{d1f} + (\Psi + \Delta L \cdot (i_d + D_d)) \cdot i_{q1f}) \\ &\quad + p (\Delta L (i_q + D_q) \cdot i_{d2f} + (\Psi + \Delta L \cdot (i_d + D_d)) \cdot i_{q2f}) \\ &\quad + p (\Delta L i_{d1f} i_{q1f} + (\Delta L i_{d1f} i_{q2f} + \Delta L i_{d2f} i_{q1f}) + \Delta L i_{d2f} i_{q2f}) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (5-7)$$

このとき, A, B, D, E を任意の定数として, $n f \times m f$ の任意のベクトル同士の乗算を表す(5-8)式から, (5-7)式において $1f \times 1f$ の乗算では $2f$ および定数項を, $1f \times 2f$ の乗算では $1, 3f$ を, $2f \times 2f$ の乗算では $4f$ および定数項を生じる。このためトルク次元においてはセンサ誤差により i_{dq} 自体の $1, 2f$ に加えて高次リプルも発生する。

$$\begin{aligned} (AC_n + BS_n)(DC_m + ES_m) &= ADC_n C_m + AEC_n S_m + BDS_n C_m + BES_n S_m \\ &= \left(\frac{AD - BE}{2} \right) C_{n+m} + \left(\frac{AD + BE}{2} \right) C_{n-m} \\ &\quad + \left(\frac{AE + BD}{2} \right) S_{n+m} + \left(\frac{-AE + BD}{2} \right) S_{n-m} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (5-8)$$

$$\text{※ } \cos n\theta = C_n, \sin n\theta = S_n$$

よって(5-7)式の 2 行目の第 1 項は理想トルク, 第 2 項は直流成分のトルク誤差, 第 3 項は 1 次成分の振動, 第 4 項は 2 次成分の振動, 第 5 項は 1 次および 2 次振動によって複合的に発生する振動成分である。

これらセンサ誤差時の電流波形およびトルクリプルについては後述するシミュレーション結果図 5-3～図 5-5, 実機結果の図 5-14～図 5-17 が指し示すとおり, 電流波形にはアンバランスが発生し, トルクには $1, 2f$ および高次のリプルが発生する。

センサ誤差によるトルクリプルをトルク計測により、これを対象とした前章までの方式で抑制することは可能である。しかし以下のような問題が発生する。

- A) トルクリプル抑制を達しても電流波形がアンバランスのままとなる可能性
- B) リプル抑制には(5-7)式のとおり高次まで含めた多くの次数を抑制対象とする必要性
- C) センサ誤差という制御器内部要因にもかかわらずトルクメータを設置する必要性

A)については高調波電流が残留し、制御性能の改善ができていない上、電流計測値を制御とは別に利用する際の誤差となるため望ましくない。B,C)では演算負荷とコストの増大が懸念される。トルクを対象とするのではなくセンサ誤差を制御器内部で補正できれば上記のような懸念はなくなる。つまり問題を根本から正したほうが問題解決としてスマートであると考え。次節より補正制御手法を論じる。

5.3 dq 軸補正電流生成

モータを理想的とすれば(5-4)式から検出電流に発生する高調波はセンサ誤差のみに由来する。このため高調波を取り除くように検出電流を補正すればセンサ出力を補正できトルクリプルも抑制可能となる。そこで周期外乱オブザーバにより高調波を抑制し、検出電流に補償値を重畳して dq 軸を補正するように制御系を構築する。

三相交流電流 i_{uvw} 部に設置した電流センサ(CT)に誤差が生じている場合、(5-4)式による検出値の誤差を電流制御器(ACR)は制御偏差と区別なく認識する。このため、ACR はセンサ誤差により検出電流 i_{dq}^{sense} に観測される振動を抑制するように働く。この結果、検出値に振動が無くなるように電圧指令 v_{dq}^* に振動が吸収され、実電流およびトルク T に振動が発生する。この通り電流制御器が検出電流の高調波を打ち消すため、センサ誤差による影響を i_{dq}^{sense} から直接的に観測することはできない。まず、 v_{dq}^* からモータの回路方程式により実電流 \hat{i}_{dq} を推定し、これに含まれる高調波電流を振動抑制対象とする。周期外乱オブザーバを応用した電流センサ誤差補正における全体制御構成を図 5-1 に示す。回路方程式は一般的な PMSM を接続対象として(5-9)式を用いる。

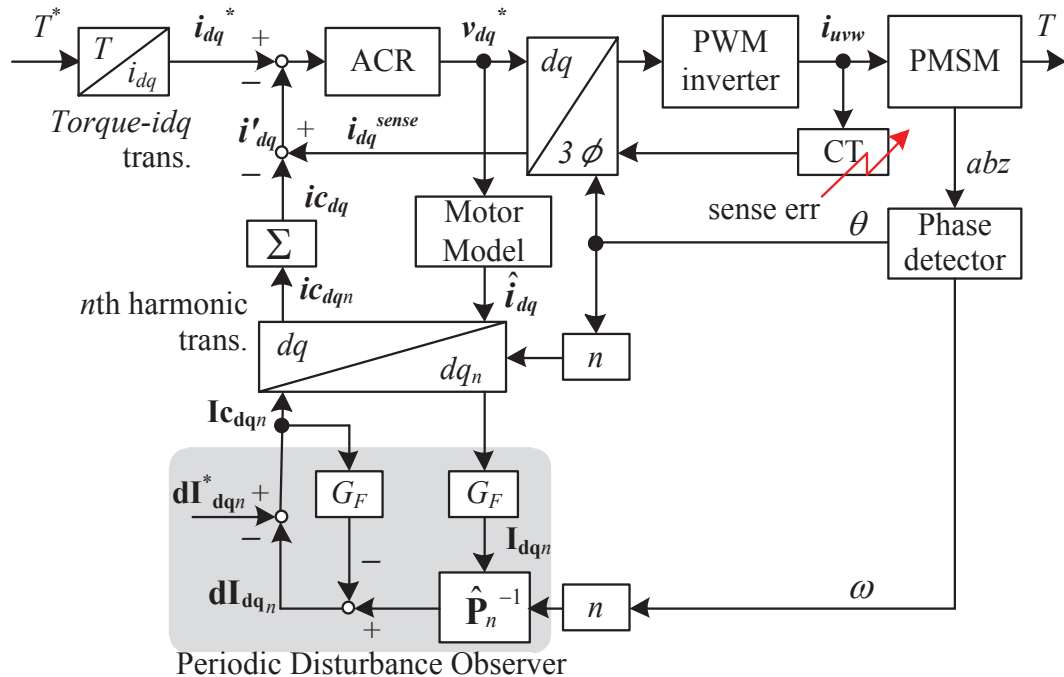


図 5-1 PDO による電流センサ誤差補正制御構成

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R + pL_d} \cdot (v_d^* + \omega \hat{i}_q L_q) \\ \frac{1}{R + pL_q} \cdot (v_q^* - \omega \hat{i}_d L_d - \omega \Psi) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (5-9)$$

つぎに dq 軸の直交性を利用して、 \hat{i}_{dq} に高調波座標変換を行い、 G_F を通して振動抑制対象の周波数成分を抽出する。 G_F は 2 次ローパスフィルタを用い、カットオフ周波数を 2π [rad/s] とした。 \hat{i}_{dq} から \mathbf{I}_{dq_n} への座標変換および周波数成分抽出は(5-10)式に表せる。

$$\begin{pmatrix} I_{dn} \\ I_{qn} \end{pmatrix} = G_F \cdot \mathcal{L} \left[\begin{pmatrix} \cos n\theta & \sin n\theta \\ -\sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} \right] \quad \dots\dots\dots (5-10)$$

\mathbf{I}_{dq_n} を n 次外乱検出ベクトルとして周期外乱オブザーバを適用し補正值 \mathbf{I}_{cdq_n} を算出する。補正值の周波数成分 \mathbf{I}_{cdq_n} から dq 座標系における補正值 \mathbf{i}_{cdq_n} への座標系変換を(5-11)式に示す。

$$\begin{pmatrix} i_{cdn} \\ i_{cq_n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & -\sin n\theta \\ \sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{cdn} \\ I_{cq_n} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (5-11)$$

(5-4)式からオフセット誤差とゲイン誤差により $1,2f$ の高調波電流が発生するため、抑制対象次数を $n=1,2$ としてこれらを同時並列に構成する。各次数で得られた \mathbf{i}_{cdq_n} を合算して最終的な電流誤差補正值 \mathbf{i}_{cdq} とし、 \mathbf{i}_{dq}^{sense} に重畳して電流検出値を補正する。

なお、(5-9)式に用いる各パラメータについて、高精度値は必要ではない。周期外乱オブザーバが補正值を自動的に算出するため \hat{i}_{dq} の絶対量は重要ではなく、パラメータ精度はセンサ誤差補正精度に直接的な影響を与えない。周期外乱オブザーバの制御安定性を左右する周期外乱オブザーバのシステムモデルについてはモータモデル部の(5-9)式および電流制御器を含めた既知の値から算出可能である。このため周期外乱オブザーバの制御安定性を十分に保つことができる。ただし電流センサ誤差が過剰に存在する状態ではモータ動作を安定して行うことはできないため、本手法が適用可能なセンサ誤差範囲は本センサ補正手法なしでもモータ動作可能で周期外乱オブザーバを適用可能な状態であることである。

また、本手法ではセンサ全相のバランスした誤差については補正を行うことができない。高調波を抑制することで各相のアンバランス誤差を取り除く手法であるため、バランス誤差は別途調整する必要がある。ただしバランス誤差はトルク指令誤差となり、永久磁石同期モータドライブにおいてはトルク出力調整が行われるのが一般的なため、こちらで調整が行われることに期待する。

5.4 シミュレーション検証

提案手法の妥当性についてシミュレーションにより検証する。シミュレーションは表 1-3 の Type.A,B,C について行う。それ以外の各条件設定を表 5-1 に示す。インバータは理想的（正弦波電圧出力）とする。

まずは Type.A について各シミュレーション検討を行った後、基礎部分について Type.B,C を対象に検証する。電流センサの誤差は表 5-2 の通りにゲインとオフセットに誤差設定を行った。誤差は各相の誤差和がゼロとなる状態として設定した。電流センサは制御対象の定格電流もしくは最大電流を基準に選定されることが一般的で、センサ誤差もセンサ定格に従うことが予測されるため、このような設定とした。

シミュレーション結果について、軸トルクの時間応答を図 5-2 に、センサ誤差補正前後のトルク波形の FFT 解析結果を図 5-3 に、補正前の三相電流波形を図 5-4、補正後を図 5-5 に示す。電流波形はセンサによる観測値ではなく実際にモータに通電している箇所の電流値を示す。図 5-3 から補正前後で $1,2f$ に発生していたトルクリプルが抑制されていることが確認できる。図 5-4、図 5-5 の三相電流波形を見ても補正前の電流アンバランスが誤差補正により解消されていることが確認できる。

表 5-1 電流センサ誤差補正シミュレーションシステム条件

電流制御周期	50 μ s
PDO 制御周期	100 μ s
G_F 次数	2
G_F カットオフ周波数 ω_f	1Hz

表 5-2 電流センサ誤差補正シミュレーション電流センサ誤差設定

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+2.0%	+4.0%	-6.0%
Gain Error	+5.0%	+10.0%	-15.0%

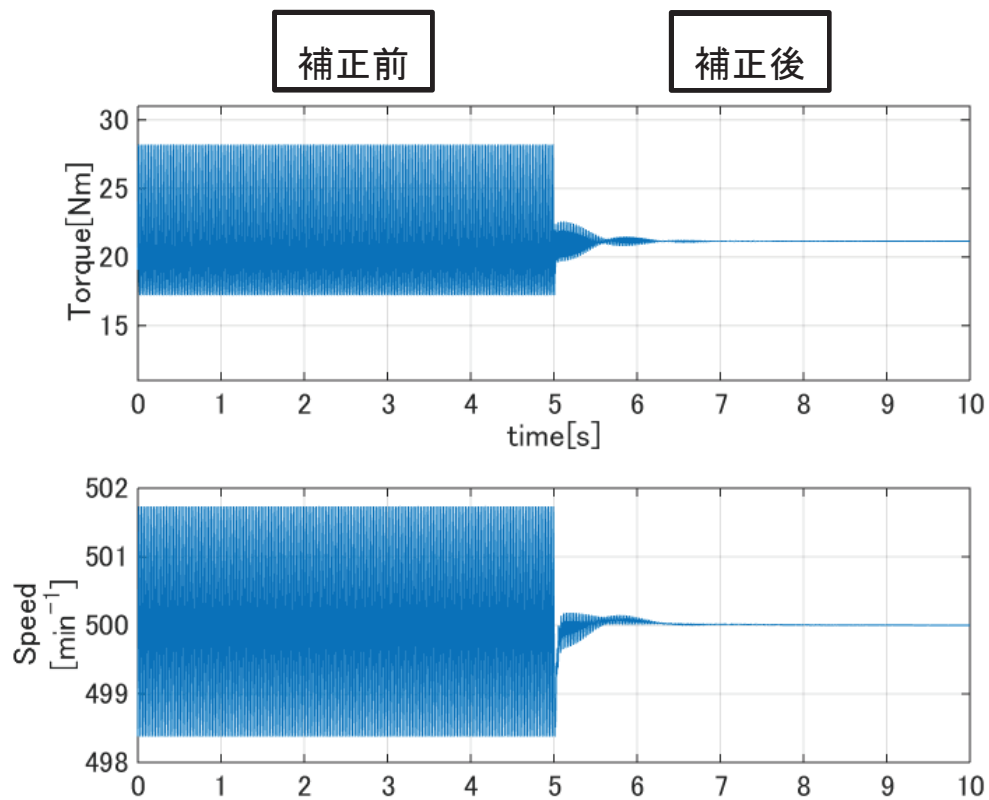


図 5-2 電流センサ誤差補正シミュレーション，トルク時間応答（Type.A）

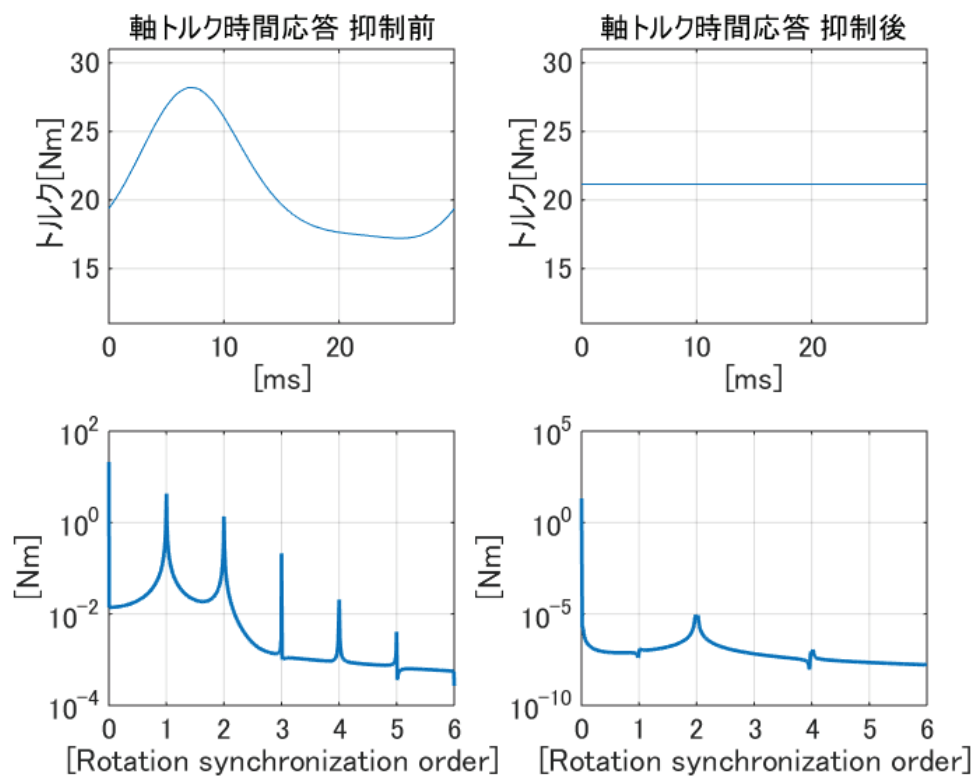


図 5-3 電流センサ誤差補正シミュレーション，トルク FFT 解析（Type.A）

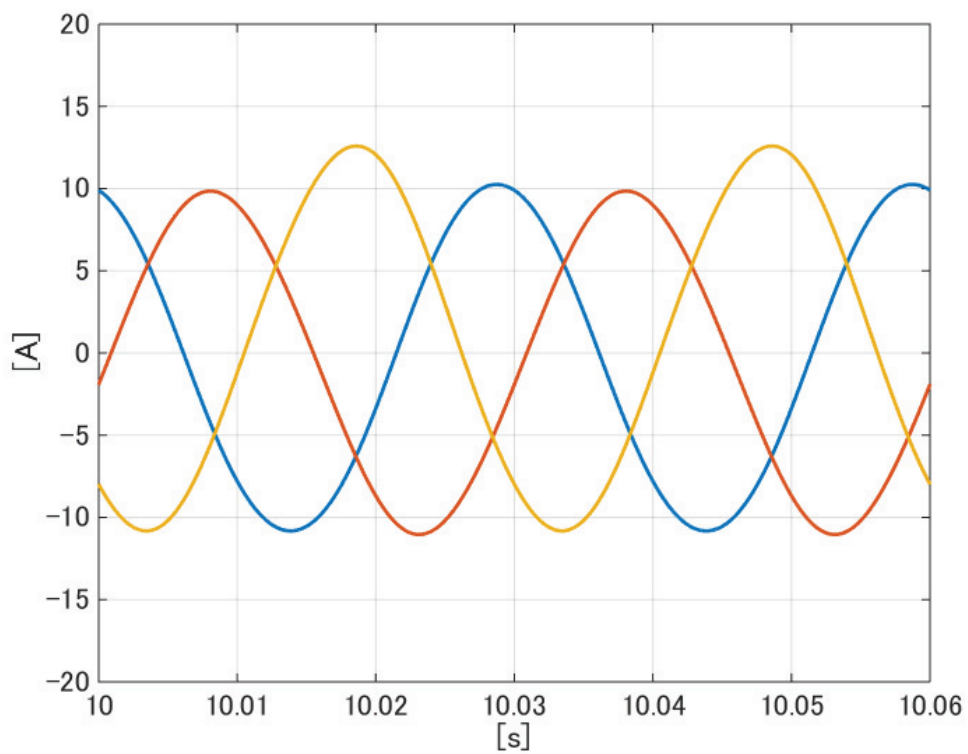


図 5-4 電流センサ誤差補正シミュレーション，三相電流波形 補正前 (Type.A)

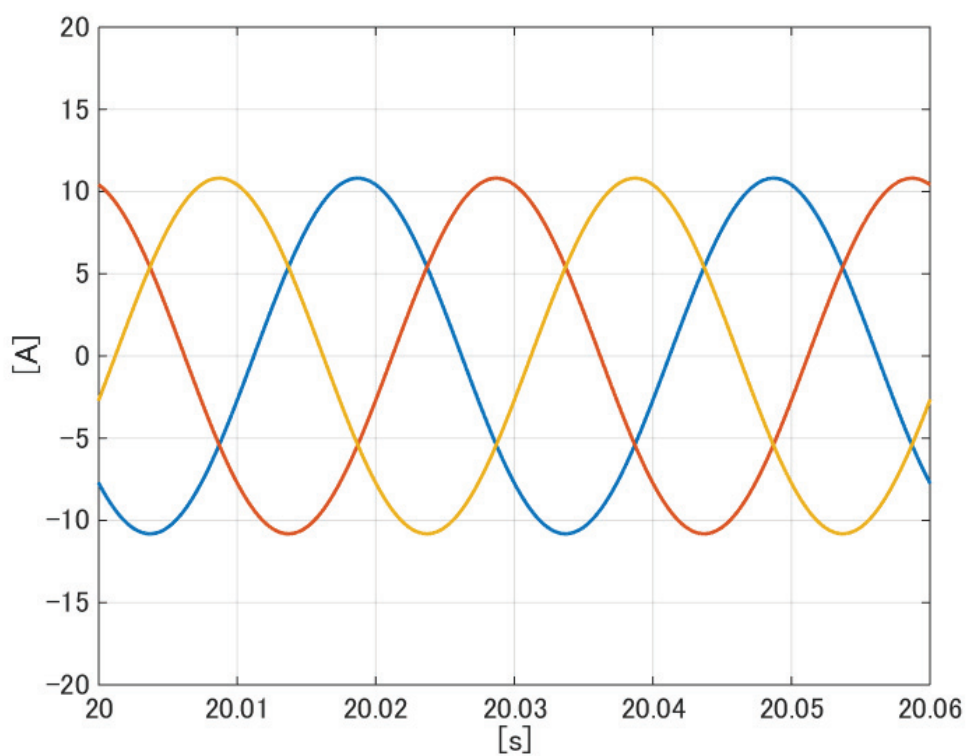


図 5-5 電流センサ誤差補正シミュレーション，三相電流波形 補正後 (Type.A)

