

# コンプレッサ負荷の周期性に着目した センサレス 120 度通電駆動インバータによる振動抑制

近江 雄介\* 安田 匠 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Vibration Suppression using Sensorless 120-degree Conduction Drive Focusing Periodic Load Fluctuation of Compressor  
Yusuke Omi\*, Takumi Yasuda, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a reduction method of vibration in a compressor motor during low-speed operation. The load torque of the compressor motor fluctuates periodically and the difference between the load torque and the motor torque causes vibration. The proposed method suppresses the vibration by the repetitive control. When the IPMSM is driven by a sensorless 120° conduction drive, the position detection accuracy is reduced due to back EMF error. Therefore, this paper also proposes the compensation method for the back EMF error caused by the inductance variation of the IPMSM. The simulation results show that the proposed method reduces the fundamental frequency component of the motor speed ripple by 98.6% at a low speed of 0.19p.u..

キーワード：埋込磁石同期モータ, 120 度通電駆動, 繰り返し制御  
(IPMSM, compressor, 120-degree conduction drive, repetitive control)

## 1. はじめに

エアコンや冷蔵庫などのコンプレッサを使用する家電製品では、小型、高効率のみならず、静音、低振動であることが求められる。コンプレッサは吸引、圧縮、排出の 3 工程を周期的に繰り返すことで負荷トルク脈動が生じる。また、モータはコンプレッサと共に格納されているため、内部に速度や位置センサを取り付けることは困難である。

家電ではコンプレッサを駆動するために、高効率かつ小型である埋込磁石同期モータ (IPMSM) が用いられている<sup>(1)</sup>。IPMSM の位置センサレス制御を用いた振動の抑制手法として、フーリエ変換と繰り返し制御を用いた手法が検討されている<sup>(2)</sup>。また、トルクの脈動成分を推定し、簡易フーリエ変換および逆変換を用いた周期トルク外乱補償器で補償する手法も検討されている<sup>(3)</sup>。しかし、文献(2)や(3)のようなセンサレスベクトル制御をベースとした手法ではモータパラメータが変動した場合、正確に速度制御ができない恐れがある。

これらの問題に対して、筆者らは 120 度通電駆動を用いた特定の動作条件下での振動抑制手法を提案した<sup>(4)</sup>。120 度通電駆動では開放相の誘起電圧のゼロクロス点を検出することで容易にロータ位置や速度を検出できるため、速度検出に関してパラメータ変動に対するロバスト性が高い。文献(4)では、コンプレッサを特定の条件で駆動させた場合において、既知の負荷トルク特性から振動を抑制できる電流

指令値を求め、オフラインで推定した機械角に基づいて電流制御を行うことで振動を低減した。これにより速度や負荷条件に応じて適切に電流指令を補正すれば 120° 通電駆動でも振動を抑制できることを示した。しかし、この手法は速度や負荷条件が変化すると対応できない。

一方、120 度通電を用いた SPMSM の振動抑制手法として繰り返し制御を用いた手法が提案されている<sup>(5)</sup>。この手法では、誘起電圧のゼロクロス点から推定したモータ速度と速度指令の偏差を繰り返し制御の入力とすることで、速度偏差をゼロにする電流指令を生成する。しかし、本論文で検討している IPMSM では、電気角に依存してインダクタンスの電圧降下変動し、誘起電圧のゼロクロス点に誤差が生じ、速度推定や位置推定精度が悪化することが報告されている<sup>(6)</sup>。このため、文献(5)で提案されている手法を IPMSM に適用すると、所望の振動抑制効果が得られない。

本論文では、120 度通電にて駆動する IPM ドライブシステムにおいて IPMSM の電気角に応じたインダクタンス変動による誘起電圧のゼロクロス誤差を誤差補償式に基づいて補償する方法を提案する。また、速度検出は共振器を用いた PLL によって速度を推定し、速度制御は繰り返し制御を用いることで負荷トルク変動による速度リップルを打ち消す補償電流を生成する。シミュレーションにおいて、提案制御法を適用することで 0.19p.u. 時の低速運転時に速度リップルの主成分である一次成分を 98.6% 低減できることを確認したので報告する。

