

# 自動学習機能を有する周期外乱抑制制御技術

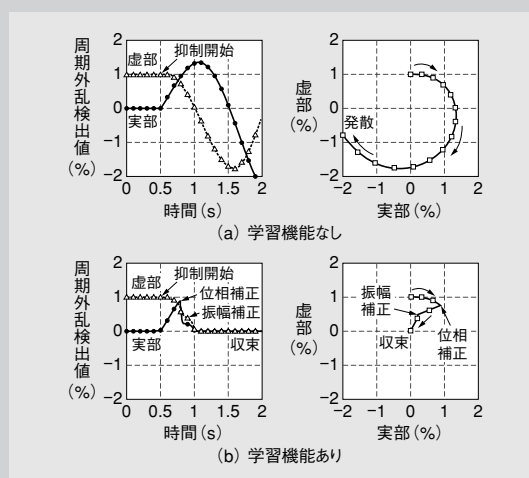
🔊 高調波抑制, アクティブフィルタ, トルクリップ抑制, PMモータ, 自動調整

\* 只野裕吾 Yugo Tadano    \* 大井一伸 Kazunobu Oi    \* 山口 崇 Takashi Yamaguchi

## 概要

特定の周波数で周期的に発生する周期外乱は、振動・騒音・共振などの種々の問題を引き起こす。対策として、周期外乱を打ち消す抑制制御技術が研究開発されているが、複雑なシステム特性変動などによる制御の不安定化や性能劣化が問題となる。また、制御調整の手間を省く自動調整技術も望まれている。

当社で開発した一般化周期外乱オブザーバ方式は、簡素な制御構成でありながら学習機能を有するため、未知の特性や変動を伴うシステムに対しても、自動的に抑制制御を安定化し、性能劣化を防止する特長を持つ。基礎理論を解説し、高調波アクティブフィルタ及びPMモータトルクリップ抑制に適用して、提案方式の有用性を示した。



周期外乱抑制における自動学習機能の効果

## 1. ま え が き

大規模・複雑化する電気・機械システムの制御系を設計する際、制御対象システムの特性変動・負荷変動・共振・外乱・非線形性などが、制御性能を劣化させる原因になる。最悪の場合にはシステムが不安定化して制御不能となるため、これらの原因に対してロバストな制御系を構築する必要がある。中でも、特定の周波数で周期的に発生する周期外乱は、制御結果に顕著に現れて共振現象の拡大などの問題を引き起こす。

例えば、配電システムの周期外乱である高調波は、系統連系機器に悪影響を及ぼすことから、高調波ガイドラインで管理・規定されている。今後、スマートグリッドや自然エネルギーによる分散型電源の導入が進み、高調波発生源となる不特定多数の電力変換機器などが電力系統に連系されると、

発生源の複雑化、連系機器の構成変更・運用状態変化に伴うインピーダンス変動並びに系統共振特性変動などが考えられる。従来から、高調波対策としてアクティブフィルタ (AF: Active Filter) が利用されているが、前述のシステム特性変動に応じて制御パラメータを再調整する必要があり、場合によっては高調波拡大現象を引き起こす。そのため、各種変動に適応できる自動調整技術が望まれる。

回転機を用いた機械システムでも、例えば永久磁石同期電動機 (PMモータ: Permanent Magnet Synchronous Motor) が発生するトルクリプルは周期外乱であり、機械共振や振動・騒音の原因となる。回転機の構造的対策でトルクリプルを低減できない場合、インバータでその脈動を打ち消すように制御できるが、接続されるインバータや機械システムの電氣的・機械的伝達特性を考慮して

\*システム技術研究所

抑制制御を行う必要がある。

こうした背景を踏まえ、本稿では、システム特性の自動学習機能を付加した一般化周期外乱オブザーバによる周期外乱抑制制御技術を検討したので解説する。その適用例として、系統高調波AF制御、PMモータのトルクリプル抑制制御を紹介する。

## 2. 一般化周期外乱オブザーバ<sup>(1)(2)</sup>

### 2.1 基本制御構成

周期外乱は特定の周波数で発生する外乱であるため、その周波数成分を抽出して抑制制御系を構築する。ここで、 $n$ 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 $q_n$ 軸とする）を定義すると、第1図に示すとおり、入出力信号とその間のシステム伝達特性は1次元複素ベクトルで表現できる。第2図に前述の回転座標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。図中の各信号のベクトル表記は、複素ベクトルを意味している。 $G_F(s)$ 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。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式(1)のように単純な複素ベクトルで一般化できる。 $P_{dn}$ は $n$ 次周波数成分の実システムの $d_n$ 軸成分、 $P_{qn}$ は同じく $q_n$ 軸成分である。

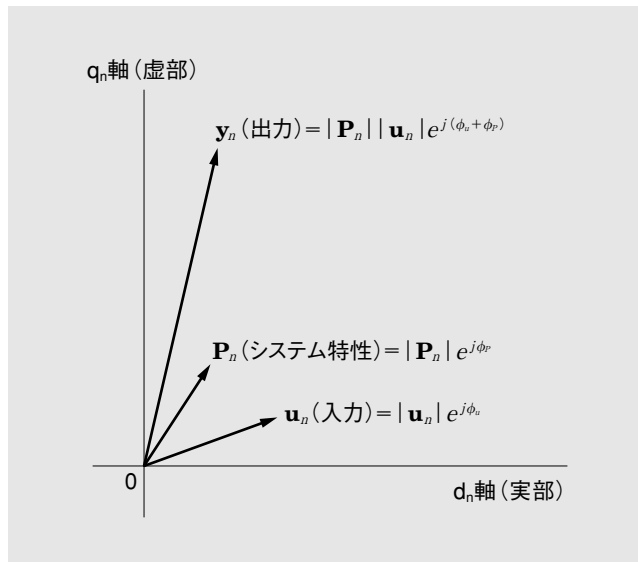
$$P_n = P_{dn} + jP_{qn} \dots\dots\dots(1)$$

