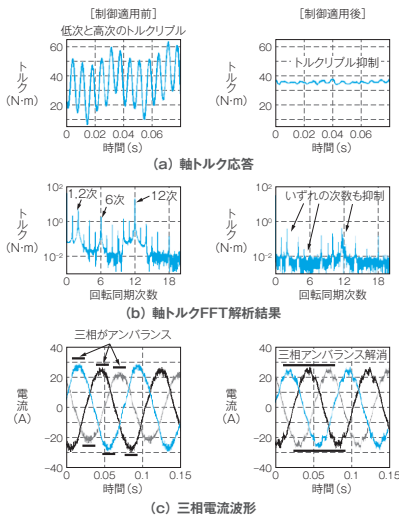


三相交流電力変換器の 電流検出誤差補正

山口 崇 Takashi Yamaguchi
只野裕吾 Yugo Tadano

キーワード 電流検出誤差, 周期外乱オブザーバ, トルクリップ

概要



電流センサ誤差補正とトルクリップ抑制の併用効果

一般的な三相インバータでは、電流センサを交流電流部に設置して電流制御を行う。しかし、電流センサや周辺回路部品の精度によっては、検出時にオフセットとゲインのアンバランス誤差を生じる。モータ制御の場合、上記誤差によって生じる電流脈動は1, 2次周波数成分のトルクリップとなり、振動の要因になる。

当社では、振動抑制制御手法として周期外乱オブザーバを開発してきた。これを応用し、電流センサ検出誤差をオンラインで補正する新しい電流検出誤差補正手法を開発した。また、従来のトルクリップ抑制制御を併用することで、モータ構造に起因した6, 12次成分のトルクリップも同時に抑制できる。

1 まえがき

インバータなどの一般的な三相交流電力変換機器では、交流部に電流センサを設置し、電流検出値をフィードバックしてベクトル制御を行っている。電流センサは、直線性・ヒステリシス・温度ドリフト・ノイズなどのセンサ特性や周辺回路部品及び検出方式の精度によって、検出値にオフセット誤差とゲインアンバランス誤差を生じる場合がある。これらの誤差によって、三相電流は各相で波高値及び平均値の異なるアンバランスな波形となる。

モータ制御の例では、三相電流のオフセット誤差は電氣的回転周波数の1次成分、ゲイン誤差は2次成分のトルクリップとなり、振動・騒音などの問題を引き起こす。また、前述のセンサ特性は経時変化するため、高精度な補正を行うためにはオンライン

で補償する方式が望まれる。

当社ではこれまでに、振動抑制制御方式として一般化周期外乱オブザーバ補償法⁽¹⁾⁻⁽³⁾を提案している。この方式は特定の周波数成分を抑制対象とし、比較的簡単な制御構成でありながら高い抑制効果と安定性を有する。本稿では、電流センサ誤差による高調波電流が特定次数の周波数成分で発生することに着目し、周期外乱オブザーバを用いて電流センサ誤差を補正する手法を紹介する。

本方式は、オフセット誤差とゲインアンバランス誤差をオンラインで補正するので、誤差の経時変化にも対応できる。さらに、埋込磁石同期モータ制御の事例では、従来のトルクリップ抑制制御を併用し、電流センサ誤差補正のみでなくモータ構造に起因した6, 12次成分のトルクリップも同時に抑制できることを示す。

2 電流検出誤差によるトルクリプル⁽⁴⁾⁽⁵⁾

本項では、電流センサの検出誤差によって、電氣的回転周波数の1, 2次成分のトルクリプルが発生するメカニズムを数式で説明する。

三相インバータの出力電流 i_u, i_v, i_w を式(1)のように定義する。ここで、 θ はモータ基準位相、 ϕ は θ からの位相差、 I は電流振幅である。

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

三相電流検出値のセンサ誤差によるオフセット誤差 $\Delta i_u, \Delta i_v, \Delta i_w$ とゲイン誤差 α, β, γ を含む三相電流 $i_u^{sense}, i_v^{sense}, i_w^{sense}$ を式(2)で定義する。