5.5 その他モデルに関するシミュレーション検証

次に Type.B および C のモータモデルを用いて検証を行う。パラメータ設定は表 5-1 と同様に設定した。比較シミュレーションは図 5-2～図 5-5 に示したものと同様の検証方法で確認する。電流センサの誤差設定は表 5-2 のとおり行った。Type.B におけるトルク時間応答を図 5-6, FFT 解析結果を図 5-7 に示し, 抑制前後の電流波形を図 5-8, 図 5-9 に示す。Type.C における結果も同様に図 5-10～図 5-13 に示す。

いずれのシミュレーション結果からも補正前後で $1,2f$ に発生していたトルクリプルが抑制されていることが確認できる。また, 三相電流波形を見ても補正前の電流アンバランスが誤差補正により解消されていることが確認できる。

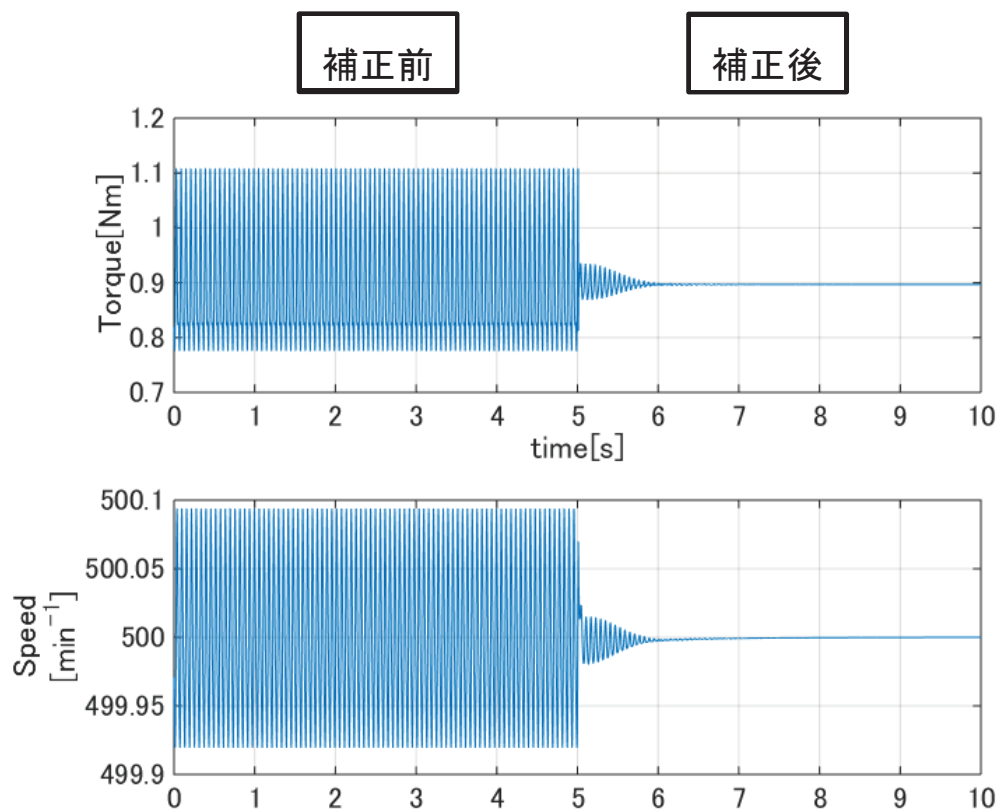


図 5-6 電流センサ誤差補正シミュレーション，トルク時間応答（Type.B）

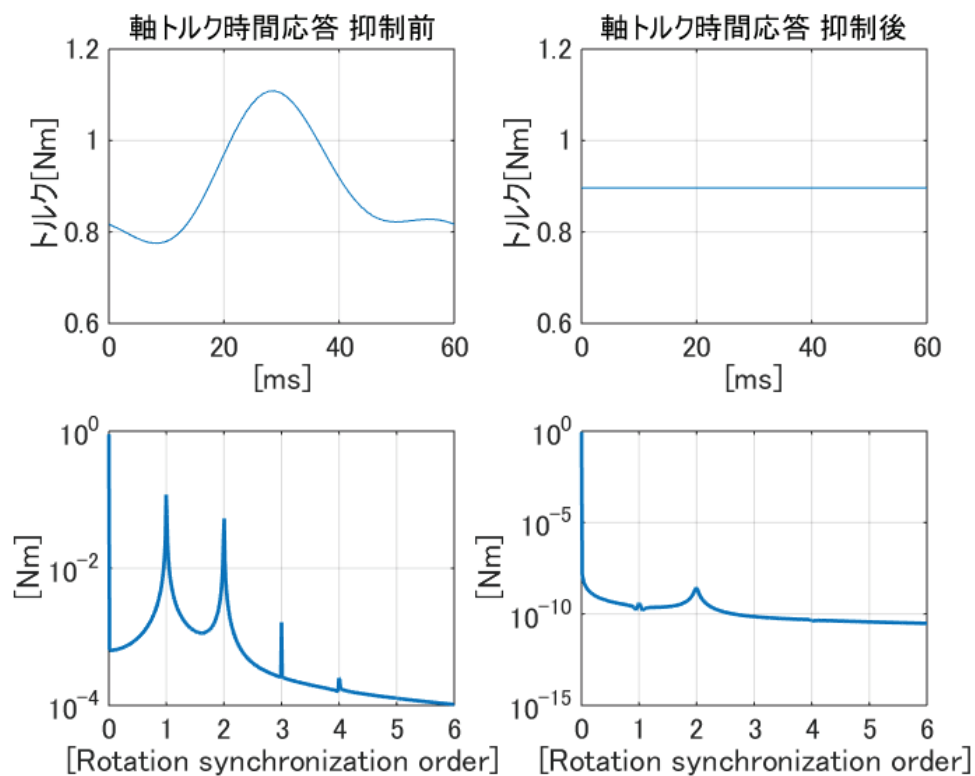


図 5-7 電流センサ誤差補正シミュレーション，トルク FFT 解析（Type.B）

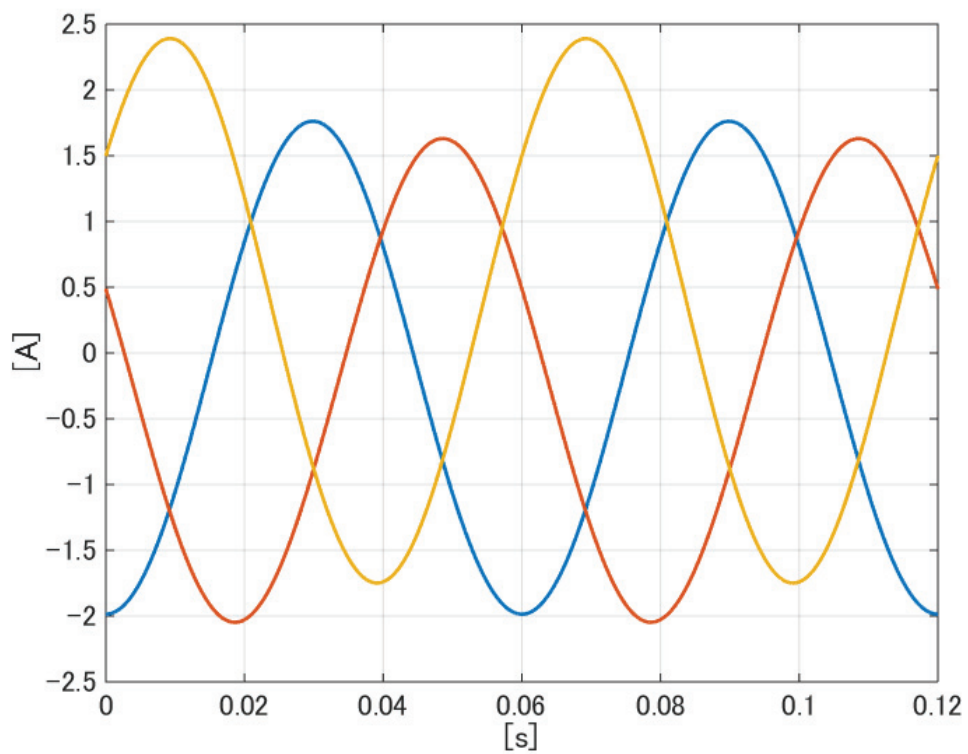


図 5-8 電流センサ誤差補正シミュレーション，三相電流波形 補正前 (Type.B)

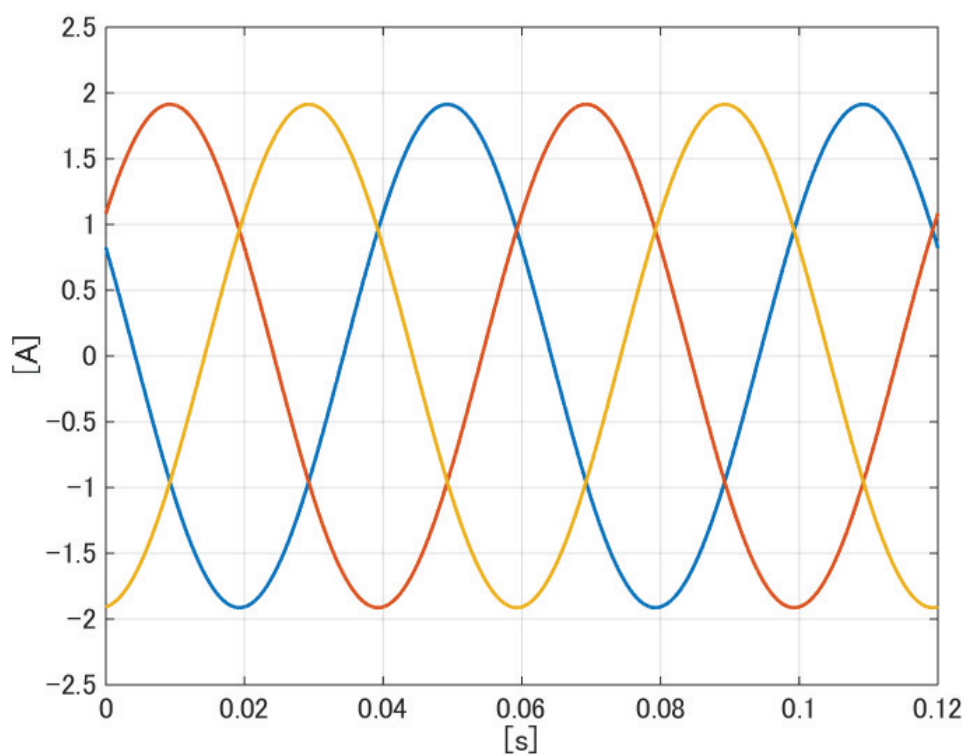


図 5-9 電流センサ誤差補正シミュレーション，三相電流波形 補正後 (Type.B)

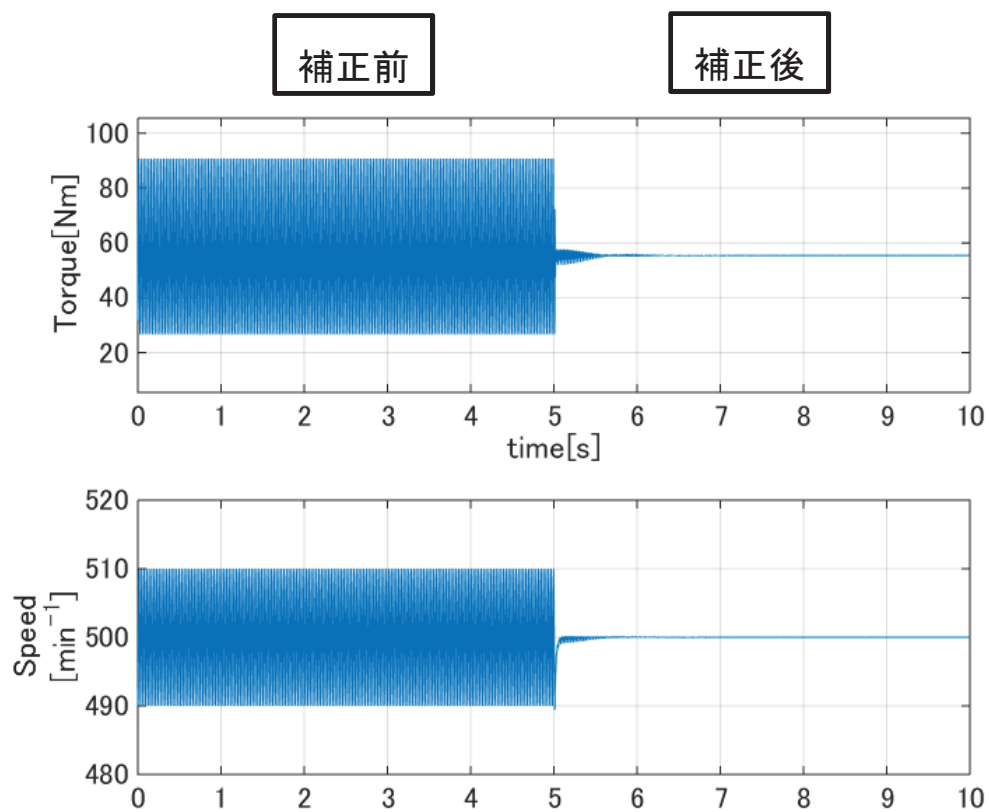


図 5-10 電流センサ誤差補正シミュレーション，トルク時間応答（Type.C）

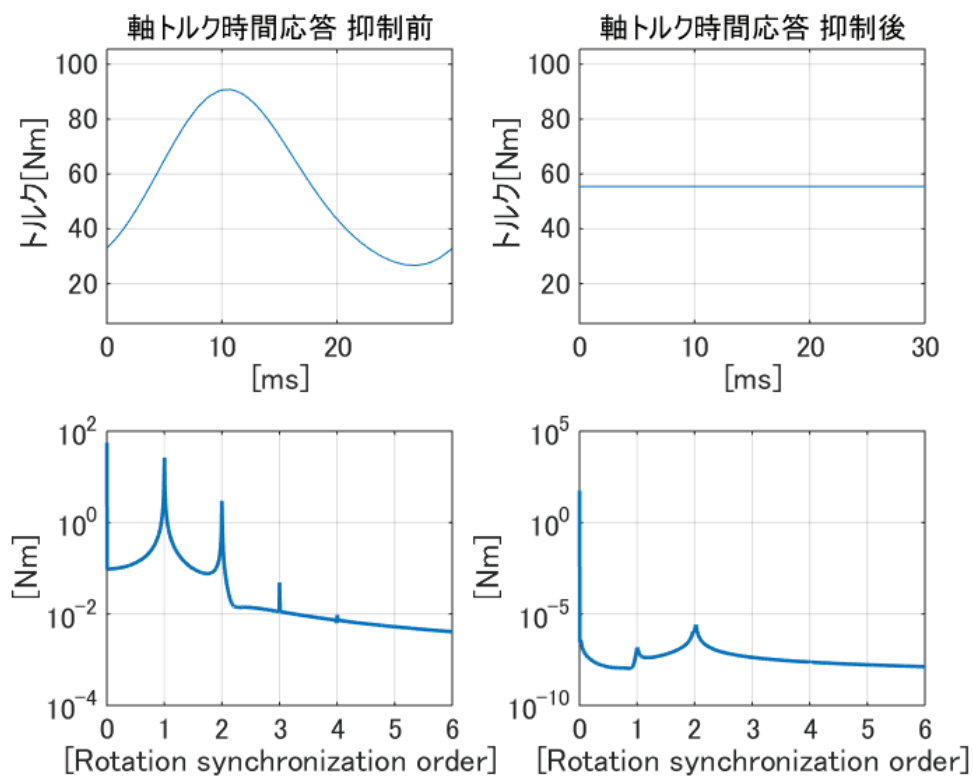


図 5-11 電流センサ誤差補正シミュレーション，トルク FFT 解析（Type.C）

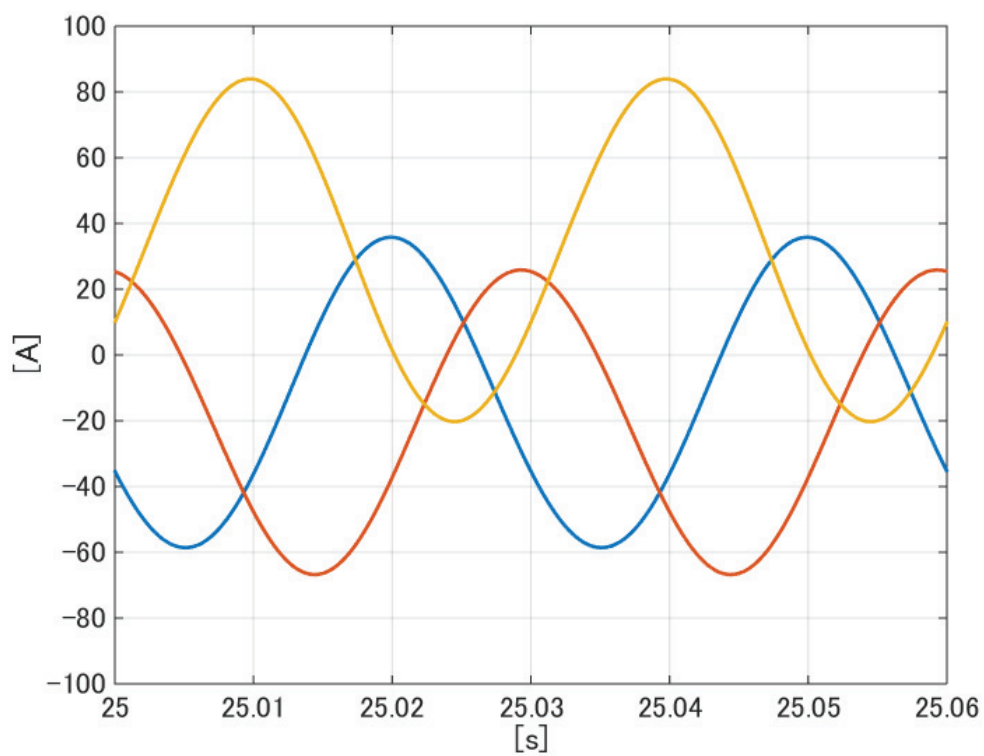


図 5-12 電流センサ誤差補正シミュレーション，三相電流波形 補正前 (Type.C)

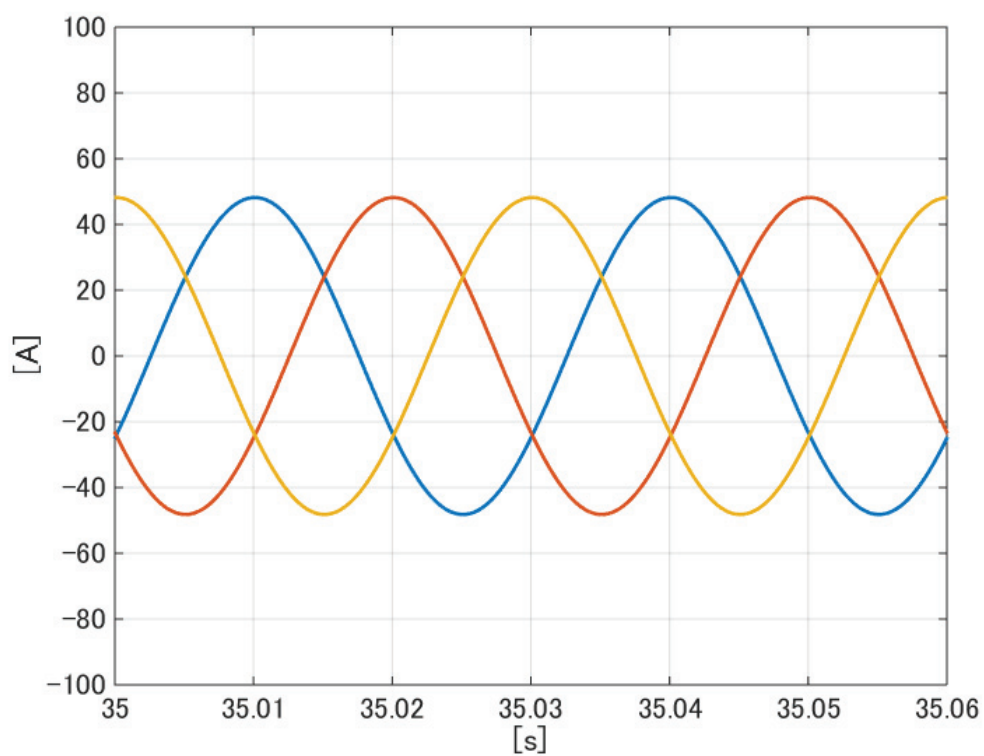


図 5-13 電流センサ誤差補正シミュレーション，三相電流波形 補正後 (Type.C)