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 $y_n$ から式(2)に示す逆システム $Q_n$ のモデル $\hat{Q}_n (= \hat{P}_n^{-1})$ を用いて、式(3)のように実システム入力 $\hat{u}_n$ を推定する。

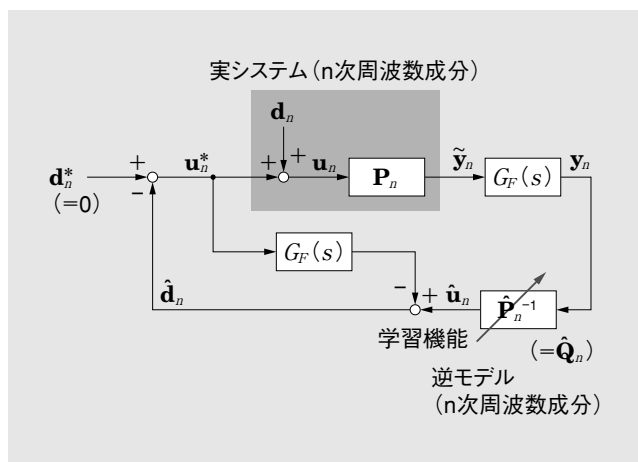
$$\hat{Q}_n = \hat{Q}_{dn} + j\hat{Q}_{qn} = \frac{1}{\hat{P}_{dn} + j\hat{P}_{qn}} \dots\dots\dots(2)$$

$$\hat{u}_n = \hat{Q}_n y_n \dots\dots\dots(3)$$

実システム入力 $u_n$ には、周期外乱 $d_n$ が含まれているため、式(4)に示すとおり、式(3)の $\hat{u}_n$ から $G_F(s)$ を介した電流指令値 $u_n^*$ を差し引くことで周期外乱 $\hat{d}_n$ を推定する。



第1図 特定周波数成分の複素ベクトル表現  
特定 $n$ 次周波数成分の制御システムは、その周波数に同期した回転座標系では1次元複素ベクトルで表現できる。



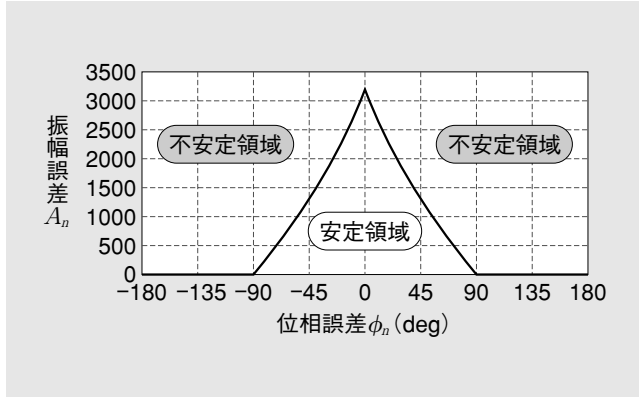
第2図 一般化周期外乱オブザーバの基本構成  
周期外乱に同期した回転座標上で、複素ベクトル表現で一般化した周期外乱オブザーバの基本構成を示す。簡素な制御構成で周期外乱を除去できる。

$$\hat{d}_n = \hat{Q}_n y_n - G_F(s) u_n^* \dots\dots\dots(4)$$

式(4)の $\hat{d}_n$ 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 $d_n$ を打ち消すことができる。

### 2.2 モデル誤差の影響

実際のシステムは様々な特性変動があり、 $P_n$ は時変パラメータとなる。そこで、 $P_n$ の逆モデルの誤差 $\hat{Q}_n \neq Q_n$ 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 $\hat{Q}_n$ の振幅誤差を $A_n$  ( $A_n > 0$ )、位相誤差を $\phi_n$  ( $-\pi < \phi_n \leq \pi$ )として、式(5)のように $\hat{Q}_n$ を定義する ( $A_n = 1, \phi_n = 0$ のときにモデルが真値)。



第3図 周期外乱オブザーバのロバスト安定性

周期外乱オブザーバのモデルに振幅誤差(縦軸)・位相誤差(横軸)がある場合の安定余裕を示す。一定のロバスト安定性を有するが、誤差が大きいと不安定となる。

$$\hat{\mathbf{Q}}_n = A_n e^{j\phi_n} \mathbf{Q}_n \dots\dots\dots(5)$$

式(5)を用いて、周期外乱から検出値までの周期外乱応答を求めると式(6)となる。ここで、周期外乱伝達関数を  $C_n(s)$  とする。 $\omega_f$  は1次LPFの遮断周波数、 $s$  はラプラス演算子である。