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

式(1), (2)に対して、モータ位相 θ に同期した回転座標変換 (dq 変換) を行い、オフセットとゲイン誤差が生じている時の d 軸電流 i_d^{sense} , q 軸電流 i_q^{sense} を式(3)に表す。ここで、 i_d, i_q は誤差が生じない時の d 軸, q 軸電流検出値である。

$$\begin{pmatrix} i_d^{sense} \\ i_q^{sense} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} (2\Delta i_u - \Delta i_v - \Delta i_w) & \sqrt{3}(\Delta i_v - \Delta i_w) \\ \sqrt{3}(\Delta i_u - \Delta i_w) & -(2\Delta i_u - \Delta i_v - \Delta i_w) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} + \frac{I}{2\sqrt{6}} \begin{pmatrix} \sqrt{3}(\beta - \gamma) & (2\alpha - \beta - \gamma) \\ (2\alpha - \beta - \gamma) & -\sqrt{3}(\beta - \gamma) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2\theta + \phi) \\ \sin(2\theta + \phi) \end{pmatrix} + \frac{I}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} 0 & -3 + (\alpha + \beta + \gamma) \\ 3 - (\alpha + \beta + \gamma) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{pmatrix} \dots\dots(3)$$

式(3)から、オフセット誤差は d 軸及び q 軸電流の1次成分の振動となり、ゲイン誤差は2次成分の振動及び直流成分を発生させることが分かる。

次に、式(3)の d 軸及び q 軸電流の1次振動成分 (第2項) を i_{d1f}, i_{q1f} , 2次振動成分 (第3項) を i_{d2f}, i_{q2f} , 定数項 (第4項) を C_d, C_q として式(4)のように置き直し、式(5)に示す一般的なトルク式に代入して出力トルクへの影響を考えると式(6)となる。なお、 $L_d,$

L_q を d 軸及び q 軸インダクタンス、 Ψ を電機子鎖交磁束、 p を極対数とする。式(6)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次及び2次振動によって複合的に発生する振動成分である。また、実際にはインダクタンスや電機子鎖交磁束に高調波成分が含まれるため、高次のトルクリプルも発生する。

以上より、電流検出誤差は電氣的回転周波数の1次及び2次成分を主としたトルクリプルを発生させ、定常トルク誤差にも影響することが分かる。

$$\begin{pmatrix} i'_d \\ i'_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{d1f} \\ i_{q1f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{d2f} \\ i_{q2f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} C_d \\ C_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots(4)$$

$$T = p i_q (\Psi + \Delta L i_d) \dots\dots\dots(5)$$

$$\Delta L = L_d - L_q$$

$$T = p i'_q (\Psi + \Delta L i'_d) = p i_q (\Psi + \Delta L i_d) + p (\Psi C_q + \Delta L (C_q i_d + C_d i_q + C_d C_q)) + p (\Delta L (i_q + C_q) \cdot i_{d1f} + (\Psi + \Delta L \cdot (i_d + C_d)) \cdot i_{q1f}) + p (\Delta L (i_q + C_q) \cdot i_{d2f} + (\Psi + \Delta L \cdot (i_d + C_d)) \cdot i_{q2f}) + p (\Delta L i_{d1f} i_{q1f} + (\Delta L i_{d1f} i_{q2f} + \Delta L i_{d2f} i_{q1f}) + \Delta L i_{d2f} i_{q2f}) \dots\dots(6)$$

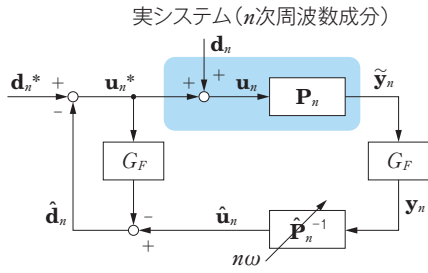
3 電流検出誤差補正手法

前項で示したとおり、電流検出誤差によりトルクや電流に周期的な振動が発生する。当社では、周期的な振動を抑制する制御手法として一般化周期外乱オブザーバ方式を開発しており⁽¹⁾⁻⁽³⁾、電流検出誤差補正に本方式を応用する。はじめに一般化周期外乱オブザーバの概要を紹介し、次に電流検出誤差補正への応用方法を説明する。