5.6 実機検証

提案した手法について実機を用いて検証を行った。実機のシステム条件は表 5-1 のシミュレーションと同様である。トルク指令は 20Nm, 回転数を 500min^{-1} とした。電流センサの誤差はシミュレーションと同様, 表 5-3 の通りにゲインとオフセットに誤差設定を行った。誤差の設定値については効果をわかりやすくするため比較的大きな値とした。なお実機では, センサ本体および検出回路が若干の誤差をもつため, 提案手法によるセンサ誤差補正では表 5-3 および検出器本来を合算した誤差に対して補正が行われる。

表 5-3 電流センサ誤差補正実機検証電流誤差設定

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+10.0%	-10.0%	-4.0%
Gain Error	+10.0%	-20.0%	+20.0%

実験結果について, 軸トルクの時間応答を図 5-14 に, センサ誤差補償前後のトルク波形の FFT 解析結果を図 5-15 に, 補償前の三相電流波形を図 5-16, 補償後の三相電流波形を図 5-17 に示す。電流波形は制御用の電流検出とは別に, 別途電流センサを用いて計測した結果である。シミュレーションでの効果と同様に, 図 5-15 および図 5-16 から補償前後で $1,2f$ に発生していたトルクリプルを抑制していることが確認できる。三相電流波形を見ても補償前のオフセットとゲインの誤差による変動が補償により解消していることが確認できる。

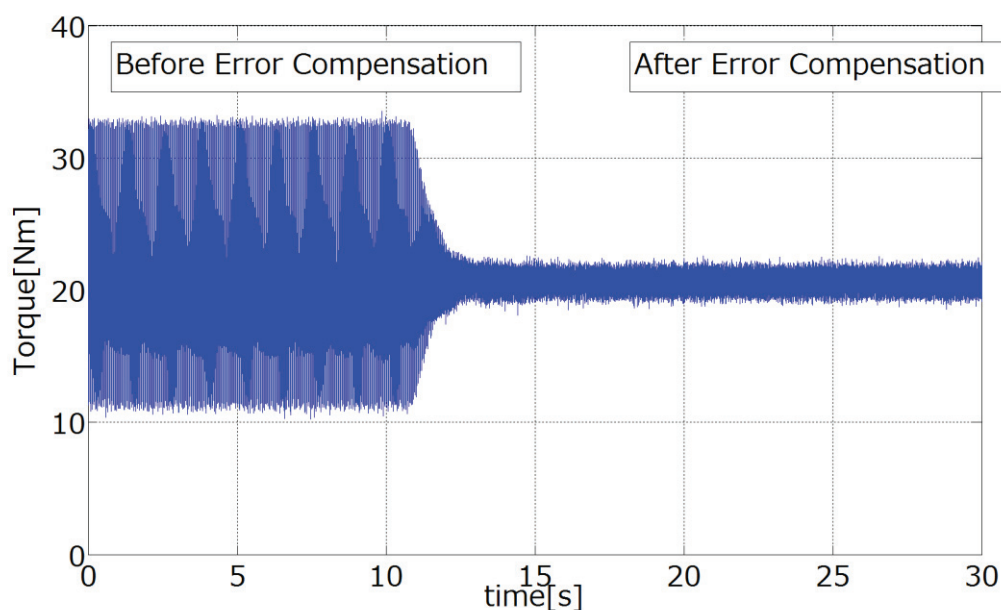


図 5-14 電流センサ誤差補正実機検証, トルク時間応答

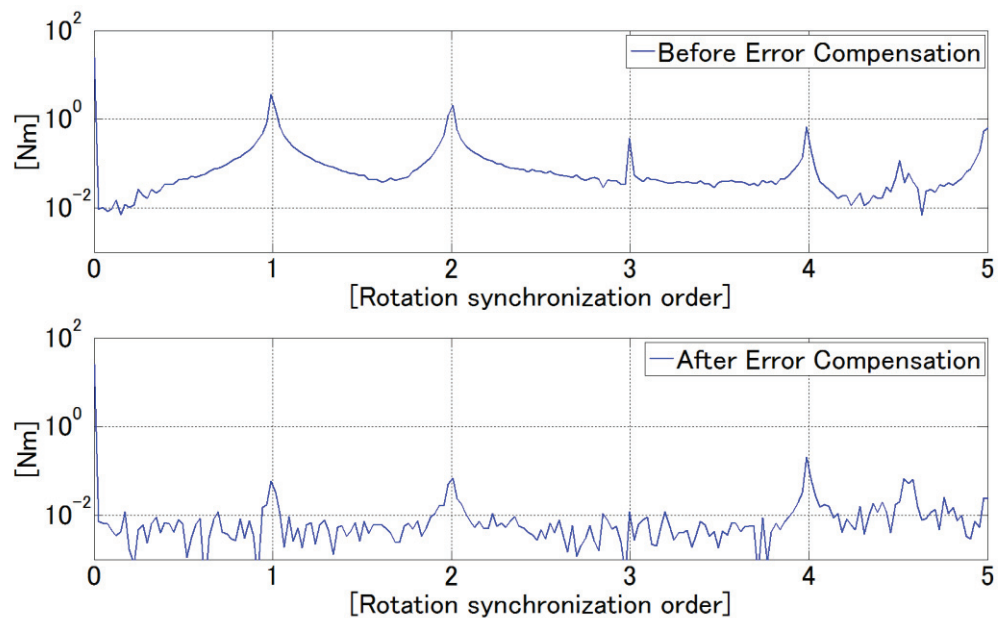


図 5-15 電流センサ誤差補正実機検証, トルク FFT 解析

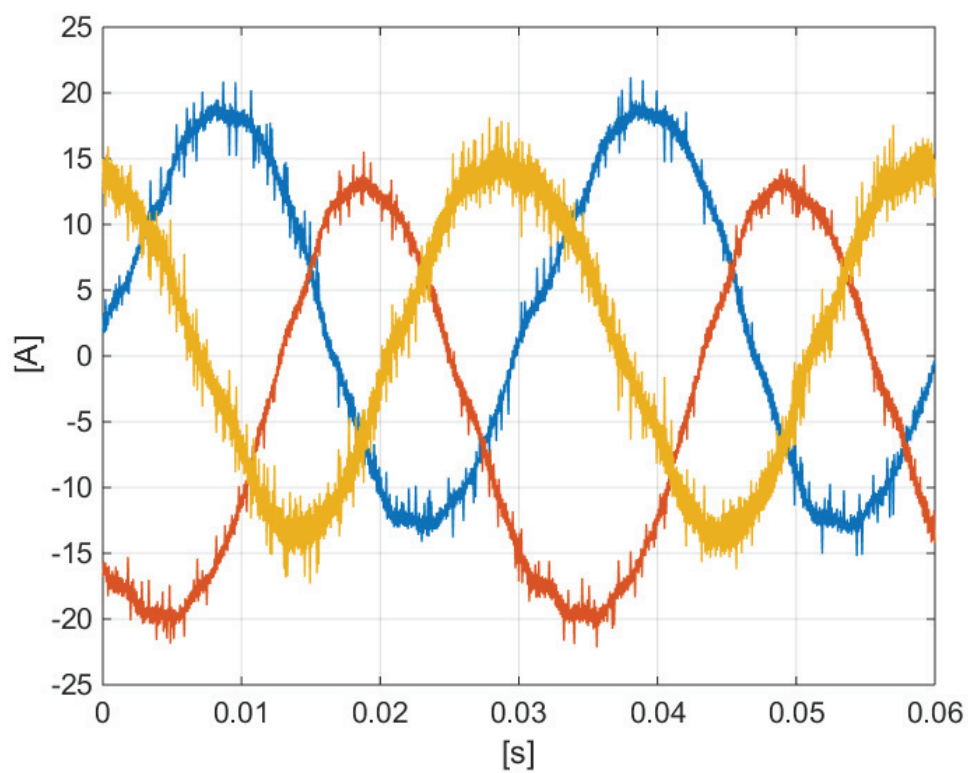


図 5-16 電流センサ誤差補正実機検証, 三相電流波形 補正前

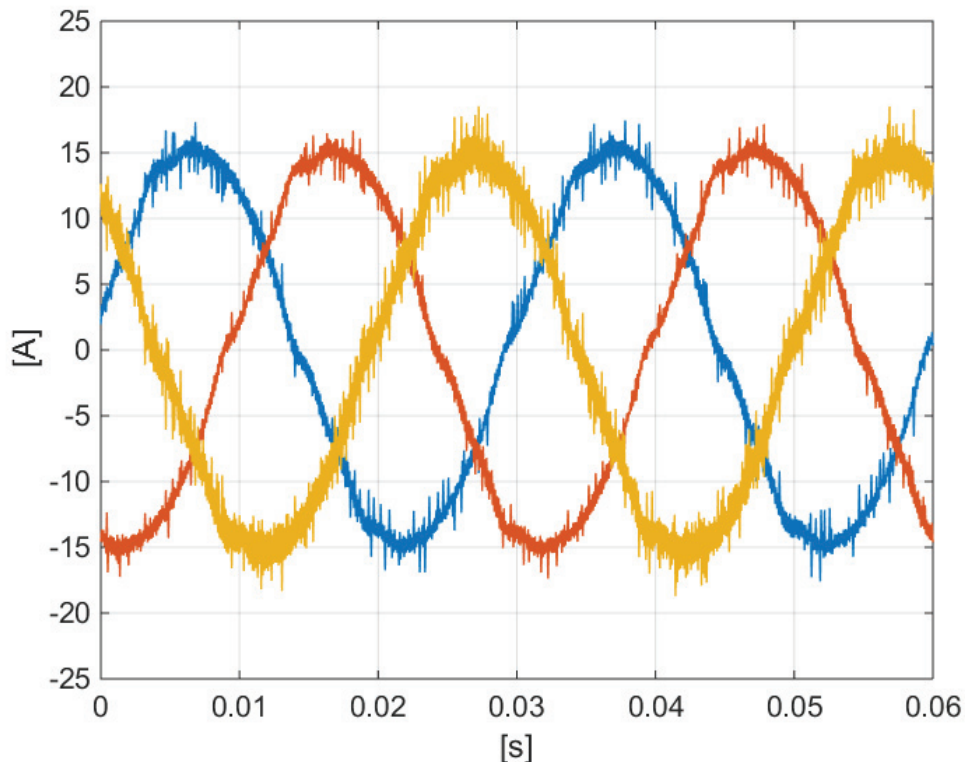


図 5-17 電流センサ誤差補正実機検証，三相電流波形 補正後

5.7 センサ誤差変動時の補正効果シミュレーション検証

次にセンサ誤差の変動に対する補正効果をシミュレーションにより検証する。シミュレーションのシステム条件は表 5-1 とし，トルク指令は 20Nm ，回転数を 500min^{-1} とした。誤差変動は変化要因に温度を想定し，比較的ゆるやかな変化を設定して変化速度を $1[\times 1/\text{sec}]$ とした。シミュレーションは誤差要因に関してオフセット変動のみ，ゲイン変動のみ，オフセットとゲイン同時変動，の 3 パターンに関して行った。それぞれのセンサ誤差設定について表 5-4～表 5-6 に示し，結果を図 5-18～図 5-20 に示す。図はいずれも誤差補正の有無における各値の時間変化を示す。図中上から，トルク，センサ誤差の変化速度，1,2 次の電流リップルと補正量の大きさを示す。また，図中左側が補正を行わない場合，右が補正を行った場合を示す。補正動作は 30sec あたりで動作開始とした。

トルクおよび電流リップル量の時間応答から，補正を行わない場合ではオフセットおよびゲイン誤差の増加によりトルクリプルが増加している。一方，補正を行っている側では誤差の変動に対応して補正值が自動的に変化し，トルクリプルの増加を抑えている。センサ誤差の変動中は周期外乱オブザーバの制御応答 G_F に従い偏差が残留するが，誤差の静定した後で偏差は解消されている。いずれもセンサ誤差要因に関わらず，またそれらが同時に変動しても良好にトルクリプルを抑制できている。

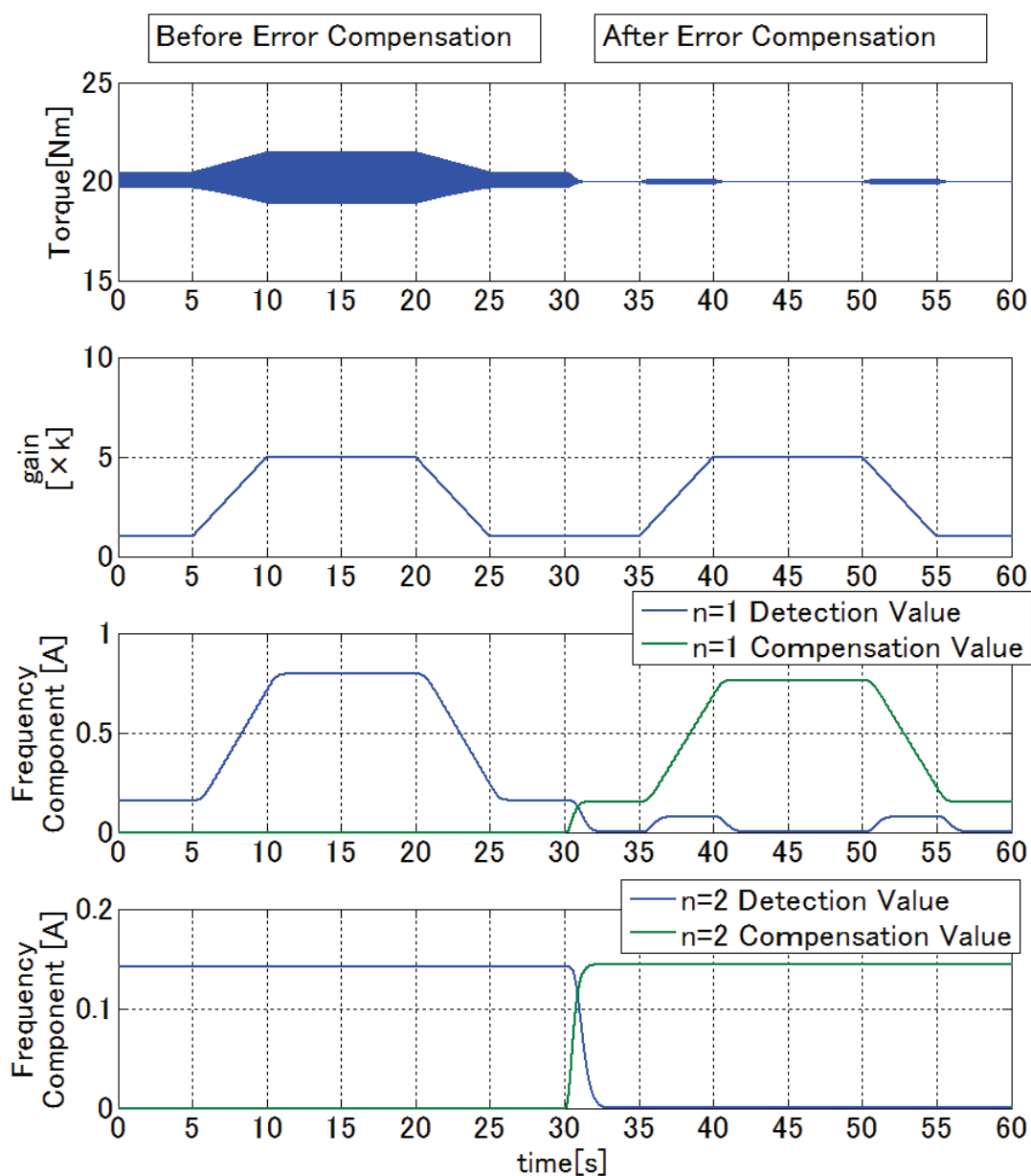


図 5-18 電流センサ誤差補正シミュレーション結果（オフセット誤差変動）。

表 5-4 電流センサ誤差補正シミュレーション

電流センサ誤差設定（オフセット誤差変動）

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+0.4%	+0.7%	-1.1%
Rate: 1[×1/s]	→ +1.8%	→ +3.6%	→ -5.4%
Gain Error	+1.0%	+2.0%	-3.0%

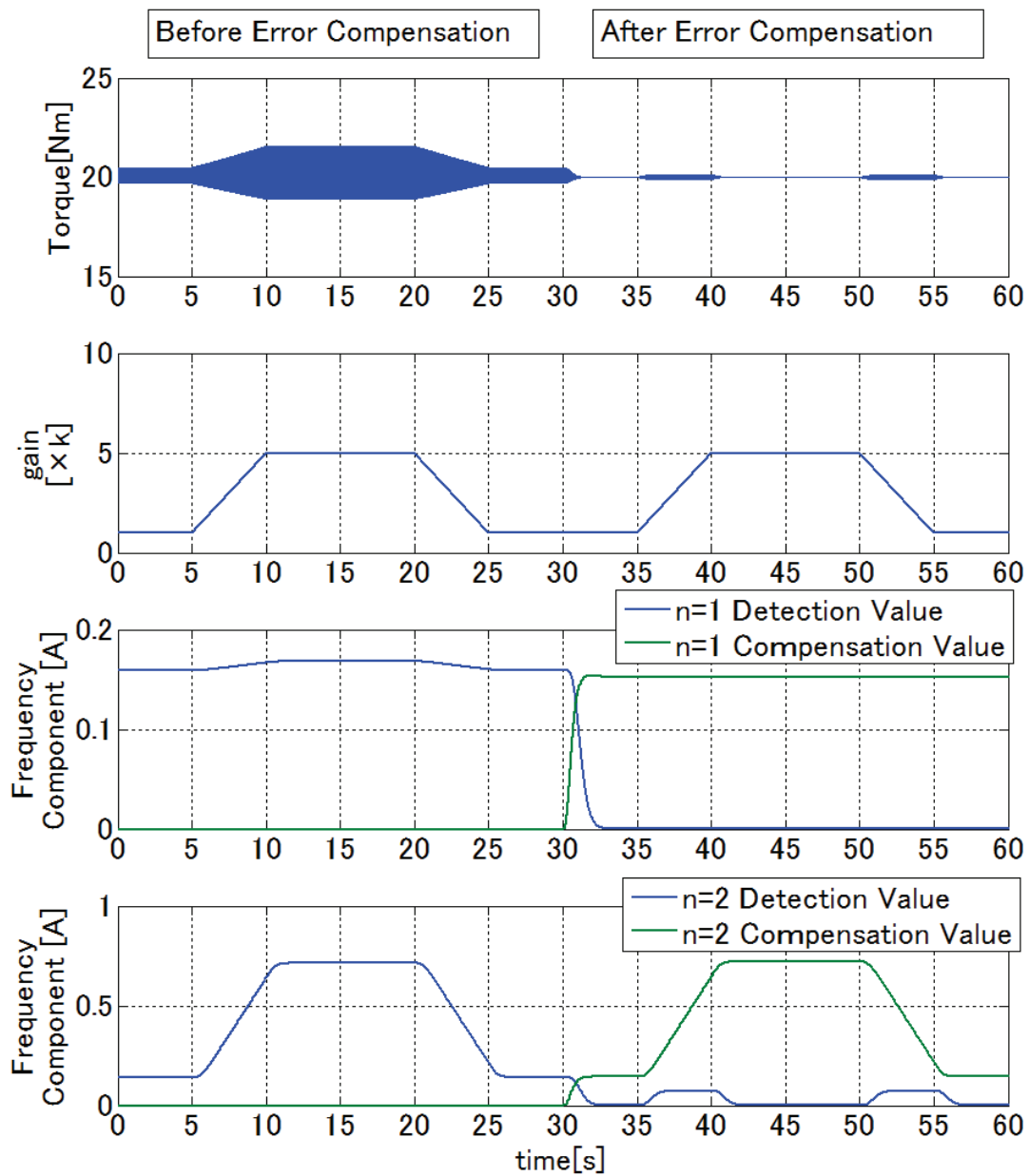


図 5-19 電流センサ誤差補正シミュレーション結果（ゲイン誤差変動）。

表 5-5 電流センサ誤差補正シミュレーション

電流センサ誤差設定（ゲイン誤差変動）

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+0.4%	+0.7%	-1.1%
Gain Error	+1.0%	+2.0%	-3.0%
Rate: 1[×1/s]	→ +5.0%	→ +10.0%	→ -15.0%