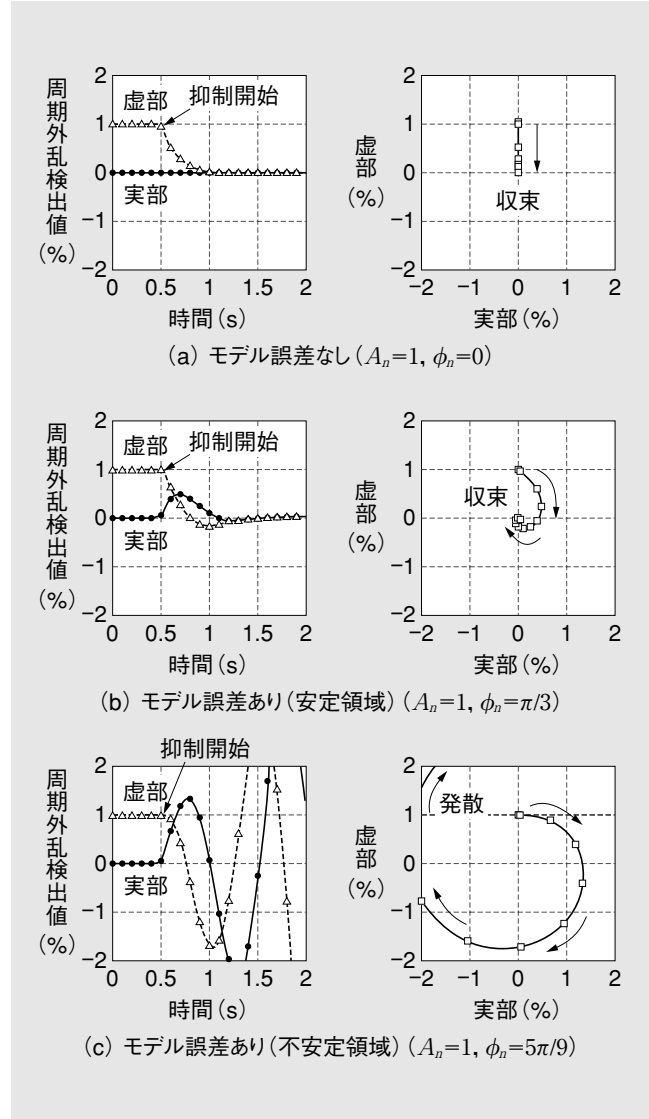
$$\frac{\mathbf{y}_n}{\mathbf{d}_n} = \frac{\omega_f s}{(s + \omega_f)(s + \omega_f A_n e^{j\phi_n})} \mathbf{P}_n = C_n(s) \mathbf{P}_n \dots\dots(6)$$

実装時のデジタル制御に伴う演算周期  $T_s$  や代数ループ回避などを考慮し、 $C_n(s)$  を  $z$  変換して離散化すると式(7)となる。

$$C_n(z^{-1}) = \frac{z^{-1} G_F(z^{-1})(1 - z^{-1} G_F(z^{-1}))}{1 + (A_n e^{j\phi_n} - 1) z^{-1} G_F(z^{-1})} \dots\dots\dots(7)$$

$G_F(z^{-1})$  は  $G_F(s)$  を双一次変換したものとし、式(7)に代入して特性方程式を解く。第3図にモデル誤差に対するロバスト安定境界条件を  $T_s = 100\mu s$ 、 $\omega_f = 2\pi \text{ rad/s}$  として数値的に解いた例を示す。図に示したとおり、位相誤差が  $\pm 90$  度以上では不安定となり、位相誤差が少ないほど振幅誤差に対する安定余裕は大きくなる。第4図に周期外乱オブザーバのモデル誤差の影響について、周期外乱検出値の時間応答波形(図中左側)と複素ベクトル軌跡(図中右側)に着目して動作確認した例を示す。複素ベクトル軌跡から分かるように、モデル誤差がない場合は周期外乱が直線的に原点(すなわち周期外乱ゼロ)に収束する。また、モデル誤差があっても安定領域内であれば収束する。一方、不安定領域では円を描きながら発散し、周期外乱を抑制できない。

以上のことから、周期外乱オブザーバはモデル



第4図 モデル誤差とベクトル軌跡の関係

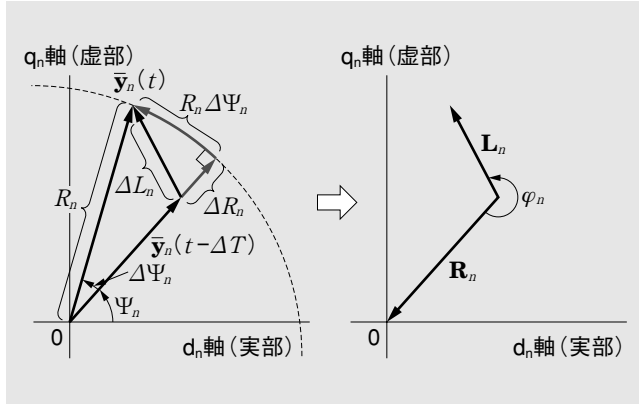
周期外乱オブザーバのモデル誤差の影響について、時間応答波形(左)と複素ベクトル軌跡(右)を示す。モデル誤差量に応じて原点に収束する際の軌跡が変化し、誤差が大きくと発散する。

誤差に対してロバスト性を有する制御系であるが、大きなモデル誤差や動作中のシステム特性変動があると、制御が不安定となる可能性がある。そこで、次項ではモデル誤差の検出と補正を行う自動学習機能について説明する。

2.3 モデル誤差の自動学習機能

第4図で示したとおり、モデル誤差と複素ベクトル軌跡には一定の関係がある。この軌跡の幾何学的情報に着目し、モデル誤差を検出・補正する手法を提案する。

まず、 $n$ 次周期外乱のLPF前の検出値  $\hat{\mathbf{y}}_n$  を、学習制御周期  $T_L$  で平均した値  $\bar{\mathbf{y}}_n$  を求める。次に、 $n$ 次周期外乱検出平均値  $\bar{\mathbf{y}}_n$  の複素平面上での時間  $t$  の応答を検討するために、式(8)のように極座標上の振幅