3.1 一般化周期外乱オブザーバ補償法⁽¹⁾⁻⁽³⁾

第1図に一般化周期外乱オブザーバの n 次周波数成分に関する制御ブロック図を示す。なお図中の各信号のベクトル表記は、複素ベクトル $\mathbf{X} = X_A + jX_B$ を意味する。

G_F は、回転座標変換後の実部・虚部成分それぞれに機能する低域通過フィルタ (LPF: Low Pass Filter) であり、周波数成分抽出に用いられる。



第1図 一般化周期外乱オブザーバの制御ブロック図

複素ベクトル表現で一般化した周期外乱オブザーバの基本構成を示す。簡素な制御構成で周期外乱を抑制できる。

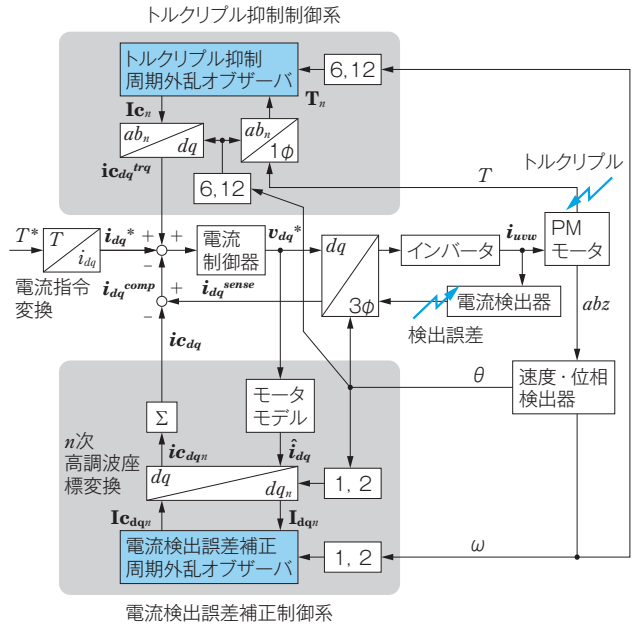
実システム P_n は、アクチュエータやセンサなどの特性を含む入力値 u_n から出力検出値 y_n までのシステム全体の周波数伝達特性であり、どのようなシステムも単純な複素ベクトルで制御対象モデルを一般化できる。

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 y_n から逆システム \hat{P}_n^{-1} により実システム入力を推定し、 \hat{u}_n を求める。実システム入力には、周期外乱 d_n が含まれているため、 \hat{u}_n から G_F を介した電流指令値 u_n^* を差し引くことで \hat{d}_n を推定する。 \hat{d}_n を周期外乱指令値 d_n^* (抑制する場合は0) から差し引くことで、周期外乱を打ち消すことができる。

一般化周期外乱オブザーバは、簡素な構成でありながらモデル化誤差に対して高いロバスト性を有するという特長があり⁽³⁾、特定周波数成分の振動を効果的に抑制できる。したがって、電流検出誤差による1, 2次の振動抑制制御及び電流検出誤差補正手法として、本方式を採用する。

3.2 電流検出誤差補正への応用⁽⁴⁾⁽⁵⁾

3.1 項の一般化周期外乱オブザーバを電流検出誤差補正に応用した制御システム構成図を、第2図下部の電流検出誤差補正制御系に示す。上部は、後述するトルクリップ抑制制御系である。図の中央部は、一般的なベクトル制御系であり、トルク指令 T^* から dq 軸電流指令 i_{dq}^* を生成し、電流制御器により電流検出値が指令値に追従するようにフィードバック制御を行う。電流制御器の出力として得られる dq 軸電圧指令 v_{dq}^* は、 dq 逆変換を介して三相電