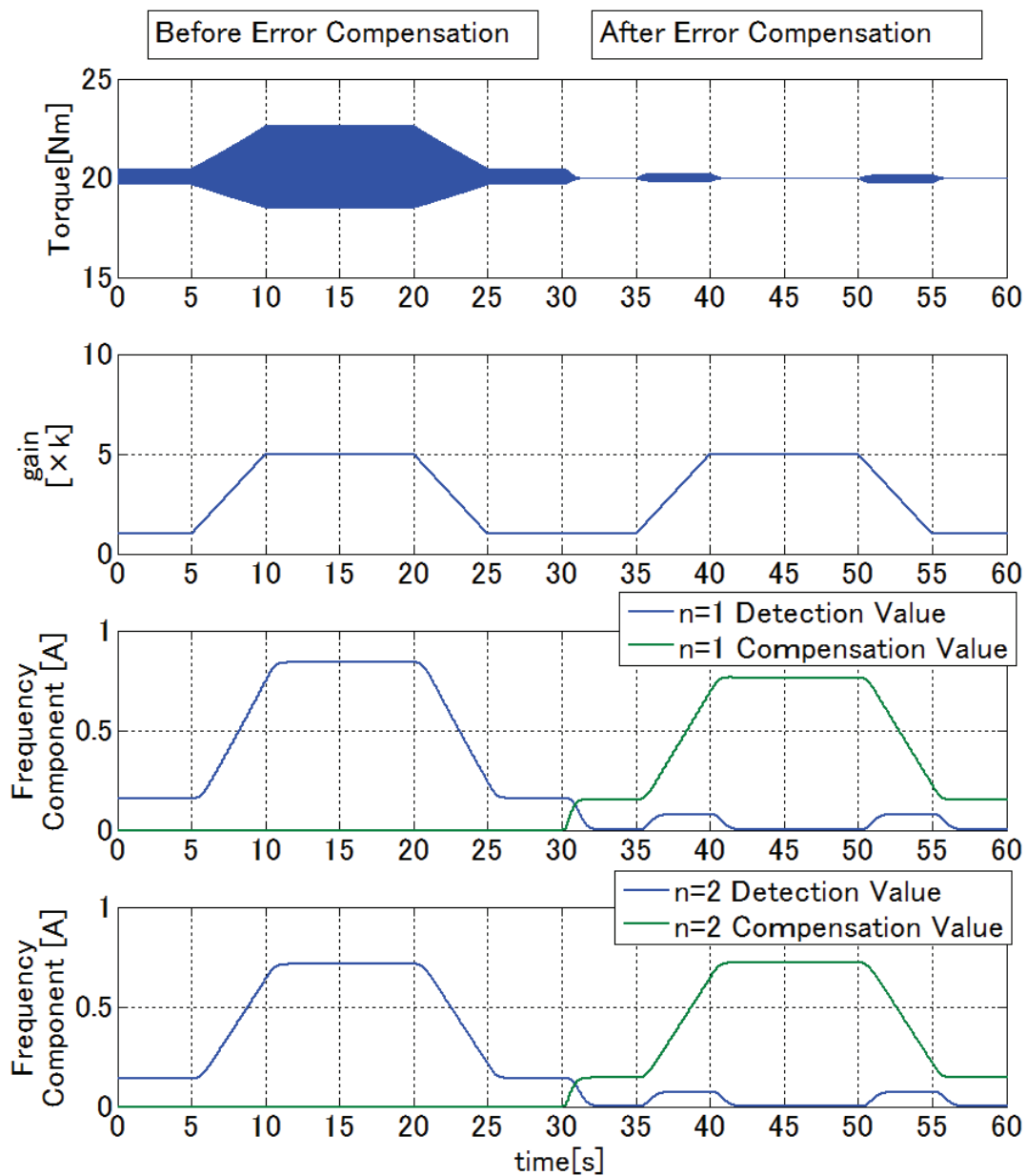


図 5-20 電流センサ誤差補正シミュレーション結果（オフセットゲイン誤差変動）

表 5-6 電流センサ誤差補正シミュレーション

電流センサ誤差設定（オフセット&ゲイン誤差変動）

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+0.4%	+0.7%	-1.1%
Rate: 1[×1/s]	→ +1.8%	→ +3.6%	→ -5.4%
Gain Error	+1.0%	+2.0%	-3.0%
Rate: 1[×1/s]	→ +5.0%	→ +10.0%	→ -15.0%

5.8 センサ誤差変動時の補正効果の実機検証

次に 5.7 節のシミュレーション検証と同様に、センサ誤差の変動に対する補正効果を実機で検証する。実機のシステム条件は表 5-1 とし、トルク指令は 20Nm、回転数を 500min^{-1} とした。変動はシミュレーションと同様にゲイン誤差の比較的ゆるやかな変化を想定し、誤差の変化速度は $1[\times 1/\text{s}]$ とした。実験はシミュレーションと同様、誤差要因に関してオフセット変動、ゲイン変動、オフセットとゲイン同時変動、の 3 パターンに関して行った。それぞれのセンサ誤差設定について表 5-7～表 5-9 に示し、結果を図 5-21～図 5-23 に示す。いずれも補正動作は 30sec あたりで動作開始とした。図はいずれも誤差補正の有無における各値の時間変化を示す。図中上から、トルク、センサ誤差の変化速度、1,2 次の電流リップルと補正量の大きさを示す。また、図中左側が補正を行わない場合、右が補正を行った場合を示す。補正前後でトルクリプルが大きく抑制されないのは、今回抑制対象となる $1,2f$ 以外に別次数が存在するためである。

トルクおよび電流リップル量の時間応答から、補正を行わない場合ではオフセットおよびゲイン誤差の増加によりトルクリプルが増加している。一方、補正を行っている側では誤差の変動に対応して補正值が自動的に変化し、トルクリプルの増加を抑えている。センサ誤差の変動中は偏差が残留するが、誤差の静定した後で偏差は解消されている。いずれもセンサ誤差要因に関わらず、またそれらが同時に変動しても良好にトルクリプルを抑制できている。

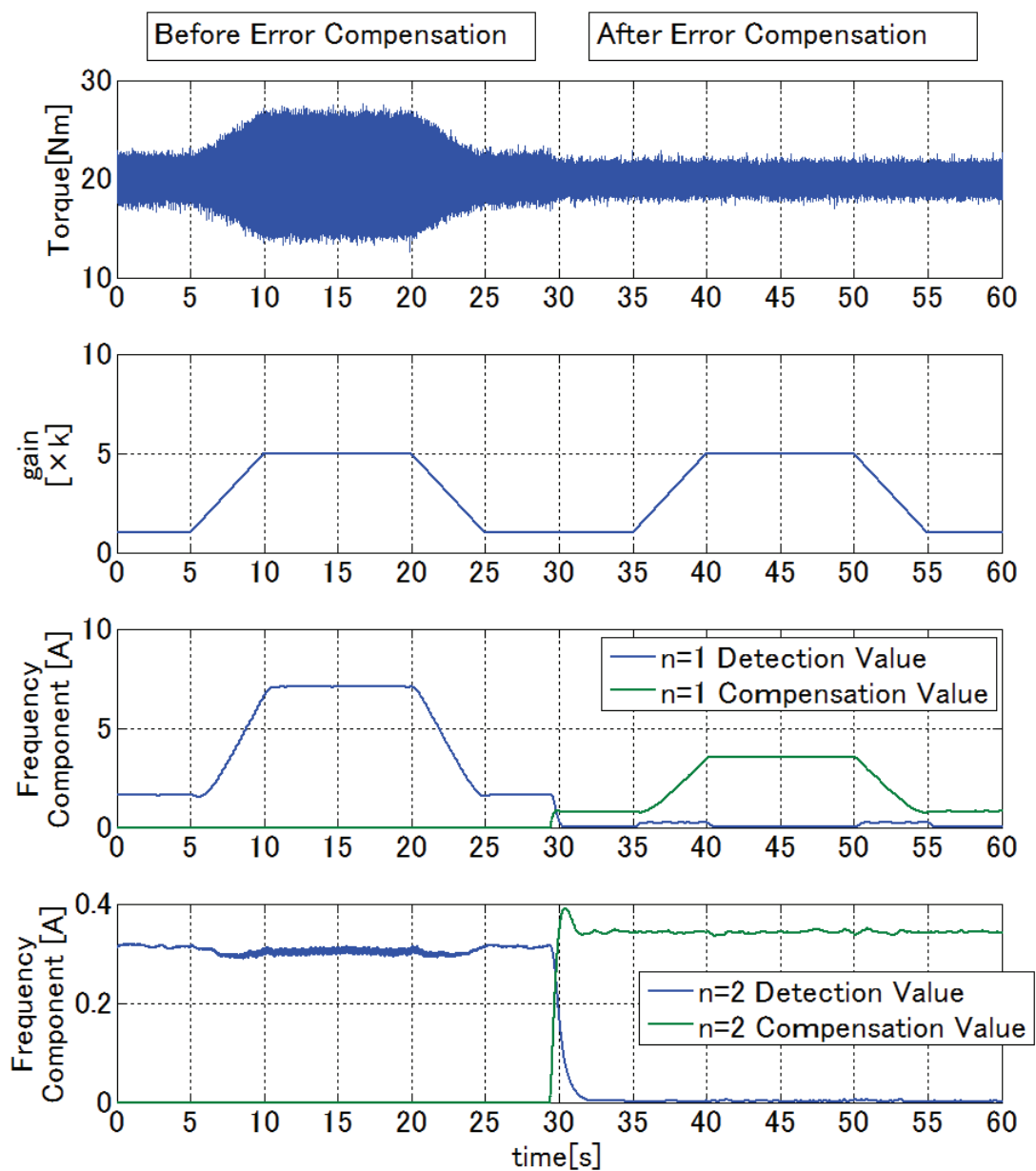


図 5-21 電流センサ誤差補正実機検証結果（オフセット誤差変動）。

表 5-7 電流センサ誤差補正実機検証

電流センサ誤差設定（オフセット誤差変動）

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+0.4%	+0.9%	-1.3%
Rate: 1[×1/s]	→ +2.2%	→ +4.3%	→ -6.5%
Gain Error	+1.0%	+2.0%	-3.0%

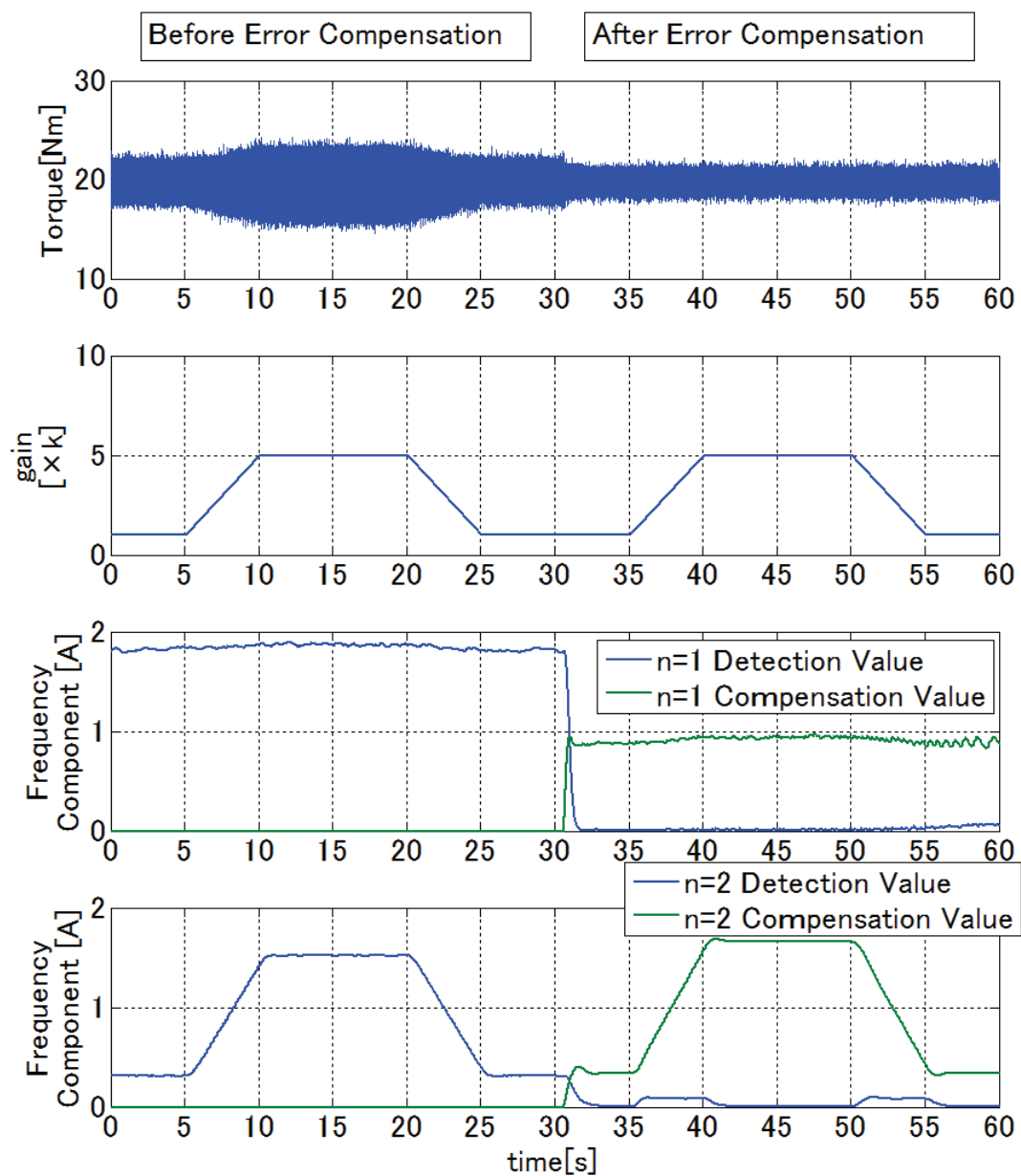


図 5-22 電流センサ誤差補正実機検証結果（ゲイン誤差変動）

表 5-8 電流センサ誤差補正実機検証

電流センサ誤差設定（ゲイン誤差変動）

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+0.4%	+0.9%	-1.3%
Gain Error	+1.0%	+2.0%	-3.0%
Rate: 1[×1/s]	→ +5.0%	→ +10.0%	→ -15.0%

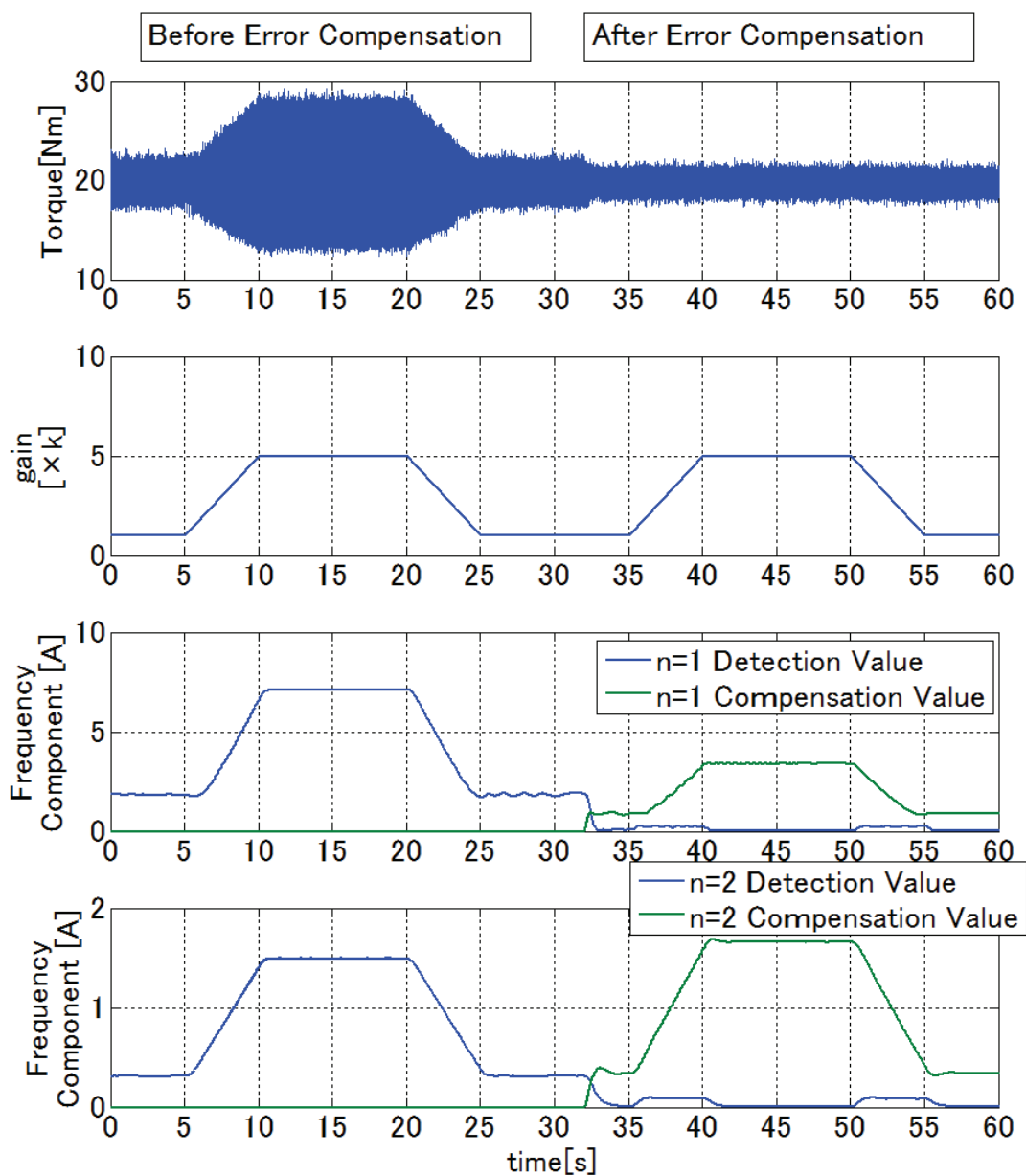


図 5-23 電流センサ誤差補正実機検証結果（オフセット&ゲイン誤差変動）

表 5-9 電流センサ誤差補正実機検証

電流センサ誤差設定（オフセット&ゲイン誤差変動）

Error Target	U phase	V phase	W phase
Offset Error (Rated Current %)	+0.4%	+0.9%	-1.3%
Rate: 1[×1/s]	→ +2.2%	→ +4.3%	→ -6.5%
Gain Error	+1.0%	+2.0%	-3.0%
Rate: 1[×1/s]	→ +5.0%	→ +10.0%	→ -15.0%

5.9 電流誤差補正とトルクリプル抑制の併用効果

1.2 節のとおり，一般的な永久磁石同期モータドライブでは複合的な要因で次数の異なるトルクリプルが合わさって発生し，電流センサ誤差はその一要因である。全体として十分なトルクリプル抑制を行うにはセンサ誤差補正とトルクリプル抑制を同時に行う必要がある。

また，電流センサ誤差下でトルクリプル抑制を行うと，リプル抑制によって重畳された n 次高調波成分と，センサ誤差による高調波成分の重ね合わせによって $n \pm 1, 2$ 次の高調波が発生する。これらに関して，センサ誤差下で $6, 12f$ のトルクリプルの抑制を行ったシミュレーション結果をトルク応答と FFT 解析結果について図 5-24，図 5-25 に示す。 $6, 12f$ は抑制できているものの $6(12) \pm 1(2)$ 次が発生しており，抑制対象としている $6, 12f$ 付近を十分に抑制できていない。これを十分に抑制するにはさらに複数の次数を抑制対象とする必要があり，演算負荷を圧迫する。