**第5図 複素ベクトル軌跡の各種定義**  
 複素ベクトル軌跡の幾何学的情報に関する定義を示す。

$R_n$ 及び位相 $\Psi_n$ を定義する。また、式(9)、(10)及び**第5図**のように、原点方向ベクトル $\mathbf{R}_n$ 、周期外乱移動ベクトル $\mathbf{L}_n$ 、及び $\mathbf{R}_n$ と $\mathbf{L}_n$ のなす角 $\varphi_n$ を定義し、微小時間 $\Delta T$ において周期外乱ベクトル移動量 $\Delta L_n$ 、振幅変化量 $\Delta R_n$ 、位相変化量 $\Delta \Psi_n$ とすると、極座標上の幾何学的関係から式(11)、(12)が成り立つ。

$$\bar{\mathbf{y}}_n = R_n(t) e^{j\Psi_n(t)} \dots\dots\dots(8)$$

$$\mathbf{R}_n = -\bar{\mathbf{y}}_n(t - \Delta T) \dots\dots\dots(9)$$

$$\mathbf{L}_n = \bar{\mathbf{y}}_n(t) - \bar{\mathbf{y}}_n(t - \Delta T) \dots\dots\dots(10)$$

$$\Delta L_n(t) = \sqrt{\Delta R_n(t)^2 + R_n(t)^2 \Delta \Psi_n(t)^2} \dots\dots\dots(11)$$

$$\begin{aligned} \varphi_n(t) &= \tan^{-1} \left( \frac{|\mathbf{R}_n \times \mathbf{L}_n|}{\mathbf{R}_n \cdot \mathbf{L}_n} \right) \\ &= \tan^{-1} \left( \frac{-R_n(t) \Delta \Psi_n(t)}{-\Delta R_n(t)} \right) \dots\dots\dots(12) \end{aligned}$$

次に**第2図**で、 $\mathbf{d}_n$ にステップ外乱入力を与えた場合の $\bar{\mathbf{y}}_n$ までの周期外乱応答を逆ラプラス変換すると、式(13)の時間応答式が得られる。ただし、演算無駄時間 $\Delta T = T_L$ とする。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}_n(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{s}{s + \omega_f A_n e^{j\phi_n}} e^{-sT_L} \cdot \frac{1}{s} \right] \mathbf{P}_n \\ &= \mathbf{P}_n e^{-A_n \omega_f \cos \phi_n \cdot (t - T_L)} e^{-jA_n \omega_f \sin \phi_n \cdot (t - T_L)} \dots\dots\dots(13) \end{aligned}$$

ここで、式(13)を式(8)と比較すると、極座標上の $R_n$ 、 $\Psi_n$ は式(14)、(15)のように表現できる。

$$R_n(t) = \mathbf{P}_n e^{-A_n \omega_f \cos \phi_n \cdot (t - T_L)} \dots\dots\dots(14)$$

$$\Psi_n(t) = -A_n \omega_f \sin \phi_n \cdot (t - T_L) \dots\dots\dots(15)$$

式(14)、(15)及び学習制御周期 $T_L$ における差分式(16)、(17)を式(11)、(12)に代入すると、式(18)、(19)が得られる。

$$\begin{aligned} \Delta R_n(t) &= R_n(t) - R_n(t - T_L) \\ &\simeq -\mathbf{P}_n A_n \omega_f \cos \phi_n e^{-A_n \omega_f \cos \phi_n \cdot t} T_L \dots\dots\dots(16) \end{aligned}$$

$$\Delta \Psi_n(t) = \Psi_n(t) - \Psi_n(t - T_L) = -A_n \omega_f \sin \phi_n T_L \dots\dots\dots(17)$$

$$\Delta L_n(t) \simeq \mathbf{P}_n A_n \omega_f e^{-A_n \omega_f \cos \phi_n \cdot t} T_L \dots\dots\dots(18)$$