## 2. コンプレッサ駆動用モータの駆動システム

### 〈2・1〉 コンプレッサの負荷トルク特性

図 1 に本論文で想定するコンプレッサの負荷トルク特性の一例を示す。コンプレッサでは、ロータの回転に合わせてコンプレッサ内部の冷媒を吸引、圧縮、排出する三工程を周期的に繰り返すことで温度調節を行う。このため、図 1 のように機械角一周期で負荷トルク脈動が発生する。図 1 より、機械角が 180 度以上になると冷媒の圧縮工程に移行するため負荷トルクが増大し、冷媒の排出工程では負荷トルクが減少する。

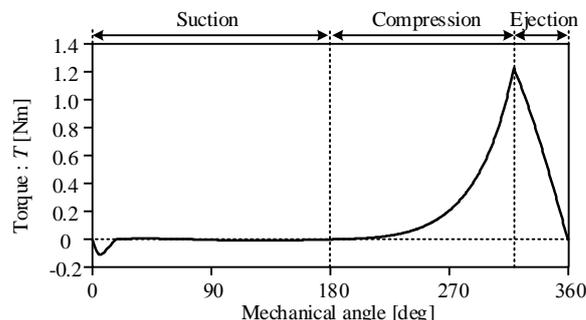


Fig. 1. Load torque characteristics.

### 〈2・2〉 センサレス 120 度通電駆動

図 2 にセンサレス 120 度通電駆動の概念図を示す。本制御では、開放相の誘起電圧のゼロクロス点 (ZCP) を検出することで、60 度毎に電気角を推定することができる。推定した電気角に基づいて、電気角 60 度毎に対応した二相に電圧を出力する。また、各相の励磁区間は PWM 駆動 (120 度 PWM 駆動) することで出力電圧を調整し、電流制御を行う。また、120 度通電駆動において制御する電流  $i_{ad}$  は、二相間に流す電流の平均値とする。本論文では PLL を用いて速度を推定するが、一般的な 120 度通電駆動では ZCP の間隔からモータ速度を推定する。

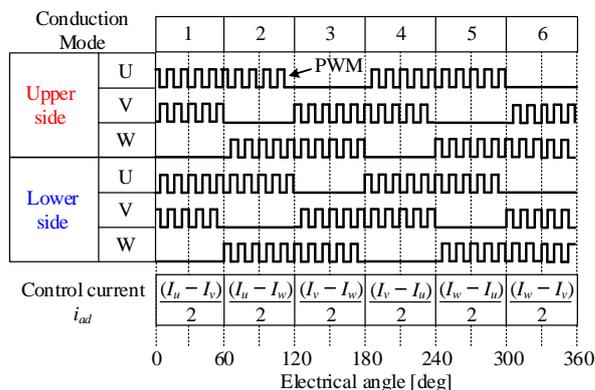


Fig. 2. Conceptual diagram of 120-degree conduction mode.

振動抑制時の電流は負荷トルク増大時に電流が大きくなるため、電流の転流期間が長くなり、ZCP が検出できなくなる恐れがある。ここで転流期間とは、ある相を励磁モードから開放モードに切り替えてから、相に流れていた電流がゼロに達するまでの期間であり、この期間は誘起電圧を検出できない。そこで本論文では、30 度の進角制御を適用し、120 度通電駆動を行う<sup>7)</sup>。進角制御を行うことにより、開放モードに切り替えてから ZCP までの時間が長くなるため、転流期間が大きくなっても ZCP を検出することができる。

### 〈2・3〉 モータ駆動システム概略構成

図 3 にコンプレッサ駆動用モータの制御ブロック図、図 4 に三相インバータの回路図を示す。本システムでは、電流制御 (ACR) を用いて通電相の duty 比を決定する。速度制御 (ASR) は PI 補償器と繰り返し制御器によって構成され、PLL によって推定されたモータ速度を用いて回転速度を所望の値に追従させる。なお、PLL では ZCP による角度情報から速度および電気角を推定する。また、ZCP は後述する誘起電