そこでリプル抑制とセンサ誤差補正を同時に行い，トルクリプル抑制効果をより高める⁽⁵⁸⁾。図 5-26 に PDO によるトルクリプル抑制と電流センサ誤差補正を同時適用した場合の制御系を示す。制御系としてはトルクリプル抑制の図 2-2 と電流センサ誤差補正の図 5-1 を単純に並列化した構成である。すなわち，トルクリプルの $1, 2f$ 成分は電流検出誤差補正制御で， $6, 12f$ などのモータ起因によるトルクリプル抑制制御系で補償する。

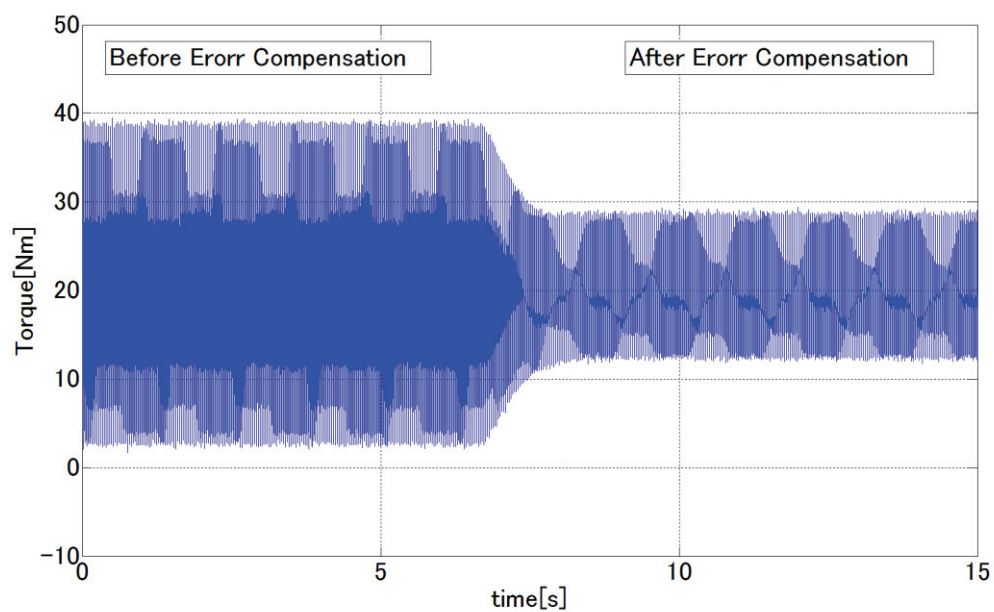


図 5-24 トルクリップ抑制のみを行った場合のトルク時間応答

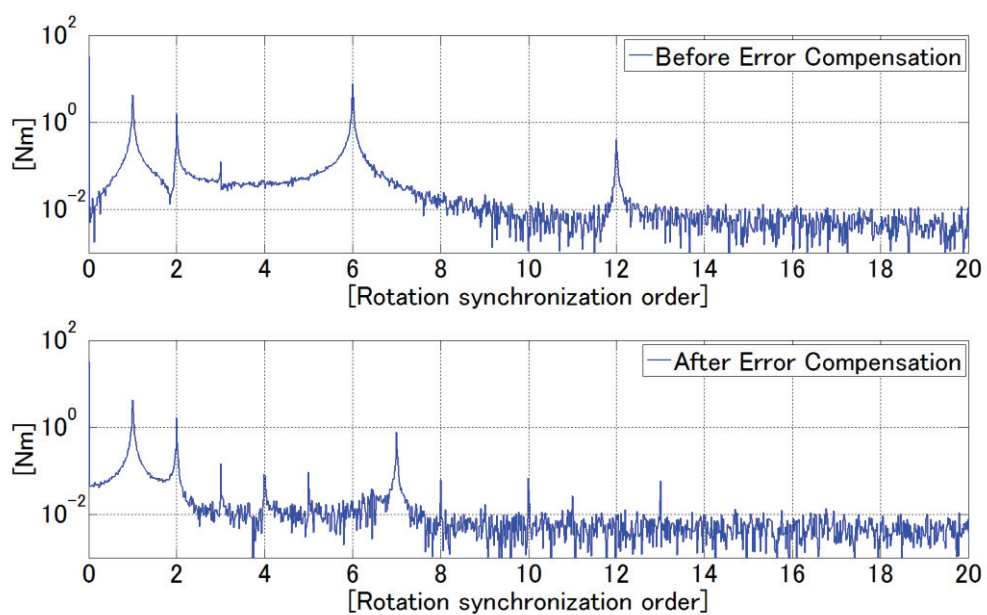


図 5-25 トルクリップ抑制のみを行った場合のトルク FFT 解析

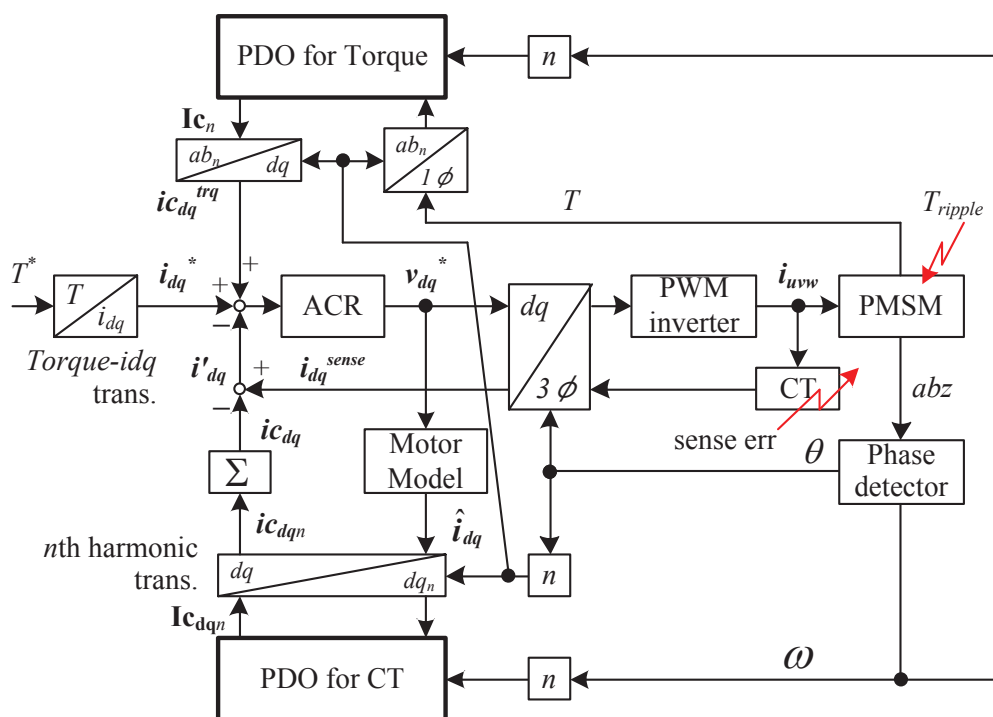


図 5-26 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制

5.9.1 シミュレーション検証

この効果をシミュレーションにて検証する。シミュレーションのシステム条件は表 5-1 とし、電流センサの誤差については表 5-2 と同じとし、トルクリプルは $6,12f$ に発生している状態を想定する。結果のトルク時間応答を図 5-27 に、センサ誤差補正前後のトルク波形の FFT 解析結果を図 5-28 に示す。図 5-27 および図 5-28 から、対象とする次数のリプルを抑制しながら、図 5-25 で発生していたセンサ誤差を起因とする $6,12f$ の側帯波も抑制できていることが確認できる。

表 5-10 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制シミュレーション時のシステム条件

電流制御周期	$50 \mu s$
PDO 制御周期	$100 \mu s$
G_F 次数(トルクリプル抑制側)	4
G_F 次数(センサ補正側)	2
G_F カットオフ周波数 ω_f	1Hz
トルクリプル設定	$6,12f$ に定格トルクの 5%リプル

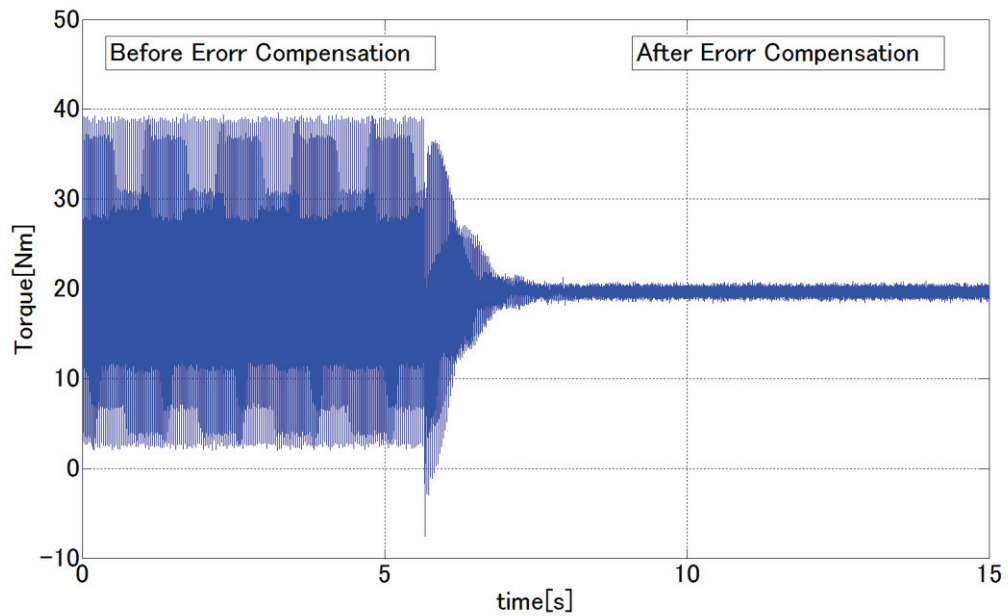


図 5-27 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制シミュレーション
トルク時間応答

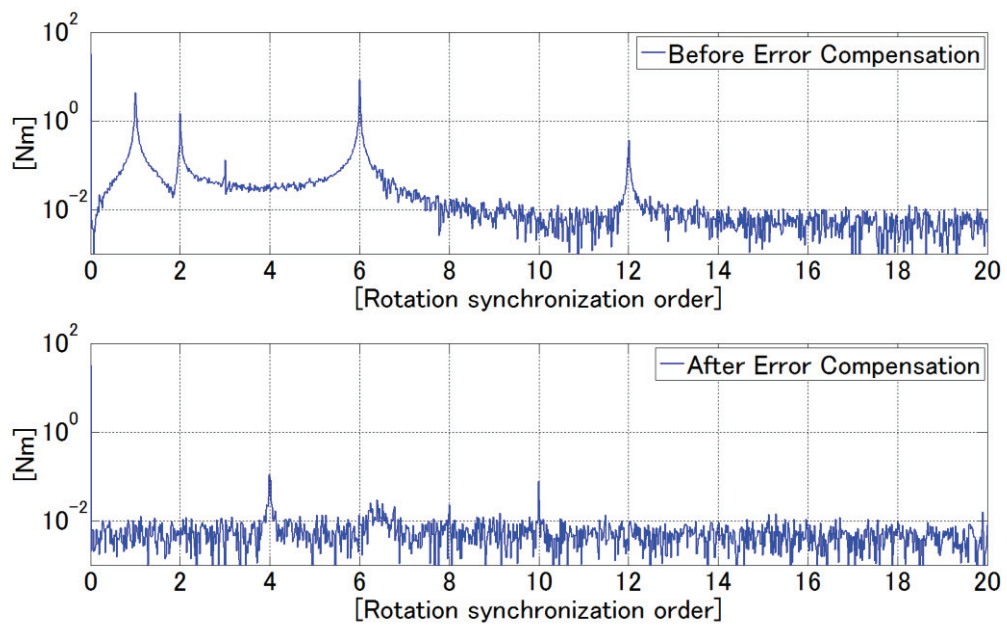


図 5-28 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制シミュレーション
トルク FFT 解析

5.9.2 実機検証

これらを実機にて検証する。実機検証におけるシステム条件はシミュレーションと同様表 5-10 とし、電流センサの誤差については表 5-3 とする。トルクリプル抑制対象は $6,12f$ とする。トルク指令は 35Nm ，回転数を 200min^{-1} とした。

まずトルクリプル抑制のみを行った場合の抑制前後の比較について，トルク時間応答と FFT 解析を図 5-29 に電流波形応答を図 5-30 に示す。なお 5.6 節と回転数が異なるため共振の影響により $12f$ に大きなリプルが発生している。このとき $6,12f$ については抑制が行われるため減衰が見られる。しかし電流センサ誤差補正を行っていないため $1,2f$ が残留し， $6,12f$ の周りに側帯波が発生しており，トルク波形を見てもリプルが十分に残留している。電流波形からも $6,12f$ の抑制による高調波が重畳されているが，アンバランスは残ったままである。

次に電流センサ誤差補正のみを行った場合を同様に図 5-31 と図 5-32 に示す。 $1,2f$ は抑制されているが $6,12f$ が残留し，トルク波形からも高周波のリプルを確認できる。電流波形についてはセンサ誤差補正によりアンバランスは取り除かれている。

$6,12f$ のトルクリプル抑制と電流センサ誤差補正を同時に行った場合を図 5-33 と図 5-34 に示す。トルク波形と FFT 解析より $1,2f$ と $6,12f$ が十分に抑制されており，トルク波形からもリプルが取り除かれていることがわかる。電流波形については，センサ誤差補正によりアンバランスが取り除かれ，かつ $6,12f$ 抑制のための高調波が重畳された波形となっている。

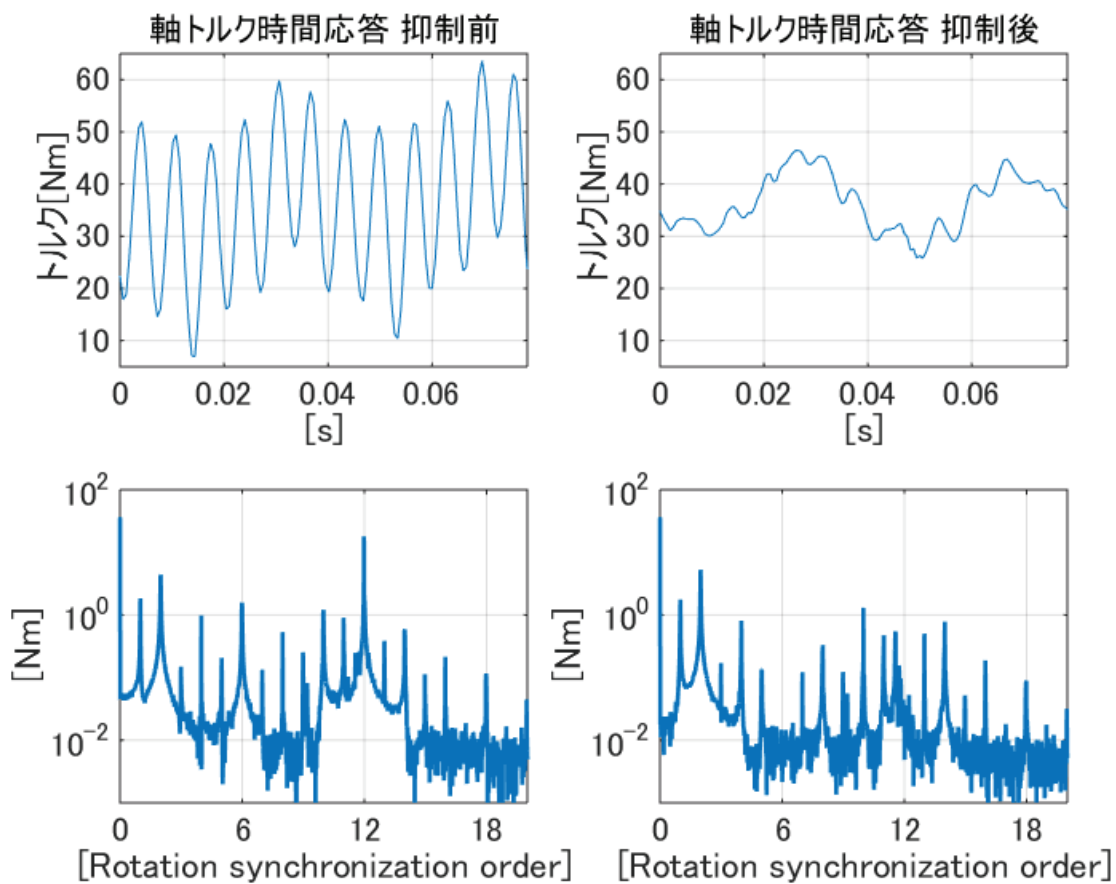


図 5-29 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制実機検証
トルク時間応答およびトルク FFT 解析(トルクリプル抑制のみ)

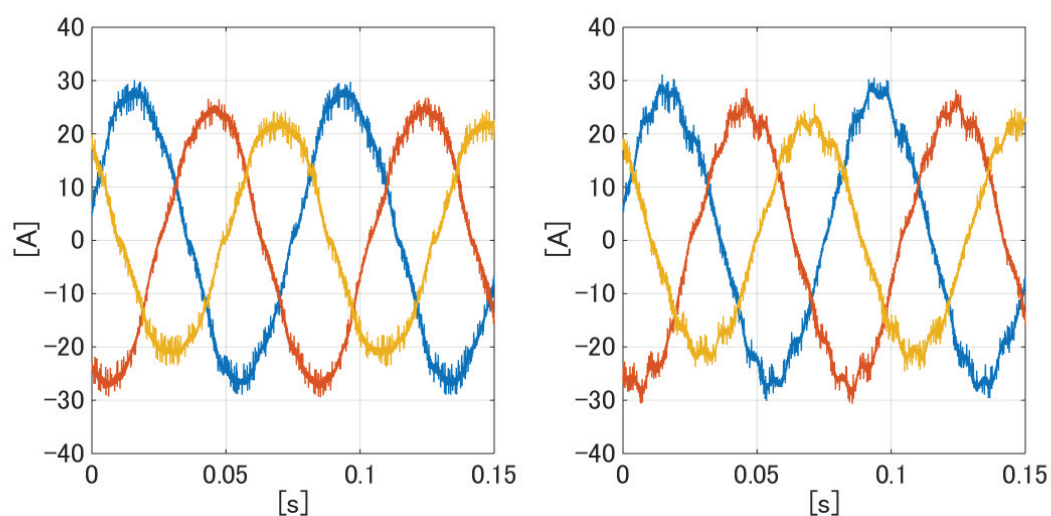


図 5-30 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制実機検証
電流波形(トルクリプル抑制のみ)

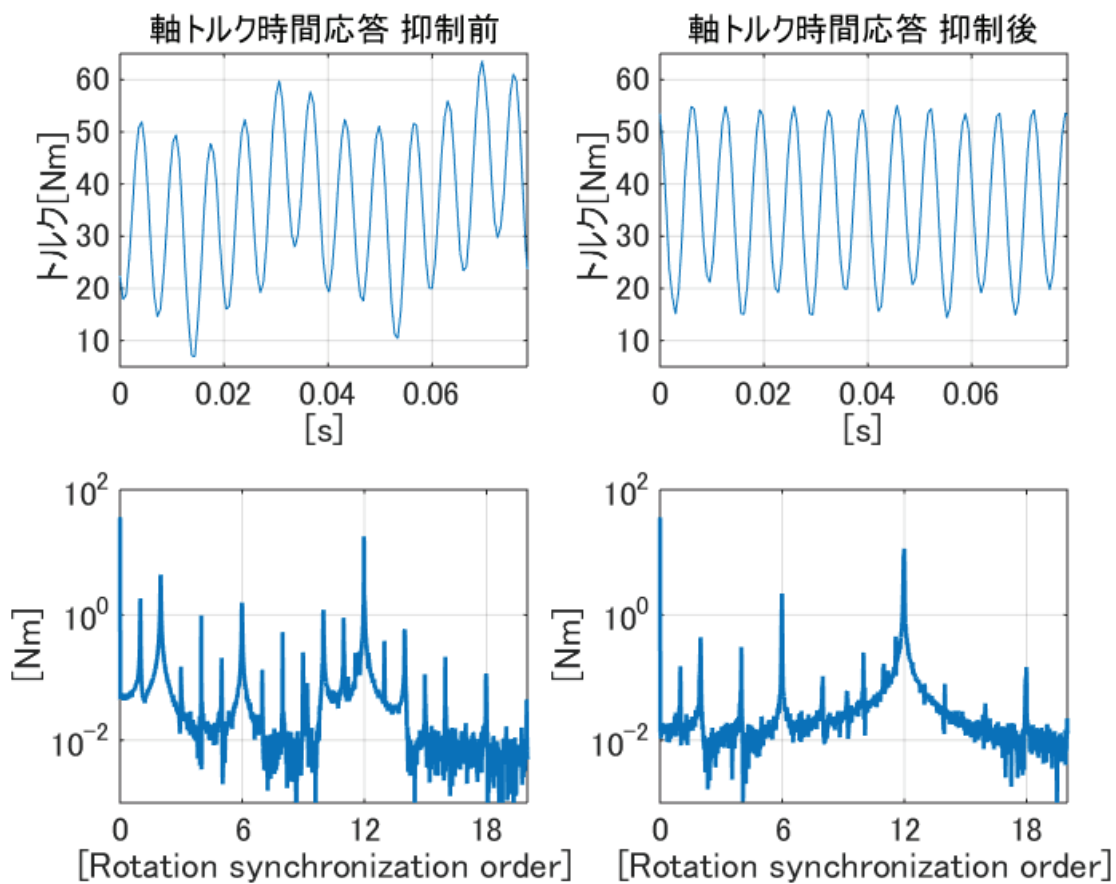


図 5-31 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制実機検証
トルク時間応答およびトルク FFT 解析(電流センサ誤差補正のみ)