$$\varphi_n(t) \simeq \phi_n \dots\dots\dots(19)$$

また、式(18)を式(14)で除して、振幅誤差 $A_n$ に関して整理すると式(20)の関係が得られる。

$$A_n \simeq \frac{\Delta L_n(t)}{\omega_f R_n(t) T_L} \dots\dots\dots(20)$$

以上の解析結果から、複素平面上の周期外乱ベクトル軌跡とモデル誤差の間には、以下の関係が成立する。

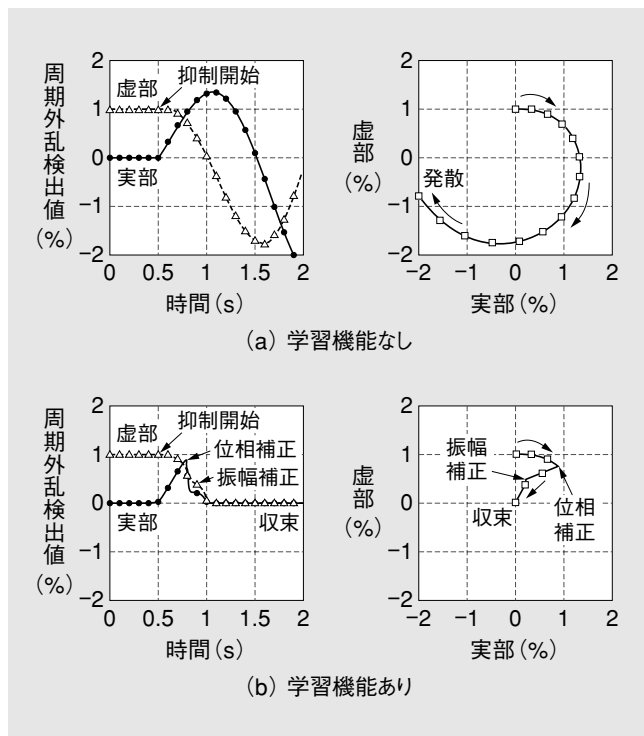
- (1) 位相誤差 $\phi_n$ は複素平面上の周期外乱ベクトル軌跡が原点方向となす角 $\varphi_n$ に等しい。
- (2) 振幅誤差 $A_n$ は周期外乱ベクトルの移動量 $\Delta L_n$ と原点からの距離 $R_n$ の比から検出できる。

ただし、実際のモデル誤差の検出は、ステップ外乱以外の周期外乱特性変動、観測ノイズなどの影響を受けることに留意し、任意フィルタ処理を施して検出する。検出された式(19)、(20)を用いてモデル誤差を推定し、周期外乱オブザーバのロバスト制御性能が劣化した場合は、その推定値に基づいて逐次モデルを補正する。これによって、**2.2項**で示した不安定領域においても、自動的に制御を安定化できる。また、安定領域では速応性の向上など、制御性能を改善することもできる。

**第6図**に $A_n = 0.5$ 、 $\phi_n = 5\pi/9$ （不安定領域）で自動学習機能の有無を比較した一例を示す。モデルの学習機能なしではそのまま発散するが、学習機能ありの場合は、まずモデルの位相誤差を検出・補正して収束方向に正しく抑制する。続いて、振幅誤差を補正して収束速度を向上させている。

提案方式の特長を以下にまとめる。

- (1) 周期外乱に関わるシステム伝達特性を簡素な複素ベクトルで一般化するため、複雑な制御対象であっても容易に実装できる。
- (2) 周期外乱オブザーバを並列化することで、複数の周波数成分に対応できる。
- (3) システム特性変動やパラメータ初期値が不明でも、自動学習機能で抑制動作を継続しながら、制御性能を安定化・改善できる。



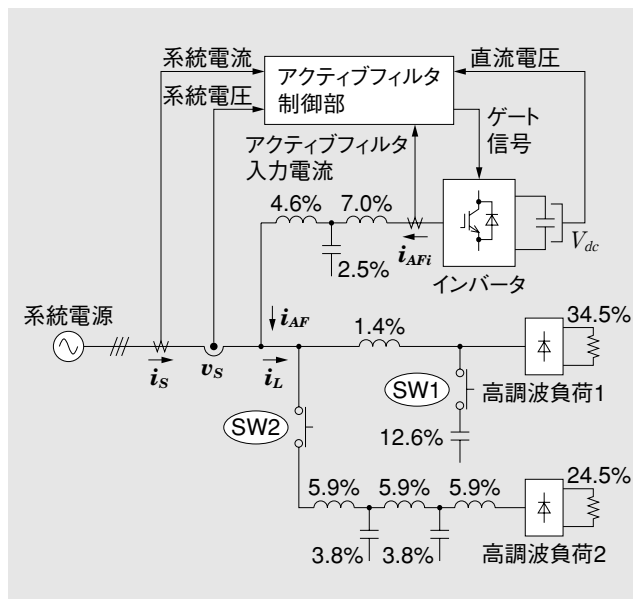
第6図 モデルの自動学習機能の効果

周期外乱オブザーバのモデル誤差を補正する自動学習機能の効果を検証した。時間応答波形(左)と複素ベクトル軌跡(右)を示す。学習機能がないと周期外乱は発散するが、学習機能を用いれば位相・振幅誤差が順次補正されて原点に収束する。

### 3. 高調波AFへの応用<sup>(3)</sup>

前項で紹介した自動学習機能付き一般化周期外乱オブザーバの適用先として、配電系統の高調波AFを検討した。第7図に高調波AFの実験回路構成を示す。AFとして機能する電圧形インバータは、並列形で系統連系点に接続する。また、高調波発生源となるダイオード整流負荷を2種類接続する。スイッチSW1は、抑制動作中の進相コンデンサ投入を想定したもので、高調波負荷1のインピーダンス特性を変更する。スイッチSW2は、高調波負荷2を接続して配電系統のインピーダンス特性変動と高調波負荷電流増加を模擬する。

AFの制御方式は高調波検出箇所によって分類され、負荷電流検出方式・電源電流検出方式・電圧検出方式がある。電圧検出方式は、電流検出方式よりも原理的に安定余裕が大きく、高調波拡大現象や系統共振のダンピングに効果的であるが、系統電流高調波を高精度に抑制することは難しい。一方で、電源電流検出方式は系統に流出する高調波電流を直接検出して精度良く補償できるが、インピーダンス特性変動の影響を受けやすく、制御