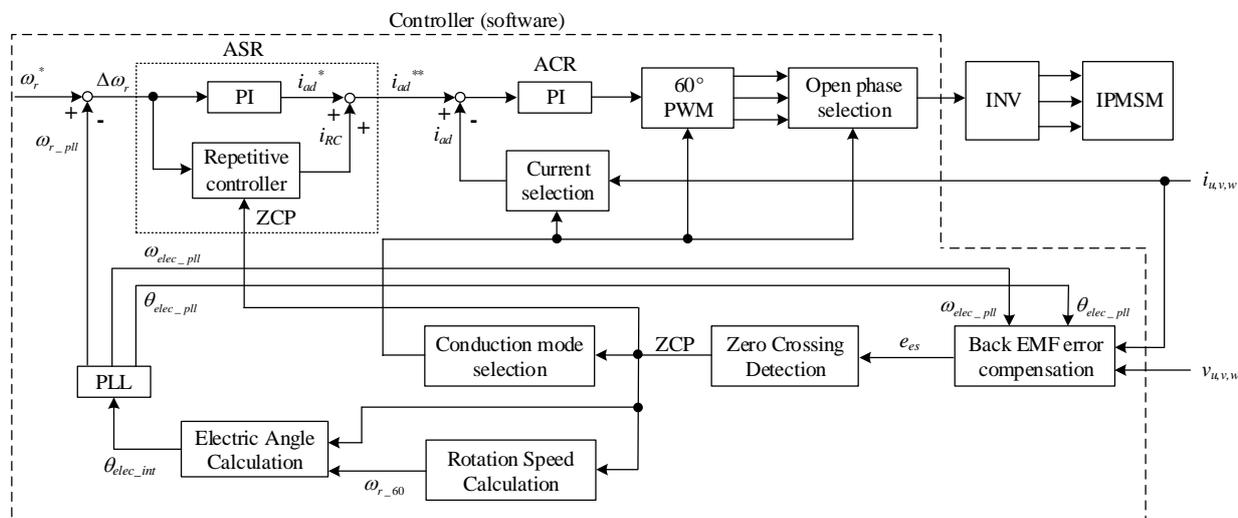


Fig. 3. Motor control configuration for compressor drive.

圧値の誤差補償を行い、誤差補償後の誘起電圧に基づいて検出する。なお、図3では起動からセンサレス制御への移行のプロセスは割愛している。本論文では、同期引き込みによって0.125p.u.まで加速した後、誘起電圧のZCPを検出することでセンサレス制御に移行している。

### 3. 誘起電圧誤差の補償方法

文献(6)より、IPMSMを用いて120度通電駆動を行った場合、電気角に応じてインダクタンスが変動するため、開放相の電圧に誘起電圧の他に誤差電圧が重畳することが明らかになっている。この誤差電圧は位置検出誤差および推定速度誤差を引き起こす要因となる。本章では最初に、120度通電駆動による位置の検出方法について説明する。次に、位置検出誤差の発生原因について説明する。次に、位置検出誤差の補償方法について説明する。最後にPLLによる速度推定法について説明する。

#### 〈3・1〉 120度通電駆動における位置検出方法

図5に120度通電駆動における電気角と各相の誘起電圧の関係図を示す。120度通電駆動では、各通電モードにおける開放相の誘起電圧を検出し、ZCPを検出することで通電モードを切り替える。このとき、各相の誘起電圧 $e_u, e_v, e_w$ と電気角 $\theta_{elec}$ の関係式は(1)式で表される。

$$e_u = E \sin(\theta_{elec}), e_v = E \sin\left(\theta_{elec} - \frac{2}{3}\pi\right), e_w = E \sin\left(\theta_{elec} + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (1)$$

ここで、 $E$ は誘起電圧の振幅であり、モータ速度および鎖交磁束数によって決定される。(1)式より各相の誘起電圧の位相は120度の位相差が有るため、各相の誘起電圧のゼロクロス前の極性情報とZCP信号より、60度毎に電気角を取得することができる。