第2図 トルクリップ抑制制御系と電流センサ誤差補正

上部はトルクリップ抑制制御系、下部は電流検出誤差補正制御系を表す。

圧指令に変換し、インバータに与えて永久磁石同期モータ (PMモータ) を駆動する。

モータ三相電流 i_{uvw} を電流センサで検出し、 dq 変換後の dq 軸電流検出値を i_{dq}^{sense} とする。この i_{dq}^{sense} に検出誤差が含まれる場合、式(3)で示したとおり、実際に流れる三相電流 i_{uvw} の dq 変換値 i_{dq} には、1, 2次成分の振動が発生する。これは、電流制御器が検出誤差を含む電流値を用いてフィードバック制御するためであり、その検出誤差を補償するように機能した結果、電流制御器の出力である dq 軸電圧指令 v_{dq}^* には振動成分が生成される。振動を含む電圧指令によって、実際のモータ三相電流 i_{uvw} にはアンバランスが発生する。このときの電流検出値 i_{dq}^{sense} は、検出誤差によって見かけ上は振動が発生していない状態であると誤観測する。したがって、実際のモータ三相電流 i_{uvw} には振動が残留し、式(6)で示したとおりトルクリップとなる。

そこで、振動成分を含んだ電圧指令 v_{dq}^* から実際の dq 軸電流を推定し、電流検出誤差による1, 2次成分の電流振動を一般化周期外乱オブザーバで補償する。まず、式(7)のPMモータモデルに電圧指令 v_{dq}^* を代入して dq 軸電流推定値 \hat{i}_{dq} を求める。ここで、 R : 電気子抵抗、 ω : 角周波数である。なお、

一般化周期外乱オブザーバは高いロバスト性を有するため、数値的に厳密なモータモデルは必要としない。

$$\hat{\mathbf{i}}_{dq} = \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R+sL_d} \cdot (v_d^* + \omega \hat{i}_q L_q) \\ \frac{1}{R+sL_q} \cdot (v_q^* - \omega \hat{i}_d L_d - \omega \Psi) \end{pmatrix} \quad \dots(7)$$

次に式(8)のとおり、 $\hat{\mathbf{i}}_{dq}$ に対して高調波座標変換及び周波数成分を抽出し、 n 次電流振動検出値 \mathbf{I}_{dq_n} を求める。ここで \mathcal{L} はラプラス演算子である。

$$\mathbf{I}_{dq_n} = G_F \cdot \mathcal{L} \left[\begin{pmatrix} \cos n\theta & \sin n\theta \\ -\sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} \right] \quad \dots(8)$$

\mathbf{I}_{dq_n} を一般化周期外乱オブザーバに入力し、 n 次補償電流 \mathbf{I}_{dq_n} を求める。 \mathbf{I}_{dq_n} から dq 座標系の n 次電流補償値 \mathbf{i}_{dq_n} への座標変換を式(9)に示す。

$$\mathbf{i}_{dq_n} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & -\sin n\theta \\ \sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \mathbf{I}_{dq_n} \quad \dots\dots\dots(9)$$

オフセット誤差とゲイン誤差は、式(3)より1, 2次の高調波電流を発生させるため、抑制対象次数を $n=1, 2$ とし、各次数の一般化周期外乱オブザーバを並列に構成する。各次数の \mathbf{i}_{dq_n} を合算して、最終的な電流検出誤差補償値 \mathbf{i}_{dq} とし、 \mathbf{i}_{dq}^{sense} に含まれる検出誤差を補正した電流検出値 \mathbf{i}_{dq}^{comp} を得る。以上から、検出誤差によるトルクリップルを抑制しながら、検出誤差のない電流値を得ることができる。

3.3 トルクリップル抑制制御との併用

トルクリップルは、前述した電流検出誤差以外にも、モータの電磁氣的構造の不均一性に起因して発生する。そこで、文献(1)(2)のトルクリップル抑制制御系と、前項で紹介した電流検出誤差補正制御を併用する方式を説明する。第2図上部に、トルクリップル抑制制御系を示す。トルク計測値 T を入力として、一般化周期外乱オブザーバによってトルクリップルを抑制する。本稿では、モータ起因のトルクリップル抑制対象次数を6, 12次に設定し、電流検出誤差補正とトルクリップル抑制を同時に行う。すなわち、トル

クリップルの1, 2次成分は電流検出誤差補正制御で、6, 12次はトルクリップル抑制制御系で補償する。

4 試験結果

3項で紹介した制御方式の妥当性を確認するため、第2図に示した制御構成のPMモータ試験機で、以下の3パターンを検証する。ただし、実際の電流センサの検出誤差は、ばらつきに経時変化などがあるため、本試験では効果の確認を容易にすることを目的に、第1表に示す電流センサ検出誤差を意図的に与えた。