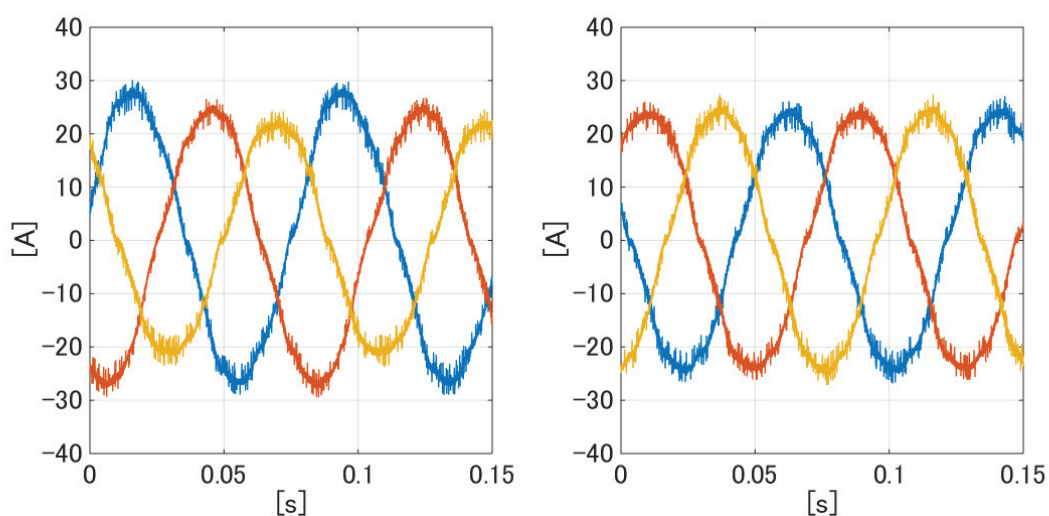


図 5-32 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制実機検証
電流波形(電流センサ誤差補正のみ)

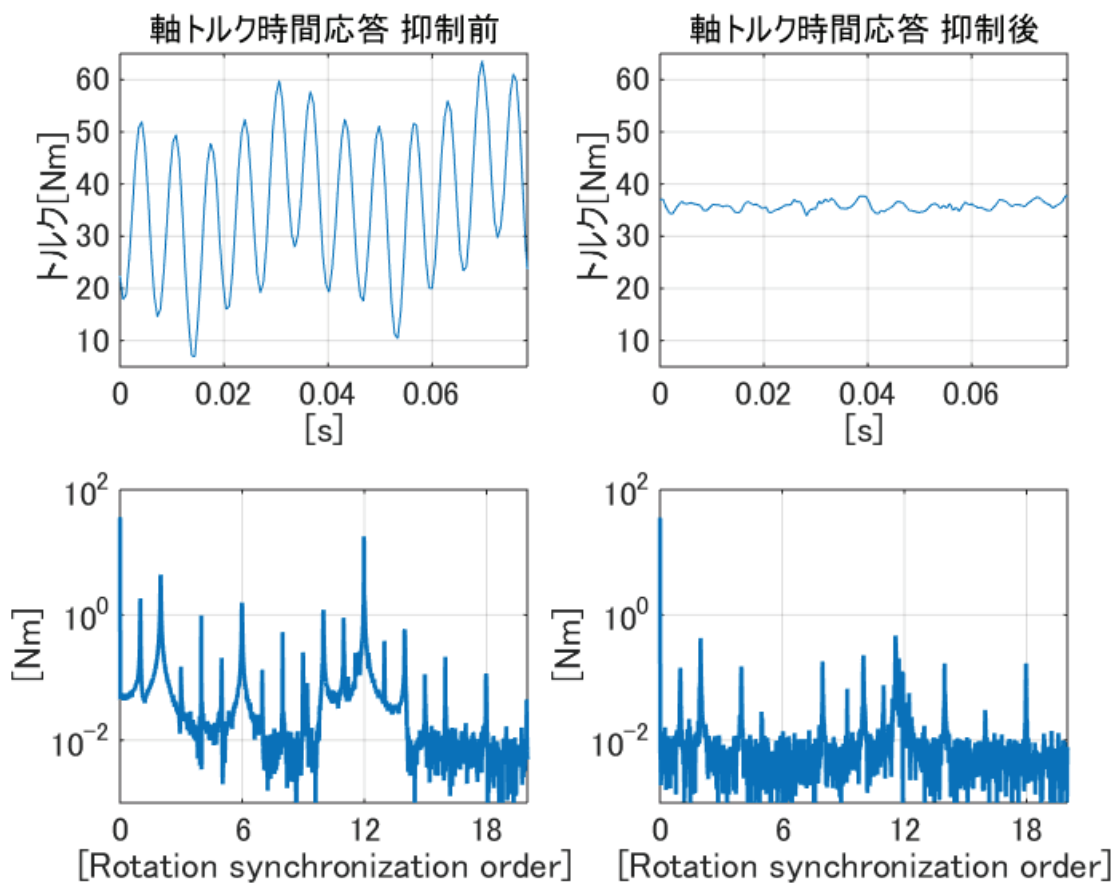


図 5-33 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制実機検証
トルク時間応答およびトルク FFT 解析(並列制御)

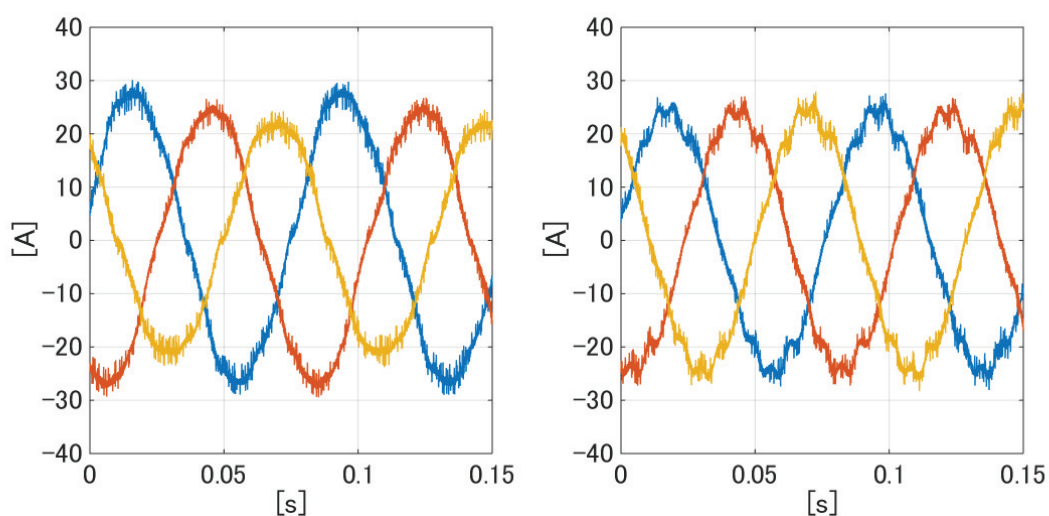


図 5-34 電流センサ誤差補正&トルクリプル抑制実機検証
電流波形(並列制御)

5.10 まとめ

本章では周期外乱オブザーバ補償法を用いた電流センサ誤差補正法を提案した。電流センサ誤差を補償することにより、センサ誤差による dq 軸電流の高調波を抑制し、電流制御精度の向上を可能とした。これをシミュレーションと実機により検証した。また、センサ誤差変動に対して自動的に対応し補正を行えることも示した。

さらに、コギングや空間高調波の影響から発生するトルクリプル抑制制御系とセンサ誤差補正を同時に行うことで、より十分なトルクリプル抑制を可能とし、これをシミュレーションと実機により検証した。今回はセンサ誤差のゆるやかな変動に対する検証を行ったが、速度およびトルク変動に対する追従性については今後の検討課題である。

第 6 章 結論

6.1 周期外乱オブザーバの応用と発展

本論文では、永久磁石同期モータドライブにおけるトルクリプル抑制を目的とし、周期外乱オブザーバを応用した制御手法を提案し検証を行った。永久磁石同期モータドライブにおいてはモータの構造および制御器により 1.2 節で述べたとおりトルクリプルが発生する。この抑制手段としては 1.3 節で述べたようにフィードフォワード方式およびフィードバック方式さらにその中でも多々方式が存在する。本論文ではその中の周期外乱オブザーバに着目し、第 2 章においてその詳細を解説した。その中で実用・応用面において 2.4 節で述べたとおり課題が存在することが明らかとなった。

本論文ではこの問題を解決する新たな手法と、これを応用した電流センサ誤差補正手法を提案した。具体的に以下に提案、検討した成果を述べる。

第 3 章では周期外乱オブザーバ補償法におけるシステムモデル誤差について誤差補正手法を提案した。まず 3.2 節にて、抑制対象とする周波数成分を複素ベクトルで表現した時に実/虚部が描くベクトル軌跡を利用してシステムモデル誤差を補正する手法を提案した。実モデルと制御器内部のノミナル同定モデルに乖離がある場合や、抑制中の外乱変動に対するロバスト性を向上させたことをシミュレーションおよび実機結果により示した。しかしこの手法では、補正に係るパラメータは適用する対象に合わせてある程度の調整が必要であり、全くの未知対象には適用ができない。また、得られた補正モデルと真モデルとの整合性保証が得られない。調整パラメータによってある程度の誤差範囲に抑える、ということに本手法が相当するためであり、汎用的な補正手法とするには不十分であった。

つぎに 3.3 節では上記問題を踏まえ、補償指令と検出値を用いて特定周波数に対して簡易的なシステム同定を行い、システムモデル誤差を解消する手法を提案した。効果は 3.2 節と同様に、実システムと制御器内部のノミナルシステムモデルに乖離がある場合や、抑制中のシステム変動について、本提案手法を適用することにより、ロバスト性が向上することをシミュレーションにより示し、実機実験により実証した。3.2 節では課題としたシステムモデル誤差補正結果精度について、3.3 節におけるシミュレーションおよび実機実験結果から示す通り、精度よく誤差推定を行うことを可能とした。この学習機能の有用性は、システムモデルを有しない場合においても周期外乱オブザーバが適用可能であることであり、システム同定の難しい環境などで有用である。第 4 章や第 5 章の方式適用時においても第 3 章のモデル補正手法を併用することは可能であり、これによりシステム特性を十分把握せずとも様々な環境に周期外乱オブザーバを適応することが可能である。

第 4 章では周期外乱オブザーバ補償法を用い、速度情報によるトルクセンサレス方式の提案を行った。周期外乱オブザーバでは軸トルクをトルクメータなどにより計測し、これ

を制御対象とすることが前提の制御構成として提案されている。しかし、一般的な環境においてトルクメータは、設置スペースやコストの面から設置されないことが多い。このためより汎用的な環境への適用にはトルクメータレスでの制御手法が求められる。そこで比較的検出されていることの多い速度検出値を用いてトルクを推定し、これを抑制の対象とする方式を提案した。シミュレーションおよび実機の結果から、トルクセンサ時と同程度の抑制効果が確認できた。また、シミュレーションにおける検討であるが、速度検出器の分解能が十分低下してもトルクリプル抑制性能をある程度確保できることも示した。

第 5 章では周期外乱オブザーバ補償法を用いた電流センサ誤差補正法を提案した。電流センサ誤差は dq 軸電流に高調波を発生させ、これはトルクリプルの発生要因の一つとなる。 dq 軸電流の高調波を抑制するように検出電流を補正することでセンサ誤差を補正する手法を提案した。本提案手法は従来のオフライン補正と異なり、オンライン補正であることによって誤差の動的な変動に対応可能である。これらをシミュレーションと実機により検証した。

また、永久磁石同期モータドライブにおいてはトルクリプルの発生原因は複数同時に存在し、コギングや空間高調波もしくはこの電流センサ誤差のどちらかだけを抑制しても全体としては不十分であり、5.9 節で述べたように相互干渉の問題も存在する。そこでコギングや空間高調波の影響から発生するトルクリプルを対象とした抑制制御系とセンサ誤差補正を同時に行うことでより十分なトルクリプル抑制を可能とし、これをシミュレーションと実機により検証した。

6.2 課題と今後の展開

本論文の新たな提案により周期外乱オブザーバの応用・適用範囲を広げることが可能となった。しかし、より進歩的な展開を望むにあたり今後の課題を以下にあげる。

本論文にて提案した方式は回転数、トルクおよび外乱の一定状態を基本条件とし、この状態においては一定の成果を得ることができた。次のさらなる課題として速度・トルク変動状態での適用検討が望まれる。

また、近年の永久磁石同期モータドライブ環境においては位置センサレスであることも多くなってきている。位置推定には多々方式があるが、いずれもモータ入力側の電流・電圧情報しか用いることができないため、モータ内部および出力側の影響も含むトルクリプルの推定は第 4 章の速度センサによるトルク推定よりも困難である。このため近年の永久磁石同期モータドライブの進化に合わせ、位置センサレス環境にも適用可能なトルクリプル抑制方式が望まれる。これには第 4 章における手法とは異なる、文献(59)で提案している

ようなモータパラメータを推定し電流・電圧情報からトルクを推定するなどした手法の検討が必要である。

さらに第 1 章でも簡単に述べたが，周期外乱オブザーバを応用したフレーム振動や音などトルクリプル以外の振動抑制を可能とする手法検討も大いに望まれるところである。これら課題が解決され，永久磁石同期モータドライブの性能向上によって社会が益々発展することに期待する。

謝 辞

本論文は，一般化周期外乱オブザーバにおける課題を解決し，応用展開を進めてきた成果をまとめたものです。稿を終えるにあたり，終始種々のご指導とご鞭撻を賜りました東京理科大学理工学研究科教授，星伸一教授に心から深謝の意を表すとともに厚く御礼申し上げます。

また，審査委員会員としてご指導ご助言賜りました東京理科大学，小越澄雄教授，木村真一教授，溝口博教授，加藤清敬教授に深く感謝いたします。さらに，本研究の過程でご助力を頂きました星研究室の皆様にも深くお礼申し上げます。

本研究は，筆者が勤務している株式会社明電舎において実施した研究成果の一部をまとめたものであり，その間，多くの方々にご指導ご協力を頂きました。社会人博士過程に進学する機会を与えて下さりました，当時の明電舎研究開発本部長 山田哲夫氏，研究活動を進めるにあたりご助力賜りました，明電舎研究開発本部長 倉元政道氏・同システム技術研究所所長 宮澤秀毅氏，同解析・制御センターセンター長 小倉和也氏，同材料研究部環境材料分析センターセンター長 長嶋孝幸氏にはここに深く感謝申し上げます。

また平素より，研究活動の遂行にあたり多大なご指導ご協力をいただきました，明電舎解析・制御センター 野村昌克氏，秋山岳夫氏，只野裕吾氏，吉田崇伸氏には心より感謝の意を申し上げます。

さらに筆者の研究者としての基礎を作って下さりました，成蹊大学理工学研究科 柴田昌明教授にはこの場を借りて厚く御礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 森本茂雄・真田雅之：「省エネモータの原理と設計法 ～永久磁石モータの基礎から設計・制御まで～」，科学技術出版株式会社，2013 年 7 月 5 日発行.
- (2) 赤津観：「モータ技術のすべてが分かる本」，株式会社ナツメ社，2012 年 9 月 24 日発行.
- (3) 電気学会産業応用部門 半導体電力変換技術委員会：「進化する電動機に対応する電動機制御技術」，電気学会技術報告書，第 1237 号，2011 年 11 月.
- (4) 山崎克己・瀬戸嘉朗：「キャリア高調波を考慮した IPM モータの鉄損解析」，電学論 D，Vol. 125，No. 7，pp.758-765 (2005).
- (5) 山崎克己・北湯ロー也：「二相 IPM モータの磁石配置最適化」，電学論 D，Vol. 131，No. 11，pp.1316-1323 (2011).
- (6) 近藤稔：「ギャップ磁束密度分布を正弦波状にするための埋め込み磁石同期機の最適磁石配置に関する解析的検討」，電学論 D，Vol. 131，No. 11，pp.1269-1275(2011).
- (7) Seok-Hee Han, T.M.Jahns, Z.Q.Zhu : “Analysis of Rotor Core Eddy-Current Losses in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines”, Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting - IAS , pp.1-8 (2008).
- (8) Ki-Chan Kim Kwangsoo Kim, Hee Jun Kim, and Ju Lee : “Demagnetization Analysis of Permanent Magnets According to Rotor Types of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor” IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol.45, NO.6, JUNE 2009, pp.2799-2802(2009).
- (9) 天野尚：「電動機ベクトル制御の基礎 4」，日本電気技術者協会，<http://www.jeea.or.jp>，2014 年 11 月参照.
- (10) 電気学会産業応用部門 自動車技術委員会：「自動車用パワーエレクトロニクスの動向」，電気学会技術報告書，第 1255 号，2012 年 8 月.
- (11) 兼松正人・宮島孝幸・藤本博志・堀洋一・榎本俊夫・金堂雅彦・小宮洋志・吉本貫太郎・宮川隆行：「鎖交磁束に着目した集中巻永久磁石同期モータの 6 次ラジアル力とトルクリプルの同時制御の提案～無負荷での検証～」，産業応用部門 自動車研究会資料，No:VT-13-018，pp.19-24(2013).
- (12) 服部知美・石田宗秋・堀 孝正：「フーリエ変換を利用したパラメータ自動調整機能付き繰返し制御による PMSM の振動抑制制御」，電学論 D，Vol. 121，No. 3，pp.347-355 (2001).
- (13) 島田有礼・河合健司・残間忠直・道木慎二・石田宗秋：「PMSM のセンサレス制御系におけるフレーム振動抑制制御法」，電学論 D，Vol. 128，No. 11，pp.1246-1253 (2008).
- (14) 石橋文徳・武政亮・松下真琴・西澤隆志・野田 伸一：「集中巻 DC ブラシレスモータの高調波磁束と電磁力」，電学論 D，Vol. 127，No. 12，pp.1231-1237 (2007).

- (15) 大口英樹・首藤雅夫・崎山貴史・鳥羽章夫：「8 極 12 スロット PM モータのコギングトルクにおける磁界解析と実測の比較検討」，電学論 D, Vol. 129, No. 7, pp.667-673 (2009).
- (16) 小幡昌弘・森本茂雄・真田雅之・井上征則：「フェライト磁石補助形同期リラクタンスモータのトルクリプル低減構造」，電学論 D, Vol. 134, No. 10, pp.876-883(2014).
- (17) Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, Diego Bon, and Michele Dai Pr'e : "Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance motors", Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, pp1193-1200(2006).
- (18) Seok-Hee Han, Thomas M. Jahns, Wen L. Soong, Mustafa K. G'ruven, and Mahesh S. Illindala: "Torque Ripple Reduction in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Stators With Odd Number of Slots Per Pole Pair", IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, Vol.25, No.1, pp.118-127(2010).
- (19) Nicola Bianchi, Michele Degano and Emanuele Fornasiero : "Sensitivity Analysis of Torque Ripple Reduction of Synchronous Reluctance and Interior PM Motors", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2013), pp.1842-1849(2013).
- (20) 高畑良一・湧井真一・宮田健治・野間啓二・妹尾正治：「ロータのスキュー効果を用いた集中巻永久磁石同期モータの低振動化に関する一考察」，電学論 D, Vol. 132, No. 2, pp. 278-287 (2012).
- (21) 宮本直樹・大石潔：「SPMSM における電流センサのオフセットとゲイン変動による電流検出誤差の一補正法」，電学論 D, Vol.133, No.6, pp.627-638 (2013).
- (22) 萬年智介・藤田英明：「電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差の解析と補償」，電学論 D, Vol.134, No.4, pp.412-420 (2014).
- (23) 園田敏勝・上田隆三・大津 敏彦：「零相電流検出と電流センサ」，電学論 D, Vol. 113, No. 2, pp.179-188 (1993).
- (24) 原和裕・川守田 聡：「ホール IC を用いた三相電流センサおよび零相電流センサ」，電学論 D, Vol. 114, No. 1, pp.51-56 (1994).
- (25) 小川 将司・小笠原 悟司・竹本 真紹：「低ひずみと高い電圧利用率を有する高周波 PWM インバータのフィードバック型デッドタイム補償法」，電学論 D, Vol. 133, No. 10, pp.970-977 (2013).
- (26) 伊東淳一・藤井崇史・星野哲馬・小高章弘・佐藤以久也・田中大輔：「ベクトル制御における外乱オブザーバを用いたインバータ出力電圧の誤差補償手法の解析」，電学論 D, Vol. 128, No. 8, pp.1005-1012 (2008).
- (27) 渡並洋介・森下明平：「PM モータのトルクリプル低減」，平成 21 年電気学会全国大会 pp.201-202 (2009-3).