#### 〈3・2〉 誘起電圧誤差の発生原因

本論文における120度通電駆動では、図4のように仮想中性点と開放相の電位差 $v_{open}$ を検出することで誘起電圧を検出する。図6に通電モード6における $v_{open}$ とU相の誘起電圧 $e_u$ の関係図を示す。図6より $v_{open}$ と $e_u$ は一致しておらず、 $v_{open}$ は $e_u$ に誤差電圧 $e_{error}$ が重畳された値になっていることが分かる。この誤差電圧 $e_{error}$ により、 $v_{open}$ と $e_u$ のZCPのタイミングにズレが生じるため、位置検出誤差が発生する。本論文では120度PWM駆動において、仮想中性点から誘起電圧を検出した場合の誤差電圧 $e_{error}$ を導出する。

通電モード6において、GND-U相（開放相）端子間の電位差 $v_{open\_GND}$ を(1)式、GND-仮想中性点間の電位差 $v_{n\_GND}$ を(3)式に示す。

$$v_{open\_GND} = e_u + V_s^{open} + \frac{V_{DC}}{2} - \frac{e_v + e_w + V_s^\theta}{2} \quad (2)$$

$$v_{n\_GND} = \frac{V_{DC} + v_{open\_GND}}{3} \quad (3)$$

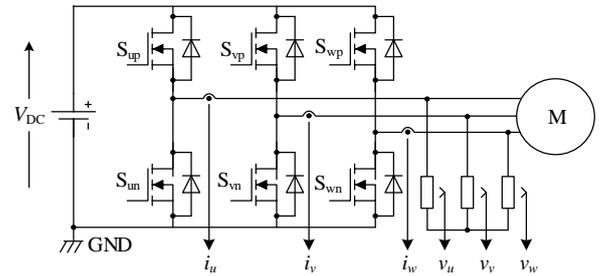


Fig. 4. Circuit Configuration of Three-Phase Inverter.

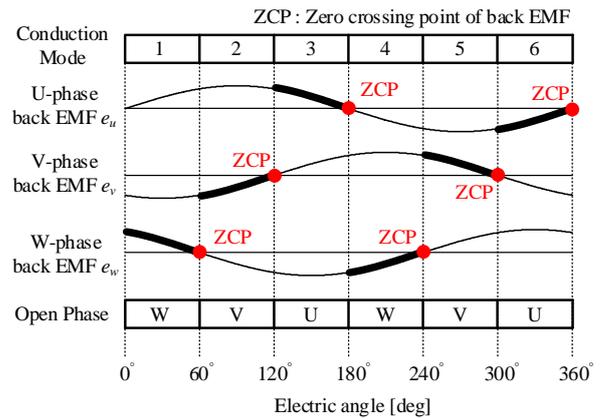


Fig. 5. Conceptual diagram of back EMF in 120° conduction drive.

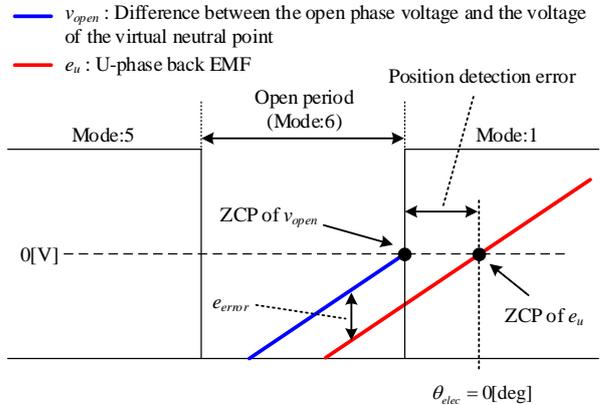


Fig. 6. Conceptual diagram of back EMF error

ここで、 $V_s^{open}$ ：開放相誘起電圧の付加電圧成分、 $V_s^\theta$ ：電気角に応じて変動する開放相端子電圧の付加電圧成分である。ここで、 $V_s^{open}$ は(4)式で示され、 $V_s^\theta$ は(5)式で示される。