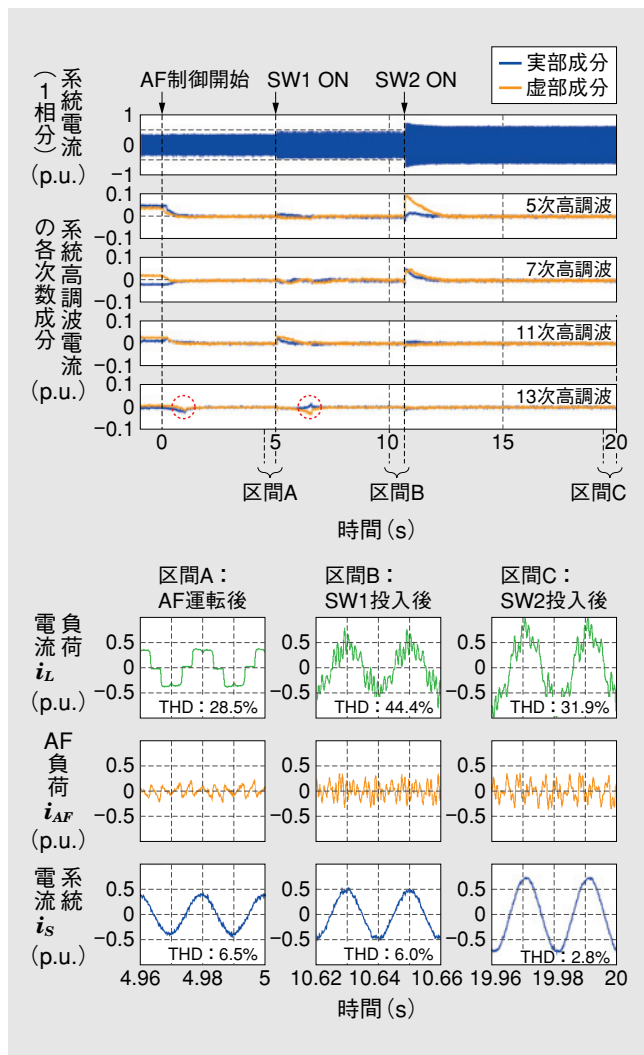
第7図 高調波AFの実験回路構成

配電系統の高調波をAFで抑制する実験装置である。系統電流をフィードバックして高調波を抑制する電源電流検出方式を適用する。スイッチSW1, SW2によって、抑制動作中のインピーダンス変動を模擬する。

系が不安定となる可能性がある。本稿では、電源電流検出方式を採用して高調波抑制精度を維持しつつ、自動学習機能で制御の安定性を高めて、両者の欠点を補完する。さらに従来困難とされてきた未知の配電系統インピーダンス変動にもオンラインで対応する。

AF制御部では、基本の制御として系統電圧位相に同期したインバータ電流ベクトル制御と直流電圧制御を実施した上で、前項で解説した自動学習機能を有する一般化周期外乱オブザーバを用いて系統電流 $i_s$ の高調波抑制制御を実現している。

第8図に高調波AFの実験結果例を示す。高調波の次数は5, 7, 11, 13次を抑制対象としており、上図は系統電流及び各次数の実部・虚部成分を示している。下図は、上図における区間A, B, Cの拡大図であり、そのときの負荷電流 $i_L$ , AF補償電流 $i_{AF}$ , 系統電流 $i_s$ の波形である。AF動作開始前は、ひずみ成分を含む負荷電流波形がそのまま系統に流れる状態である。まず、時刻0において周期外乱オブザーバのモデル初期値が正確でない状態から抑制制御を開始する。開始後の5, 7, 11次の高調波成分は、モデル誤差が周期外乱オブザーバのロバスト安定領域であったため抑制できる。一方、13次成分は点線丸印の箇所でするように、モデル誤差が不安定領域で一度は発散方向に向かうが、自動



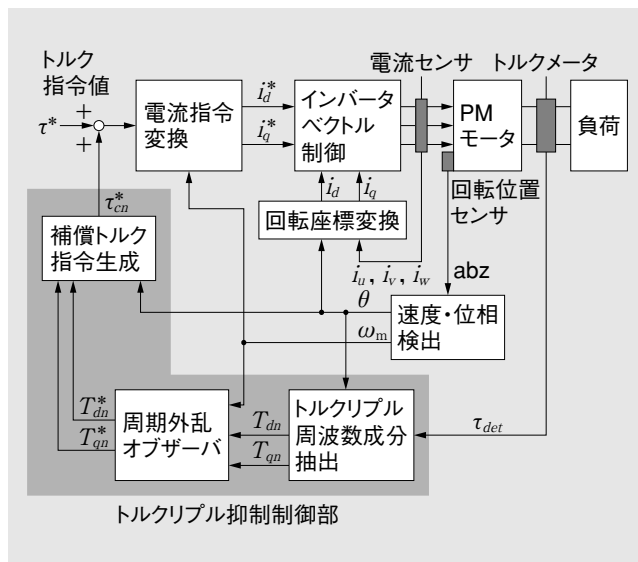
第8図 高調波AFの実験結果

モデル初期値が正確でない状態からAF制御を開始し、SW1とSW2を投入して急峻な配電系統インピーダンス変動と高調波電流増加を発生させているが、自動学習機能によって安定かつ良好な抑制性能が得られている。

学習機能によってモデル誤差が補正され、最終的には収束して抑制が完了する。次に、進相コンデンサを想定したSW1を投入し、抑制動作中のインピーダンス特性変動を模擬した。この場合も、13次高調波が再びモデル誤差によって発散方向に向かうが、自動学習機能で収束できる。同様に、SW2を投入して高調波電流を急峻に増加させた場合でも、問題なく抑制制御を継続できる。また、系統電流波形からも、負荷電流の高調波ひずみを除去した正弦波電流に補償できることが分かる。全高調波ひずみ率 (THD: Total Harmonic Distortion) も低減しており、良好な結果が得られている。