- (28) 加納善明・渡邊恭平・小坂卓・松井信行：「埋込磁石同期モータの回路-磁場連携解析のための新しいモデリング法」，電学論 D， Vol. 128， No. 10， pp.1203-1210 (2008).
- (29) 中井孝洋・藤本博志：「繰り返し完全追従制御による PMSM の高調波電流抑制」，電学論 D， Vol.128， No.9， pp.1083-1089 (2008).
- (30) 比田一・富樫仁夫・上山健司・井上征則・森本茂雄：「永久磁石同期モータの空間高調波を考慮した新しいトルク推定方法とトルクリプル低減」，電学論 D， Vol.130， No.9， pp.1051-1058 (2010).
- (31) 中尾矩也・赤津観：「永久磁石同期モータの瞬時トルク推定式に基づくトルクリプル制御」電学論 D， Vol.131， No.9， pp.1120-1127 (2011).
- (32) 新中新二・岸田英生：「誘起電圧歪みに起因した 6 次トルクリプルの準完全補償可能な PMSM のための簡易トルクセンサレストルク制御」，電学論 D， Vol.131， No.8， pp.1068-1077 (2011).
- (33) 駒田諭・石田宗秋・堀孝正：「外乱オブザーバに基づくダイレクトドライブモータの連続軌跡制御」，電学論 D， Vol. 110， No. 11， pp.1141-1146 (1990).
- (34) 北条善久・大森洋一・萩原重教・小坂卓・松井信行：「集中巻き IPMSM のトルク脈動低減制御」，平成 16 年電気学会産業応用部門大会，No:1-105， pp.499-502 (2004-9).
- (35) 吉本貫太郎・北島康彦・塚本雅裕・篠原俊朗：「IPMSM の高調波電流制御」，平成 15 年電気学会産業応用部門大会，No:1-81， pp.419-422.
- (36) Y. Tadano, T. Akiyama, M. Nomura and M. Ishida: “Periodic Learning Suppression Control of Torque Ripple Utilizing System Identification for Permanent Magnet Synchronous Motors”, The International Power Electronics Conference – Sapporo 2010, pp.1363-1370 (2010).
- (37) 只野裕吾・秋山岳夫・野村昌克・石田宗秋：「複素ベクトル表現を用いた周期外乱オブザーバに基づく PM モータのトルクリプル抑制制御法」，電学論 D， Vol. 132， No. 1， pp.84-93 (2012).
- (38) 只野裕吾・大井一伸・山口崇：「自動学習機能を有する周期外乱抑制制御技術」平成 25 年明電時報， No.4， pp.53-60 (2013).
- (39) 西部祐・野々村裕・塚田厚志・竹内正治・奥村 猛：「自動車エンジン用磁歪式トルクセンサ」，電学論 E， Vol. 116， No. 6， pp.225-233 (1996).
- (40) 中村建太・藤本博志・藤綱 雅巳：「トルクメータの帯域を考慮した PM モータのトルクリプル抑制制御法」，電学論 D， Vol. 130， No. 11， pp.1241-124 (2010).
- (41) 電気学会産業応用部門 回転機技術委員会：「電磁界解析による回転機の実用的性能評価技術」，電気学会技術報告書，第 1244 号，2012 年 2 月.
- (42) 株式会社小野測器：「フランジ形光合成トルク検出器 TQ-1000/2000 シリーズ」
<http://www.onosokki.co.jp/HP-WK/products/keisoku/torque/tq1000.htm>，2014 年 11 月参照.

- (43) ミネベア株式会社:「高速高精度型光伝送方式フランジ型トルクメータ TMHS シリーズ」,
<http://www.minebea-mcd.com/product/xducr/tmhs.html>, 2014 年 11 月参照
- (44) 大内茂人・矢野浩司:「ディジタルオブザーバによるギヤバックラッシュを有する電動機
の軸ねじり振動抑制制御」, 電学論 D, Vol.110, No.4, pp.410-417(1990).
- (45) 前田佳弘・和田賢健・岩崎誠・平井洋武:「共振周波数変動と制御入力振幅の制約を考慮
した適応型有限ステップ整定フィードフォワード補償」, 電学論 D, Vol.131, No.3,
pp.403-411 (2011).
- (46) 山口崇・只野裕吾・秋山岳夫・野村昌克:「学習機能付き周期外乱オブザーバによるトル
クリプル抑制制御」, 電学全大, No:4-111, pp.198-199 (2011-3).
- (47) 山口崇・只野裕吾・秋山岳夫・野村昌克:「適応的学習機能を備えた周期外乱オブザーバ
によるトルクリプル抑制制御」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, No:1-41,
pp.259-262 (2011).
- (48) 大井一伸・只野裕吾:「学習機能付き周期外乱オブザーバによるアクティブフィルタ制御」
平成 23 年電気学会産業応用部門大会, No:1-190, pp.813-816 (2011).
- (49) 山口崇・只野裕吾・星伸一:「モデル誤差補正を備えた周期外乱オブザーバによるトルク
リプル抑制制御」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, No:3-66, pp.327-330 (2013).
- (50) 山口崇・只野裕吾・星伸一:「モデル誤差補正を備えた周期外乱オブザーバによるトルク
リプル抑制制御」, 電学論 D, Vol. 134, No. 2, pp.185-192 (2014).
- (51) 秋山岳夫・小川一博・澤田喜正・山本 透:「ドライブトレインベンチの軸トルク加振制
御」, 電学論 C, Vol. 134, No. 7, pp.909-916 (2014).
- (52) 山口崇・只野裕吾・星伸一:「周期外乱オブザーバによる速度センサを用いたトルクリプ
ル抑制制御の一考察」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, No:3-55, pp.265-266 (2012).
- (53) 市川真士・陳志謙・富田 睦雄・道木 慎二・大熊 繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突
極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電学論 D, Vol. 122, No. 12, pp.1088-1096
(2002).
- (54) 田中康司・三木一郎:「拡張誘起電圧を用いた埋込磁石同期電動機の位置センサレス制御」,
電学論 D, Vol. 125, No. 9, pp.833-838 (2005).
- (55) 植中佑太郎・佐沢政樹・大石潔・高橋健治:「表面磁石型永久磁石同期モータの電流検出
誤差とモータパラメータ変動のオンライン同定法」, 電学論 D, Vol.131 No.10,
pp.1193-1202 (2011).
- (56) Jeong-seong Kim, Doki. S, Ishida. M: “Improvement of IPMSM sensorless control performance
by suppression of harmonics on the vector control using Fourier transform and repetitive control”,
Industrial Electronics Conference (IECON 2002), pp.597-602(2002).
- (57) Takashi Yamaguchi, Yugo Tadano, Nobukazu Hoshi: “Compensation of the Current Measurement

Error with Periodic Disturbance Observer for Motor Drive”, The International Power Electronics Conference – Hiroshima 2014, pp.1242-1246 (2014).

- (58) 山口崇・只野裕吾・星伸一：「周期外乱オブザーバを用いた電流検出誤差補正」
平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No:3-59, pp.321-324 (2014).
- (59) 中田翔・山口崇・星伸一：「鎖交磁束の高調波成分が既知の場合のトルク・位置センサレストルクリプル抑制の検討, No:Y-93 (2014).

付録A. モータモデルと座標系設定

PMSM の特性解析や制御を行うためには数学モデルが必要となる。モータモデルとしては物理的な三相巻線に基づくモデルが最初に考えられる。しかし近年では三相軸を二軸 (dq 軸) に変換して用い、制御などを行うことが一般的である。これは、三相交流を dq 座標系では直流値として扱えること、直流電動機のように界磁電流成分と電機子電流成分に分離できることにより、制御が容易となることが主な理由である。文献(3)(9)より、まず三相交流について図 A-1 に PMSM のモデル例を示し、このときの電圧方程式は(A-1)式に示すことができる。

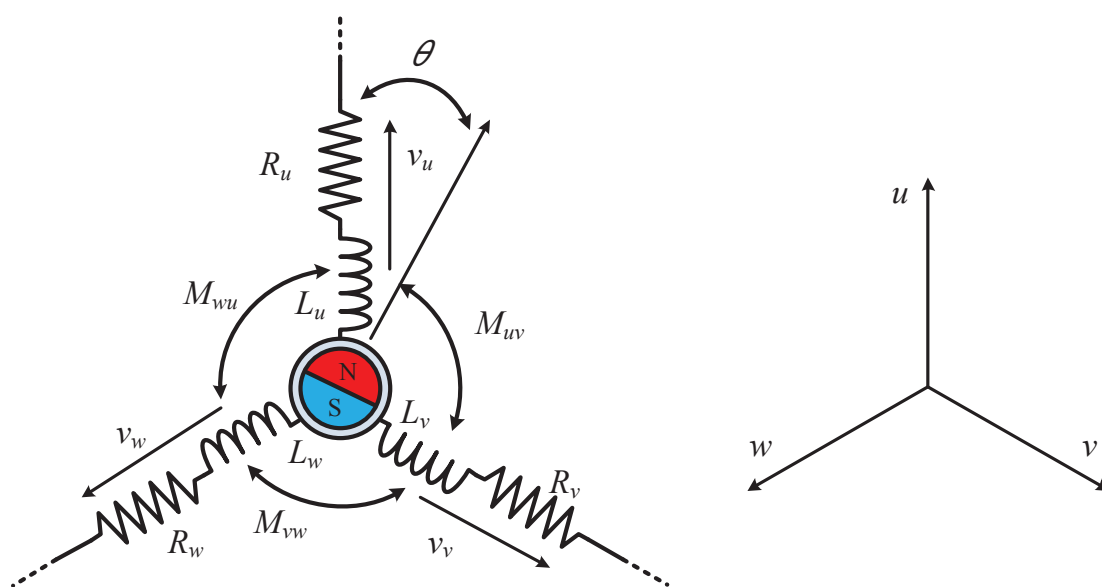


図 A-1 同期電動機の回路モデルおよび uvw 軸

$$\begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_u + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R_v + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R_w + pL_w \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (A-1)$$

ただし e : 各相誘起電圧

三相交流は電流・電圧ともにそれぞれ 3 つの変数となるが、各相の電流・電圧の総和がゼロという前提をすれば二変数に変換可能である。固定子に直行二軸を固定したものは $\alpha \beta$ 座標系と呼ばれ図 A-2 に座標系モデルを示す。軸初期位置の設定は任意であるが後の利便性を考え、 u 軸に一致させる。このとおり、三相電圧は(A-2)式より $\alpha \beta$ 座標系電圧に変換可能である。電流、誘起電圧、インピーダンスも、各相のインピーダンス成分が平衡しているものとして $\alpha \beta$ 座標系の状態量に変換すれば(A-3)式に PMSM の電圧方程式を表すことができる。

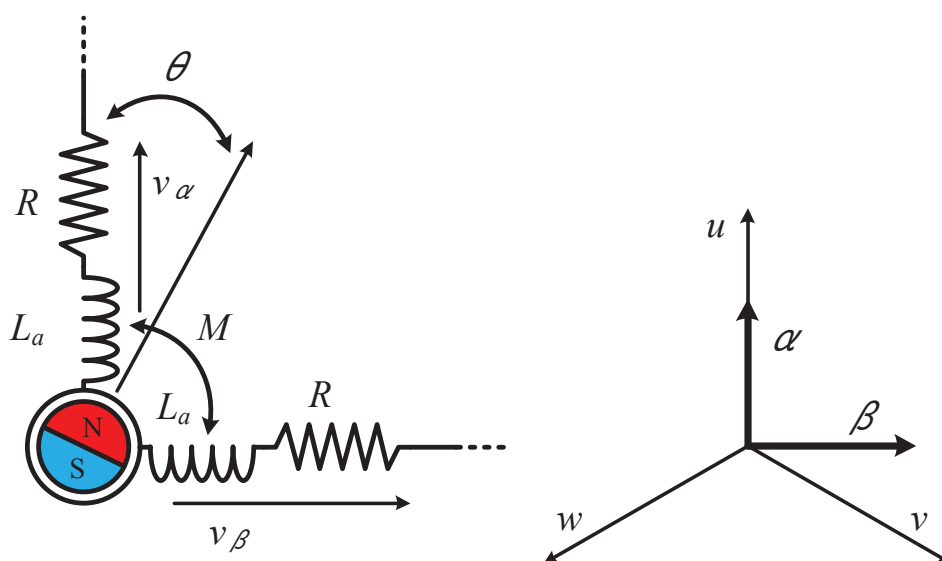


図 A-2 同期電動機の回路モデルおよび $\alpha \beta$ 軸

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (A-2)$$

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + pL & 0 \\ 0 & R + pL \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \omega \Psi \begin{pmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (A-3)$$

さらに静止座標系の $\alpha \beta$ 軸を固定子側から見た回転座標系の dq 軸へ変換する。回転子の永久磁石の磁束方向を d 軸、それと直交方向を q 軸に設定する。図 A-3 に dq 軸座標系モデルを示し、三相座標系から dq 軸座標系への変換式を(A-4)式に示す。また、 dq 軸での PMSM の電圧方程式を(A-5)式に示す。(A-4)式により三相座標系を dq 軸座標系へ変換し、(A-5)式として PMSM をモデル化することで状態量が直流値となり、制御的に非常に扱いやすいものとなる。

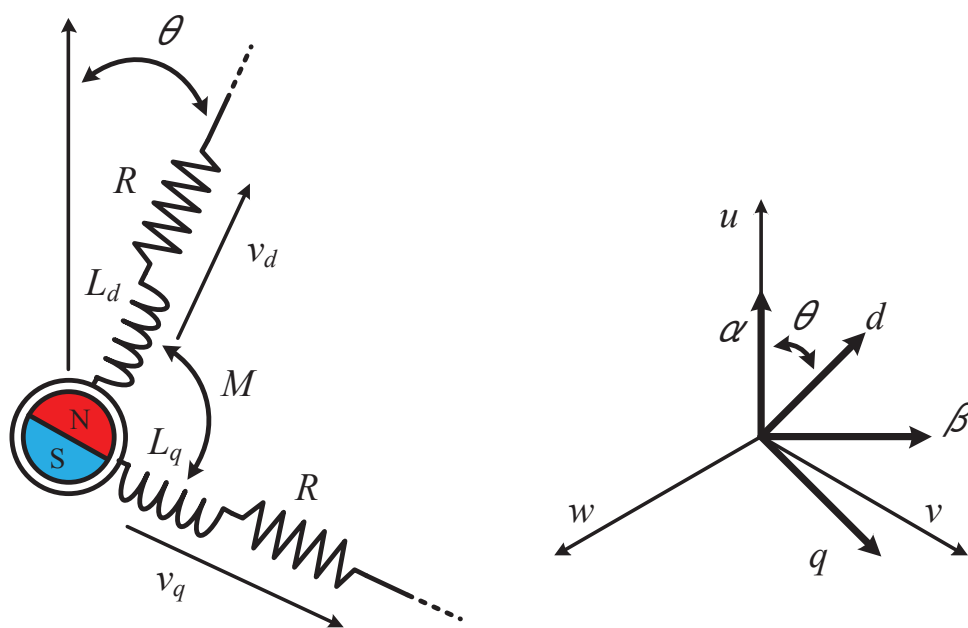


図 A-3 同期電動機の回路モデルおよび dq 軸

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (A-4) \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \Psi \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (A-5)$$

付録B. トルクリプル発生要因とメカニズム

トルクリプルを発生させる要因に関して以下に詳細を解説する⁽¹⁾⁽⁹⁾。

B.1 空間高調波成分によるトルクリプル解説

インダクタンスと電機子電流による鎖交磁束と永久磁石による鎖交磁束の総和は(B-6)式に表すことができ、このうち永久磁石による高調波を含む電機子鎖交磁束を(B-7)式に、自己インダクタンスを(B-8)式に相互インダクタンスを(B-9)式に表す⁽¹⁾⁽³⁾。ただし、各相は均一で基本パラメータは同一、電流は制御などで高調波成分なしの正弦波（ dq 軸上では直流値）であり、漏れ磁束はないものとする。

$$\Psi = L \cdot i + \Psi_M$$

$$\begin{pmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_u & M_{uv} & M_{wu} \\ M_{uv} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{vw} & L_w \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{Mu} \\ \Psi_{Mv} \\ \Psi_{Mw} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (B-6)$$

$$\begin{pmatrix} \Psi_{Mu} \\ \Psi_{Mv} \\ \Psi_{Mw} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Psi_M \cdot \cos(\theta) \\ \Psi_M \cdot \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \Psi_M \cdot \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (B-7)$$

$$+ \sum_{n=2}^N \begin{pmatrix} \Psi_{MSn} \cdot \sin(n\theta) + \Psi_{MCn} \cdot \cos(n\theta) \\ \Psi_{MSn} \cdot \sin(n(\theta - \frac{2}{3}\pi)) + \Psi_{MCn} \cdot \cos(n(\theta - \frac{2}{3}\pi)) \\ \Psi_{MSn} \cdot \sin(n(\theta + \frac{2}{3}\pi)) + \Psi_{MCn} \cdot \cos(n(\theta + \frac{2}{3}\pi)) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} L_u \\ L_v \\ L_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a \\ L_a \\ L_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{as} \cdot \cos(2\theta) \\ L_{as} \cdot \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ L_{as} \cdot \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (B-8)$$

$$+ \sum_{n=2}^N \begin{pmatrix} L_{Sn} \cdot \sin(n(2\theta)) + L_{Cn} \cdot \cos(n(2\theta)) \\ L_{Sn} \cdot \sin(n(2\theta + \frac{2}{3}\pi)) + L_{Cn} \cdot \cos(n(2\theta + \frac{2}{3}\pi)) \\ L_{Sn} \cdot \sin(n(2\theta - \frac{2}{3}\pi)) + L_{Cn} \cdot \cos(n(2\theta - \frac{2}{3}\pi)) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} M_u \\ M_v \\ M_w \end{pmatrix} = -\frac{L_a}{2} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{as} \cdot \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ L_{as} \cdot \cos(2\theta) \\ L_{as} \cdot \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \\ + \sum_{n=2}^N \begin{pmatrix} L_{Sn} \cdot \sin(n(2\theta - \frac{2}{3}\pi)) + L_{Cn} \cdot \cos(n(2\theta - \frac{2}{3}\pi)) \\ L_{Sn} \cdot \sin(n(2\theta)) + L_{Cn} \cdot \cos(n(2\theta)) \\ L_{Sn} \cdot \sin(n(2\theta + \frac{2}{3}\pi)) + L_{Cn} \cdot \cos(n(2\theta + \frac{2}{3}\pi)) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (B-9)$$