$$V_s^{open} = p(L_{uv} \cdot i_v + L_{uw} \cdot i_w) \quad (4)$$

$$V_s^\theta = p(L_v \cdot i_v + L_w \cdot i_w) \quad (5)$$

ここで、 $L_{uv}$ ：U-V相間の相互インダクタンス、 $L_{uw}$ ：U-W相間の相互インダクタンス、 $L_v$ ：V相の自己インダクタンス、 $L_w$ ：W相の自己インダクタンスである。よって、(2)式~(5)式より $v_{open}$ は(6)式で示され、 $e_{error}$ は(7)式で示される。

$$v_{open} = v_{open\_GND} - v_{n\_GND} = e_u + e_{error} \quad (6)$$

$$e_{error} = \frac{\sqrt{3}}{3}(L_q - L_d)\{2i\omega_{elec} \cos(2\theta_{EMF}) + p \cdot \sin(2\theta_{EMF})\} \dots\dots(7)$$

ここで、 $L_d$ :  $d$  軸インダクタンス、 $L_q$ :  $q$  軸インダクタンス、 $\omega_{elec}$ : 電気角速度、 $\theta_{EMF}$ : 開放相の誘起電圧の位相、 $p$ : 微分演算子、 $i$  は通電している二相間に流れる電流であり、通電モード 6 の場合は W 相から V 相に流れる電流値である。(7) 式より、 $e_{error}$  は速度、電流、角度によって変化する。特に本論文では、モータを定速で評価するため、 $e_{error}$  は電流値の変化が大きな変動要因となる。

〈3・3〉 誘起電圧誤差の低減方法

開放相の電圧  $v_{open}$  から誘起電圧を取り出すためには、 $v_{open}$  から(7)式より計算した誤差電圧  $e_{error}$  を引けばよい。本論文では PLL によって推定した電気角速度と電気角により推定誤差電圧  $e_{error\_es}$  を計算する。推定誤差電圧  $e_{error\_es}$  の計算式を(8)式、 $v_{open}$  から電圧誤差を補正した電圧  $e_{es}$  の計算式(9)式に示す。

$$e_{error\_es} = \frac{\sqrt{3}}{3}(L_q - L_d)\{2i_{ad}\omega_{elec\_pll} \cos(2\theta_{e\_pll}) + f_{sw}\Delta i_{ad} \sin(2\theta_{e\_pll})\} \dots\dots(8)$$

$$e_{es} = v_{open} - e_{error\_es} \dots\dots(9)$$

ここで、 $\omega_{elec\_pll}$ : PLL により推定した電気角速度、 $\theta_{e\_pll}$ : PLL により推定した開放相の誘起電圧の位相、 $\Delta i_{ad}$ : スイッチング周期での  $i_{ad}$  の変化量、 $f_{sw}$ : スイッチング周波数である。本論文では(8)式および(9)式を用いることで、誤差電圧  $e_{error}$  の低減を行う。

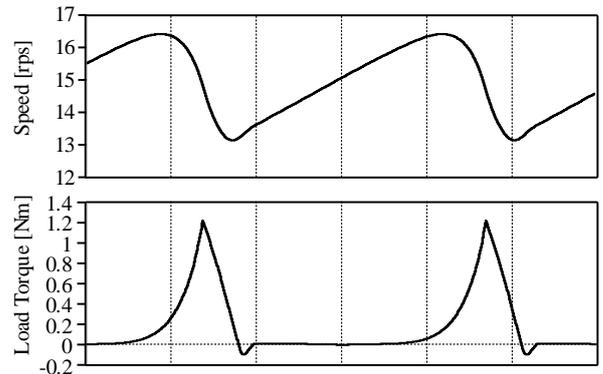
〈3・4〉 PLL による速度推定

コンプレッサでは機械角周期で変動する負荷トルクが発生しているため、モータ速度には機械角周波数の整数倍の周波数成分の速度リップルが発生する。図 7 に、図 1 の負荷トルク条件において一定の電流指令値でモータを駆動した際のモータ速度波形及び、モータ速度の周波数解析結果を示す。周波数解析結果より、機械角周波数の 4 次成分までの周波数成分がリップル成分として支配的であることが分かる。よって、本論文ではモータ速度における機械角周波数成分の 4 次成分までを抽出するため、共振器を PLL に適用する。