以上より、提案制御方式のAFへの適用では、主に以下の効果が期待できる。

- (1) インピーダンス特性が未知のシステムに対して、



第9図 トルクリップ抑制制御の実験構成

モータの回転に同期したトルクリプル周波数成分を抽出し、周期外乱オブザーバで抑制するシステム構成を示す。

事前のシステム同定や抑制制御パラメータ調整が不要となる。

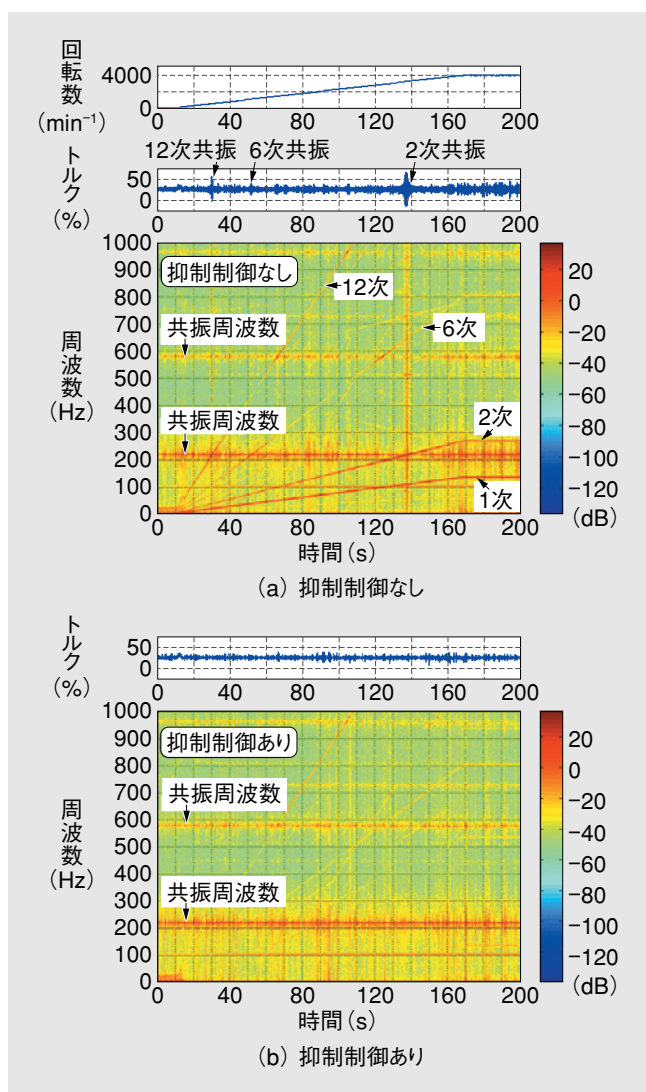
- (2) 抑制動作中にインピーダンス変動が発生しても不安定化することなく、自動的に高調波拡大現象防止や抑制性能向上を実現できる。

#### 4. モータトルクリプル抑制への応用<sup>(1)(2)(4)</sup>

周期外乱オブザーバのもう一つの適用例として、PMモータのトルクリプル抑制制御を検討した。第9図に実験構成を示す。インバータによる一般的なベクトル制御で可変速運転を行い、PMモータと負荷の結合軸にはトルクメータを設置する。トルクリプルは回転位相 $\theta$ に同期して発生する周期外乱であるため、トルク検出値 $\tau_{det}$ から任意の $n$ 次トルクリプル周波数成分 $T_{dn}$ ,  $T_{qn}$ を抽出し、前述の周期外乱オブザーバで抑制制御を行う。ただし、可変速運転中はトルクリプル周波数も変化するため、周期外乱オブザーバのモデルは、その周波数に応じたシステム伝達特性に変更しなければならない。そこで、システム同定などであらかじめ周波数伝達特性の実部・虚部成分を求めてテーブル化しておく。例えば、1~1000Hzの周波数伝達特性を1Hz区切りでテーブル化する場合は、1000個の複素ベクトルで構成できる。回転数 $\omega_m$ を用いてトルクリプル周波数と一致する複素ベクトルをテーブルから引き出し、周期外乱オブザーバのモデルとして適用する。これによって、可変速