- ① モータ起因のトルクリップル抑制制御のみ
- ② 電流センサの検出誤差補正のみ
- ③ ①, ②の同時補償

まず、第3図にトルクリップル抑制制御のみを行った場合についての試験結果を示す。図中、軸トルク波形を上段、周波数成分解析結果を中段、三相電流波形を下段に示す。それぞれ左側がトルクリップル抑制制御適用前、右が適用後である。適用前は、特に1, 2, 6, 12次のトルクリップルが発生しており、三相電流波形も電流センサの検出誤差によって三相アンバランスとなっている。制御適用後は、6, 12次のトルクリップルを抑制しているが、電流検出誤差による1, 2次のトルクリップル及び電流波形のアンバランスは残留する。

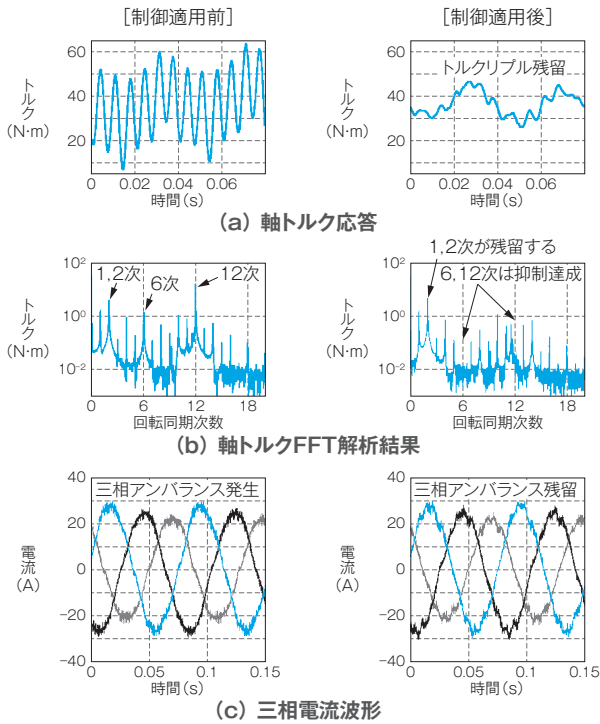
次に、第4図に電流センサ誤差補正のみの試験結果を示す。この場合、1, 2次のトルクリップルを低減し、電流波形の三相アンバランスやオフセット誤差も補正できる。しかし、モータ起因の6, 12次のトルクリップルは残留する。