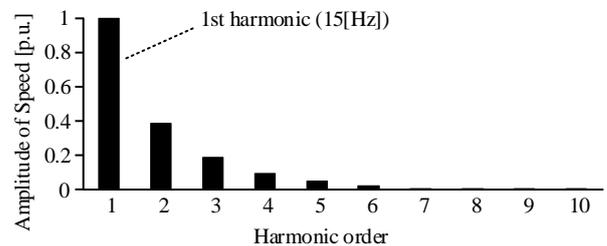
図 8 に本論文で適用する PLL の制御ブロック図を示す。PLL 構成は PI 補償器と共振器を並列に組み合わせられた構成となっている。共振器の共振周波数はモータの駆動周波数の 1~4 倍の周波数としている。また、PLL の入力電気角  $\theta_{elec\_int}$  は ZCP 間の平均速度  $\omega_{r\_60}$  を用いて線形補間を行い計算した角度となっている。

4. 繰返し制御を用いた振動抑制

本論文では、モータの回転に同期した周期的な負荷トルク



(a). Waveforms of the motor speed and load torque.



(b). Harmonic analysis results of the motor speed.

Fig. 7. Motor speed waveform and harmonic analysis results when the motor is driven with constant current command.

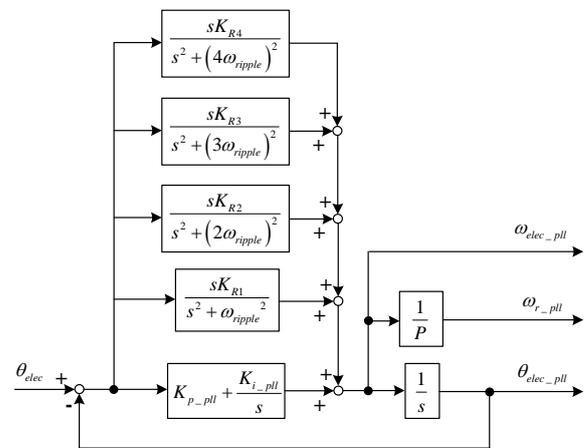


Fig. 8. Control block diagram of PLL.

ク脈動による速度リップルを抑制するため、繰返し制御を利用する。図 9 に繰返し制御を用いた速度制御系のブロック線図を示す。本論文では、平均速度制御を行う PI 補償器に速度リップル抑制を行う繰返し制御を並列に設ける形で速度制御系を構成した。繰返し制御の周期  $T$  は機械角周期に設定する。図 9 より、繰返し制御には速度指令と PLL によって推定されたモータ速度の偏差が入力され、機械角周波数の整数倍の速度偏差をゼロにするような補償電流指令  $i_{rc}$  を発生させる。補償電流指令  $i_{rc}$  を PI 補償器により出力された電流指令  $i_{ad}^*$  に加算することで、最終的な電流指令  $i_{ad}^{**}$  を得る。そして、 $i_{ad}^{**}$  の電流制御を行うことによって、平均速度制御と速度リップル抑制を同時に達成する。な

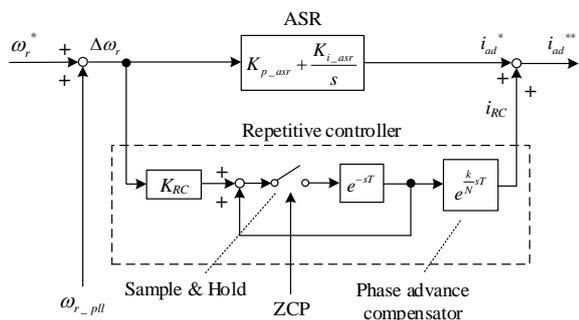


Fig. 9 Control block diagram of speed control system.