運転中であってもモデルを逐次変更してトルクリプルを抑制できる。

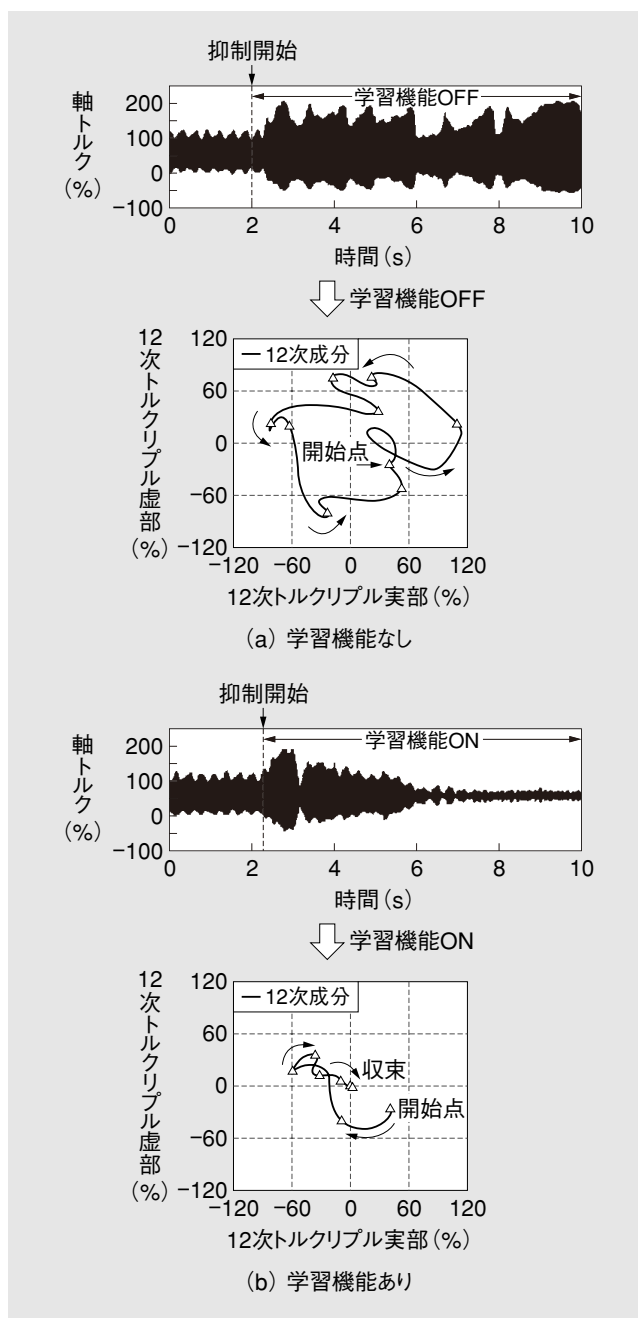
第10図に可変速運転中のトルクリプル特性をスペクトログラム（短時間フーリエ解析：横軸は時間、縦軸は周波数、スペクトルはその周波数成分の強さ）で検証した実験結果を示す。時間変化に対して不変のスペクトル（210Hz, 590Hz付近）は、機械系の共振周波数成分である。回転数上昇に伴って周波数変化するスペクトルがトルクリプルであり、抑制制御なしの結果を見ると、1, 2, 6, 12次成分で顕著に現れている。特に、共振周波数と交差するポイントで大きなトルク共振が発生する。一方、抑制制御ありの場合は各次数成分のスペクトルが大幅に低減され、大きな共振が発生しない良好な結果が得られている。なお、そのほか



第10図 トルクリプル抑制制御の可変速実験結果  
可変速運転中の抑制効果をスペクトログラムで検証した結果を示す。抑制制御によってトルクリプルのスペクトル強度が低減し、大きなトルク共振も抑制されている。

の過渡特性結果や、トルクメータを使わない方式、フィードフォワード方式なども検討しているので、詳細は参考文献を参照されたい。

可変速運転中は適用するモデルが逐次変更することから、自動学習機能によるモデル補正が容易ではない。特殊な用途や条件下では、モータ駆動システムの特徴が経時変化することも考えられるため、モータが定常運転状態（回転数・トルク変化なし）に限って、モデルの自動学習機能を用いる。第11図に自動学習機能を適用した実験結果を



第11図 トルクリプル抑制制御の自動学習機能の実験結果  
モータが定常運転状態（定トルク・定回転数）のときは、自動学習機能によってモデル誤差を補正できる。

示す。12次トルクリプル成分が共振する回転数で、モデル初期値が正確ではない状態から開始している。学習機能がない場合、抑制開始と同時に制御は発散し、トルク指令が飽和しながらベクトル軌跡も不安定に動き続ける。学習機能ありの場合は、一度は制御が発散方向に向かうが、その後モデルが直ちに補正され、トルクリプルを抑制できる。

以上のことから、提案制御方式によるPMモータのトルクリプル抑制では、以下の効果が期待できる。

- (1) あらかじめシステムの周波数伝達特性をテーブル化すれば、可変速運転中であってもトルクリプルを抑制できる。
- (2) モータや機械系パラメータの初期値が不明あるいは経時変化があっても、定常運転状態に限ってモデルを自動的に補正してトルクリプルを抑制できる。

## 5. む す び

本稿では、周期外乱抑制技術の一手法として、自動学習機能を有する一般化周期外乱オブザーバ方式を紹介し、その適用事例として系統高調波AFとPMモータトルクリプル抑制を検討した。理論と実験からその有用性を確認し、簡素な制御構成でありながら、複雑な特性や変動を伴うシステムに対しても、自動的に周期外乱を抑制できることを示した。本技術は、システム製品の振動・騒音・共振などの問題を解決する環境調和技術、自動調整によるメンテナンスの容易化、制御品質向上などにつながるものである。また、そのほかのシステムにも水平展開できる普遍的な制御技術であるため、今後も引き続き用途開発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) Y. Tadano, T. Akiyama, M. Nomura, M. Ishida: "Periodic Learning Suppression Control of Torque Ripple Utilizing System Identification for Permanent Magnet Synchronous Motors," IEEE International Power Electronics Conference (IPEC - Sapporo 2010), pp.1363 - 1370, 2010.6
- (2) 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」, 電気学会論文誌D, Vol.132, No.1, pp.84 - 93, 2012.1
- (3) 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, 1 - 190, 2012.9
- (4) 山口崇・只野裕吾: 「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, 1 - 41, 2012.9

## 《執筆者紹介》



只野裕吾 Yugo Tadano  
システム制御技術に関する研究開発に従事



大井一伸 Kazunobu Oi  
電力変換技術に関する研究開発に従事



山口 崇 Takashi Yamaguchi  
モータ制御技術に関する研究開発に従事