なお各記号は以下のとおりとする。

Ψ_M :一相あたりの永久磁石による電機子鎖交磁束の最大値

$\Psi_{MS,n}, \Psi_{MC,n}$:永久磁石による電機子鎖交磁束の n 次高調波成分の正弦/余弦成分

L_a :一相あたりのインダクタンスの平均値

L_{as} :一相あたりのインダクタンスの基本波成分振幅

$L_{S,n}, L_{C,n}$:インダクタンスの n 次高調波成分の正弦/余弦成分

(B-7)式に(A-4)式の dq 変換座標変換を適用して dq 座標系に電機子鎖交磁束を表すと(B-10)式となり、 Ψ_{dq} について展開し直流分と高調波分を分離すると(B-11)式となる。(B-11)式3行目の第二項までは直流成分であり、第三項からは高調波成分である。

$$\begin{aligned} \Psi_{dq} &= {}^{dq}C_{uvw} \cdot \Psi \\ &= {}^{dq}C_{uvw} \cdot (L \cdot i + \Psi_M) \\ &= {}^{dq}C_{uvw} \cdot L \cdot {}^{dq}C_{uvw}^T + {}^{dq}C_{uvw} \cdot i + {}^{dq}C_{uvw} \cdot \Psi_M \quad \dots\dots\dots (B-10) \\ &= L_{dq} \cdot i_{dq} + \Psi_{M dq} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Psi_{dq} &= (L_{0dq} \cdot i_{dq} + \Psi_{M0dq}) + (L_{hdq} \cdot i_{dq} + \Psi_{Mhdq}) \\ \begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} L_{d0} + L_{hd} & L_{hdq} \\ L_{hdq} & L_{q0} + L_{hq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{M0d} + \Psi_{Mhd} \\ \Psi_{M0q} + \Psi_{Mhq} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (B-11) \\ &= \begin{pmatrix} L_{0d} & 0 \\ 0 & L_{0q} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{M0d} \\ \Psi_{M0q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{hd} & L_{hdq} \\ L_{hdq} & L_{hq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{Mhd} \\ \Psi_{Mhq} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

なお各記号は以下のとおりとする。

${}^{dq}C_{uvw}$:三相座標系から dq 座標系への変換行列

L_{0d}, L_{0q} :インダクタンスの dq 軸直流成分

L_{hd}, L_{hq}, L_{hdq} :インダクタンスの dq 軸高調波成分

Ψ_{M0d}, Ψ_{M0q} :永久磁石による鎖交磁束の dq 軸直流成分

Ψ_{Mhd}, Ψ_{Mhq} :永久磁石による鎖交磁束の dq 軸高調波成分

モータ出力トルク T_e は電機子電流と電機子鎖交磁束の外積によるので、(B-10)式から出力トルクは(B-12)式に表すことができる。

$$\begin{aligned} T_e &= -P \cdot \mathbf{i}_{dq} \times \boldsymbol{\Psi}_{dq} \\ &= -P \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (B-12) \\ &= P \cdot (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \end{aligned}$$

ここで高調波がない場合を考えると、(B-11)式の鎖交磁束の直流成分 $\boldsymbol{\Psi}_{0dq}$ は(B-13)式となる。

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Psi}_{0dq} &= \mathbf{L}_{0dq} \cdot \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\Psi}_{M0dq} \\ \begin{cases} \mathbf{L}_{0dq} = \begin{pmatrix} L_{0d} & 0 \\ 0 & L_{0q} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{pmatrix} (L_a + L_{as}) & 0 \\ 0 & (L_a - L_{as}) \end{pmatrix} \\ \boldsymbol{\Psi}_{M0dq} = \begin{pmatrix} \Psi_{M0d} \\ \Psi_{M0q} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{pmatrix} \Psi_M \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Psi_0 \\ 0 \end{pmatrix} \end{cases} \dots\dots\dots (B-13) \end{aligned}$$

これを(B-12)式に代入して整理すると出力トルクの直流成分 T_{e0} は(B-14)式となる。これは空間高調波を考慮しない一般的な PMSM のトルク式である。

$$T_{e0} = P \cdot i_q (\Psi_0 + (L_{0d} - L_{0q}) i_d) \dots\dots\dots (B-14)$$

次に、(B-11)式の各高調波成分について具体的次数で展開し考察を行う。 $n > 1$ について (B-7), (B-8)式に代入し検討を行う。(B-11)式から高調波成分のみ(B-15)式に抽出し、この鎖交磁束の高調波分 $\mathbf{L}_{hdq}, \boldsymbol{\Psi}_{hdq}$ の各係数を次数 n で場合分けを行うと(B-16)～(B-18)式となる。このとき $3n$ 次高調波は三相で相殺されるため dq 軸座標上に現れない。

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Psi}_{hdq} &= \mathbf{L}_{hdq} \cdot \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\Psi}_{Mhdq} \\ &= \begin{pmatrix} L_{hd} & L_{hdq} \\ L_{hdq} & L_{hq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{Mhd} \\ \Psi_{Mhq} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (B-15) \end{aligned}$$

$n=2, 5, 8, \dots$

$$\begin{cases} \mathbf{L}_{hdq} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} \cos 2(n+1)\theta & \sin 2(n+1)\theta \\ -\sin 2(n+1)\theta & \cos 2(n+1)\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{Cn} & L_{Sn} \\ L_{Sn} & -L_{Cn} \end{pmatrix} \\ \boldsymbol{\Psi}_{Mhdq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} \cos(n+1)\theta & \sin(n+1)\theta \\ -\sin(n+1)\theta & \cos(n+1)\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_{MCn} \\ \Psi_{MSn} \end{pmatrix} \end{cases} \dots\dots\dots (B-16)$$

$$n=3, 6, 9, \dots$$

$$\begin{cases} \mathbf{L}_{hdq} = \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\Psi}_{Mhdq} = \mathbf{0} \end{cases} \dots\dots\dots (\text{B-17})$$

$$n=4, 7, 10, \dots$$

$$\begin{cases} \mathbf{L}_{hdq} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} \cos 2(n-1)\theta & \sin 2(n-1)\theta \\ \sin 2(n-1)\theta & -\cos 2(n-1)\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{Cn} & -L_{Sn} \\ L_{Sn} & L_{Cn} \end{pmatrix} \\ \boldsymbol{\Psi}_{Mhdq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} \cos(n-1)\theta & \sin(n-1)\theta \\ \sin(n-1)\theta & -\cos(n-1)\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_{MCn} \\ \Psi_{MSn} \end{pmatrix} \end{cases} \dots\dots\dots (\text{B-18})$$

(B-16)～(B-18)式の磁束高調波成分を(B-12)式のトルク式へ代入し，空間高調波によるトルクリプル T_{eh} を次数 n で場合分けを行い(B-19)～(B-21)式に示す。

$$n=2, 5, 8, \dots$$

$$\begin{aligned} T_{eh} = & -P \frac{3}{2} (i_d^2 L_{Sn} + i_q^2 L_{Sn} + 2i_d i_q L_{Cn}) \cdot \cos 2(n+1)\theta \\ & + P \frac{3}{2} (i_d^2 L_{Cn} - i_q^2 L_{Cn} + 2i_d i_q L_{Sn}) \cdot \sin 2(n+1)\theta \dots\dots\dots (\text{B-19}) \\ & + P \sqrt{\frac{3}{2}} (i_q \Psi_{MCn} - i_d \Psi_{MSn}) \cdot \cos(n+1)\theta \\ & + P \sqrt{\frac{3}{2}} (i_d \Psi_{MCn} + i_q \Psi_{MSn}) \cdot \sin(n+1)\theta \end{aligned}$$

$$n=3, 6, 9, \dots$$

$$T_{eh} = 0 \dots\dots\dots (\text{B-20})$$

$$n=4, 7, 10, \dots$$

$$\begin{aligned} T_{eh} = & P \frac{3}{2} (i_d^2 L_{Sn} - i_q^2 L_{Sn} + 2i_d i_q L_{Cn}) \cdot \cos 2(n-1)\theta \\ & - P \frac{3}{2} (i_d^2 L_{Cn} - i_q^2 L_{Cn} - 2i_d i_q L_{Sn}) \cdot \sin 2(n-1)\theta \dots\dots\dots (\text{B-21}) \\ & + P \sqrt{\frac{3}{2}} (i_d \Psi_{MSn} + i_q \Psi_{MCn}) \cdot \cos(n-1)\theta \\ & - P \sqrt{\frac{3}{2}} (i_d \Psi_{MCn} - i_q \Psi_{MSn}) \cdot \sin(n-1)\theta \end{aligned}$$

以上のとおりトルクリプルに対する各高調波次数の影響について， $3n$ 次高調波はトルクリプルに影響せず，偶数次高調波は $k>0$ として $3k$ 次のトルクリプルを発生させ，奇数次高

調波は $6k$ 次のトルクリプルを発生させる。よって電機子鎖交磁束によるトルク T_e は(B-14), (B-19)～(B-21)式から(B-22)式に表すことができる。

$$\begin{aligned} T_e &= T_{e0} + T_{eh} \\ &= T_{e0} + \sum (T_{eh,6k} + T_{eh,3k}) \quad \dots\dots\dots (B-22) \end{aligned}$$

高調波による影響を低減するには磁石配置や鉄心材などの設計をトルクリプルの影響を考慮して行う必要がある。しかし設計限界がある上、複雑な形状は製造が困難となる可能性や高コスト化する懸念がある。

B.2 コギングトルクによるトルクリプル解説

コギングトルクは出力トルクに直接的に外乱として注入されるため電気的には影響を及ぼさない。逆に電気的には観測しにくく、観測には計測や解析的な手法に頼る必要がある。

B.1 節で求めた(B-22)式のトルク T_e にコギングトルク T_{cog} を加え、総合出力トルク T_{total} は(B-23)式に表すことができる⁽¹⁾⁽¹⁵⁾。

$$T_{total} = T_e + T_{cog} \quad \dots\dots\dots (B-23)$$

コギングトルクの低減策としては、極数とスロット数の最小公倍数を高くしてリプル成分を高次にして低減させる手法がある。ただし、極数増加は電気的周波数の増加を意味し、インバータ制御性やスロット数の増加も含めて製造的な限界やコスト面から上限制約を受ける。その他構造的な解決策として、ロータまたはステータをねじりながら重ねるという文献(1)(20)による図 B-4 のようなスキュー構造が採用される。位相の異なるコギングトルクを重ねることでリプル低減効果が得られる一方、製造上の工夫が必要なためコスト増加につながる。

なお上記の 2 つ以外にも、製造時に発生する各相のコイル長や配置誤差、配線ケーブルの長さなどの各相ばらつきによる電磁気的アンバランス、機械構造的なアンバランスによってもトルクリプルは発生する。

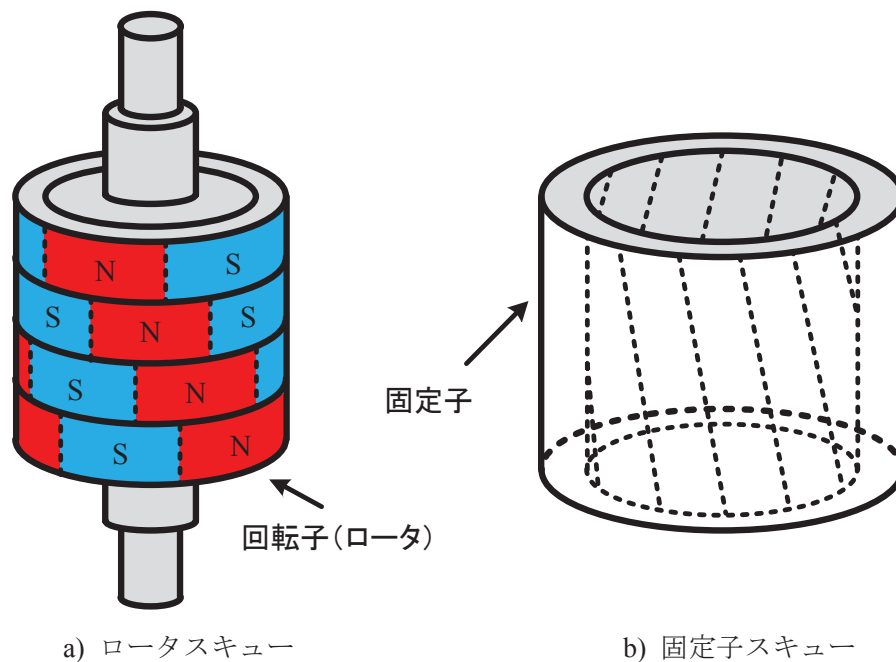


図 B-4 スキュー構造

B.3 デッドタイムによるトルクリプル解説

高効率・高精度制御を実現するためにインバータ内においては電力用半導体素子（MOSFETやIGBT）が用いられる⁽²²⁾。また、演算器（CPU など）による演算結果により電力用半導体素子を駆動するオンオフ信号に変換する手段として PWM（Pulse Wide Modulation）制御が一般的に適用される。これにより正弦波に近い出力電流を得ることができるが、この PWM 制御によってもトルクリプルは発生する。

一般的な図 B-5 のような回路構成の主回路では交流電力を生み出すために上下の素子を交互にスイッチングさせる。この際、図 B-6 の理想信号のように上下をオンオフさせればよい。しかし現実にはオンオフ動作に有限時間を要し部品ばらつきの影響によってオンとオフの時間が重なり上下が同時にオンして短絡するため、この防止を目的として図 B-6 下段のように一定時間遅れをもってオンオフを行う。この時間遅れをデッドタイムと呼ぶ。

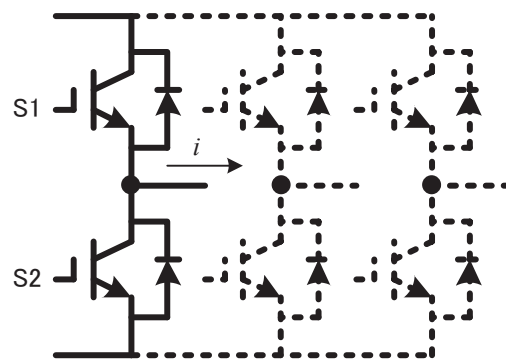


図 B-5 上下アームを有する主回路構成

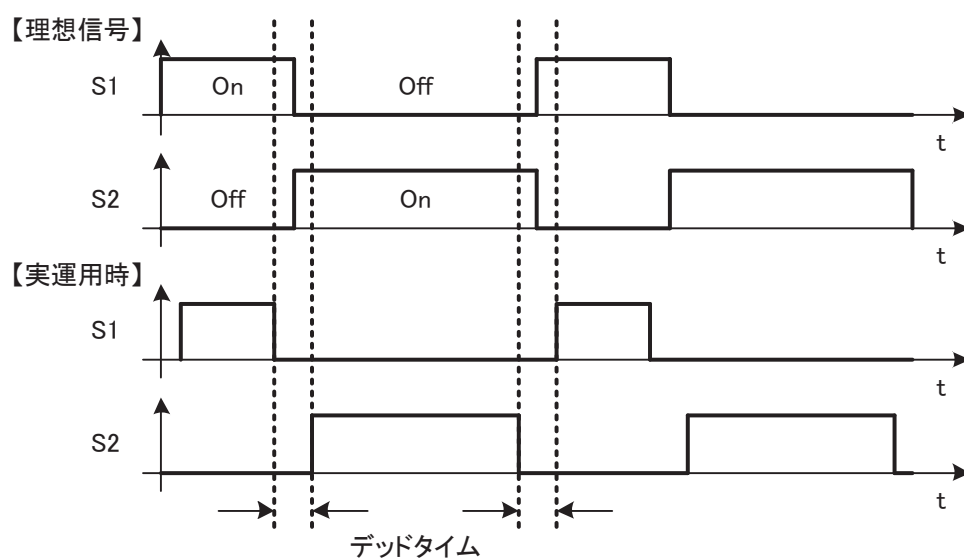


図 B-6 理想および実運用時のゲート信号

次に図 B-5 の出力電流について、例としてスイッチング素子 S2 から S1 の転流時のゲート信号とのタイミングを図 B-7 に示す。また、電流 i が正方向に流れている状態とし、このとき電流 i は S2 側のダイオードを流れ i は減少方向である。ある S2 の On 区間が終わり、デッドタイム区間が開始する。デッドタイム区間で電流が零となっても S1, S2 とともに Off のため電流は流れない。デッドタイム区間が終了し、S1 が On となることで通流が再開される。このようにデッドタイム区間で電流が零となるような、電流のゼロクロスポイントでは電流波形に大きな歪が発生する。図 B-8 にシミュレーションによるデッドタイムの有無による三相電流波形の比較を示す。デッドタイムが存在する場合、電流のゼロクロスがフラットになっていることがわかる。これが三相で 1 周期に複数回発生するためトルクリプルとなって現れる。

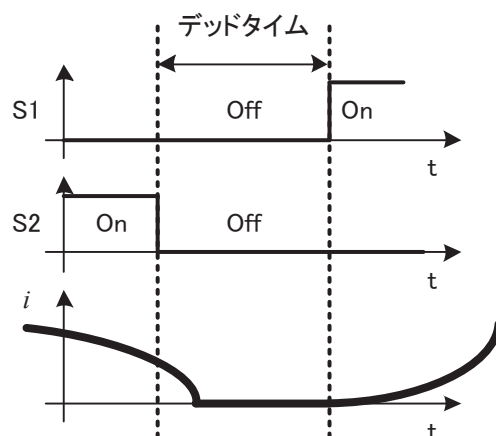


図 B-7 出力電流の零クランプ

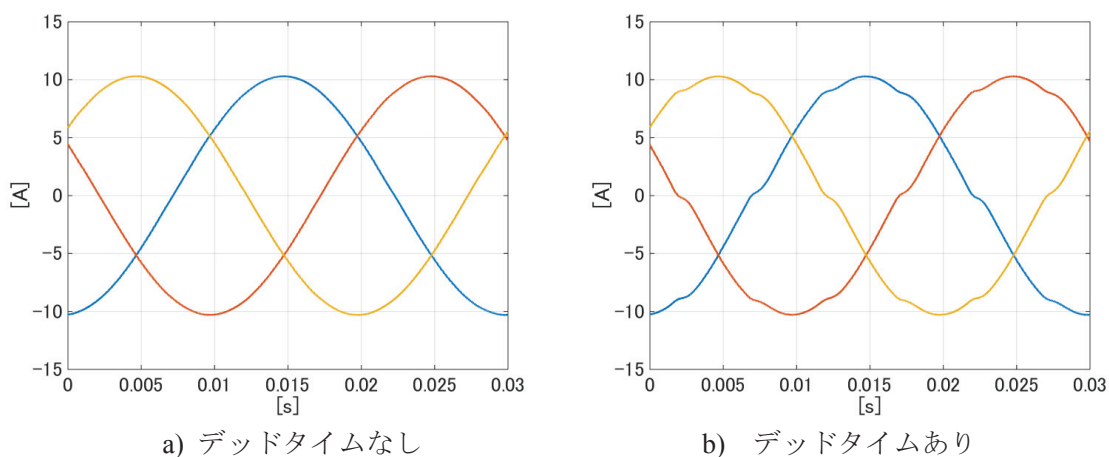


図 B-8 デッドタイムの有無による三相電流波形の比較

主論文を構成する論文

- 1 モデル誤差補正を備えた周期外乱オブザーバによるトルクリップル抑制制御
山口 崇, 只野 裕吾, 星 伸一
電気学会論文誌D (産業応用部門誌)
Vol. 134 No. 2 pp.185-192, 2014 年 2 月
- 2 Compensation of the Current Measurement Error with Periodic Disturbance Observer for Motor Drive (周期外乱オブザーバを用いた電流検出誤差補償)
Takashi Yamaguchi,, Yugo Tadano, and Nobukazu Hoshi
The 2014 International Power Electronics Conference – Hiroshima 2014, pp.1242-1246, 2014 年 5 月

研 究 業 績

(A) 査読付き論文

- A1 山口崇・只野裕吾・星伸一：「モデル誤差補正を備えた周期外乱オブザーバによるトルクリップル抑制制御」，電学論 D， Vol. 134， No. 2， pp.185-192 (2014).
- A2 Takashi Yamaguchi, Yugo Tadano, Nobukazu Hoshi: “Compensation of the Current Measurement Error with Periodic Disturbance Observer for Motor Drive”
電学論 D 英文論文誌投稿中, 2014 年 7 月.

(B) 国際会議発表 (査読付き)

- B1 Takashi Yamaguchi, Yugo Tadano, Nobukazu Hoshi: “Compensation of the Current Measurement Error with Periodic Disturbance Observer for Motor Drive”, The International Power Electronics Conference – Hiroshima 2014, pp.1242-1246 (2014).

(C) 査読なし論文

- C1 山口崇・只野裕吾・星伸一：「周期外乱オブザーバによる速度センサを用いたトルクリップル抑制制御の一考察」，平成 24 年電気学会産業応用部門大会，No:3-55，pp.265-266 (2012).
- C2 山口崇・只野裕吾・星伸一：「モデル誤差補正を備えた周期外乱オブザーバによるトルクリップル抑制制御」，平成 25 年電気学会産業応用部門大会，No:3-66，pp.327-330 (2013).
- C4 山口崇・只野裕吾・星伸一：「周期外乱オブザーバを用いた電流検出誤差補正」
平成 26 年電気学会産業応用部門大会，No:3-59，pp.321-324 (2014).