最後に、第5図に両制御を同時に適用した場合の試験結果を示す。抑制対象とした1, 2, 6, 12次のトルクリップルは全て抑制され、電流波形の三相

第1表 電流センサの検出誤差設定

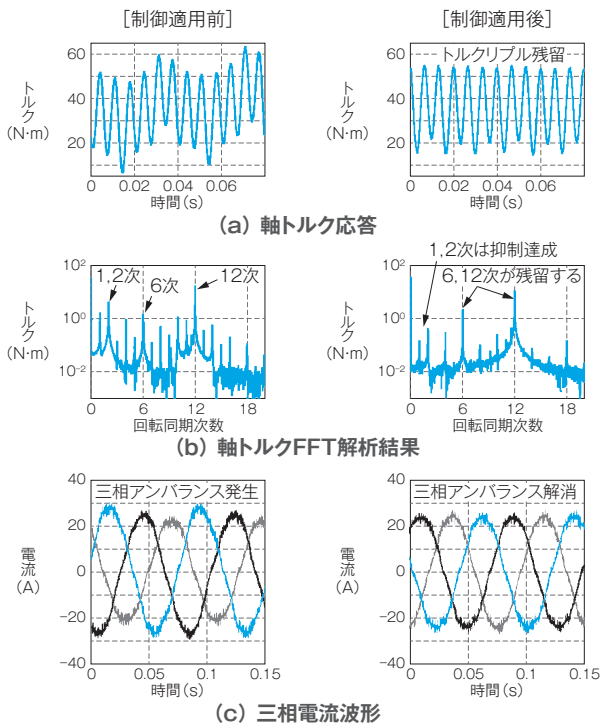
補償効果検証のため、各相の電流検出値に以下の検出誤差を設定する。

誤差設定	U相	V相	W相
オフセット誤差 (A)	+1.36	-1.36	-0.54
ゲイン誤差 (%)	+10	-20	+20



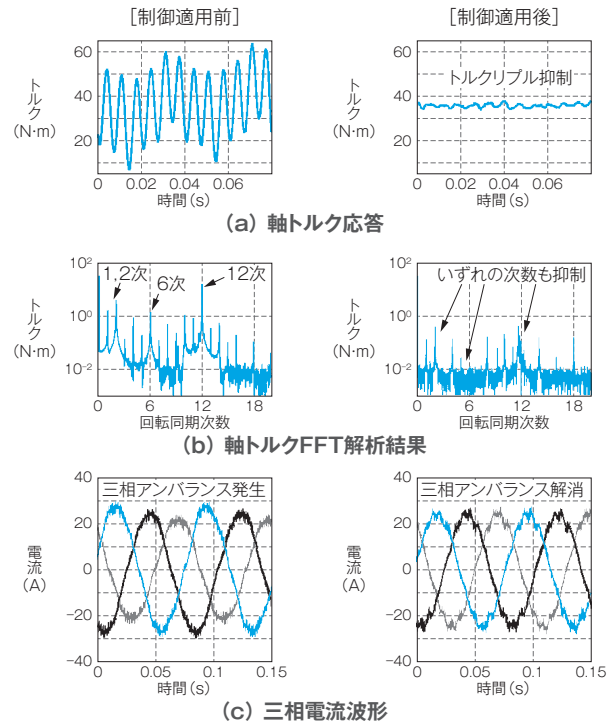
第3図 試験結果①（トルクリプル抑制のみ）

トルク時間応答（上段）、トルク周波数解析（中段）、三相電流波形（下段）を示す。左側はトルクリプル抑制制御無し、右側は制御有りの結果である。モータ起因の6、12次のトルクリプルは抑制できるが、電流検出誤差による1、2次は残留する。



第4図 試験結果②（電流センサ誤差補正のみ）

トルク時間応答（上段）、トルク周波数解析（中段）、三相電流波形（下段）を示す。左側はトルクリプル抑制制御無し、右側は制御有りの結果である。電流検出誤差による1、2次は抑制できるが、モータ起因の6、12次のトルクリプルは残留する。



第5図 試験結果③（トルクリプル抑制制御と電流検出誤差補正の併用）

トルク時間応答（上段）、トルク周波数解析（中段）、三相電流波形（下段）を示す。左側はトルクリプル抑制制御無し、右側は制御有りの結果である。電流検出誤差による1、2次、モータ起因の6、12次のトルクリプルを同時に抑制できる。

アンバランスやオフセット誤差も補正できる。

以上のことから、モータ起因のトルクリプル抑制制御と電流検出誤差補正手法を併用することで、より効果的にトルクリプルを抑制できることが、試験結果から確認できた。

5 むすび

本稿では、一般化周期外乱オブザーバを用いた電流検出誤差補正法を紹介した。電流検出誤差をオンラインで補正することで、電流の振動を抑制し、電流制御精度を向上した。また、モータ構造に起因したトルクリプルを同時に抑制することで、トルクリプル抑制性能を向上した。

今後も引き続き、制御技術を活用したシステム機器の高性能化を進めていく所存である。

・本論文に記載されている会社名・製品名などは、それぞれの会社の商標又は登録商標である。

《参考文献》

- (1) 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
- (2) 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
- (3) 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」, 明電時報341号, 2013/No.4, pp.53-60, 2013
- (4) Takashi Yamaguchi, Yugo Tadano, Nobukazu Hoshi : "Compensation of the Current Measurement Error with Periodic Disturbance Observer for Motor Drive", IEEE International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014), pp.1242-1246, 2014
- (5) 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

《執筆者紹介》



山口 崇
Takashi Yamaguchi

動力計測システム工場
動力計測装置及びシステム制御技術に関する研究開発に従事



只野裕吾
Yugo Tadano

基盤技術研究所
システム制御技術に関する研究開発に従事