Table 1. Simulation conditions.

Parameter	Symbol	Value
Rating rotation speed	$\omega_n$	80 rps
Rating torque	$T_n$	0.237 N·m
Number of pole pairs	$P$	3
Winding resistance	$R$	6.2 $\Omega$
d-axis inductance	$L_d$	76.3 mH
q-axis inductance	$L_q$	136 mH
Field flux linkage	$\Psi_m$	0.14 Wb
Inertia moment	$J$	0.00037 kgm <sup>2</sup>
DC-link voltage	$V_{dc}$	280 V
Switching frequency	$f_{sw}$	16 kHz
Speed command value	$\omega_r^*$	15 rps

お、繰り返し制御系の比例補償器の定数  $K_{RC}$  は速度リップルの減衰特性を決定する。時間進み補償器の定数  $k$  は繰り返し制御器の位相特性を調整することによって、システムを安定化させる。

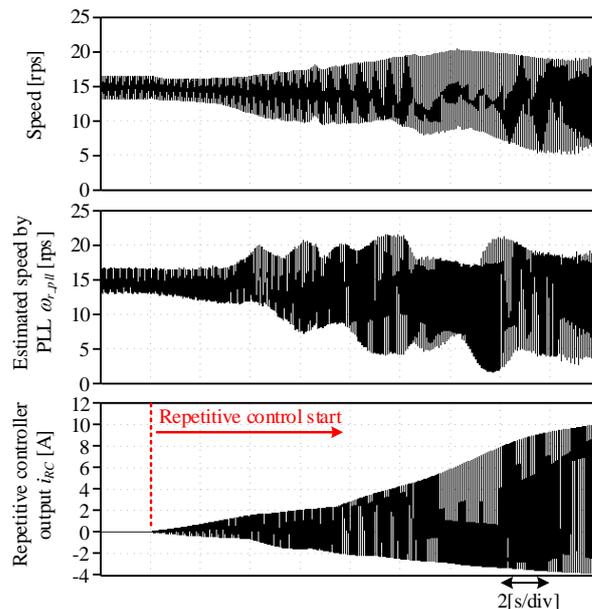
本報告では、繰り返し制御は ZCP の取得と同期した周波数で動作させる。そのため、繰り返し制御に必要なメモリ数  $N$  は 18 となる。

## 5. シミュレーション結果

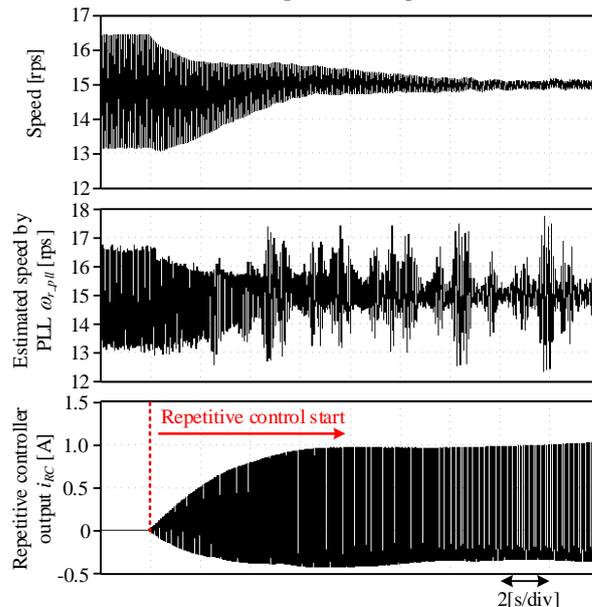
表 1 にシミュレーションに使用するモータのパラメータおよびシミュレーション条件を示す。本論文では、モータの速度リップルは 0.19p.u. の低速運転時において評価する。

図 11 に繰り返し制御適用時のモータ速度、PLL 推定速度  $\omega_{r\_pll}$ 、繰り返し制御の出力電流指令  $i_{rc}$  の波形図を示す。なお、図 11(a) は提案する誘起電圧の誤差補償が未適用の場合、図 11(b) は適用した場合である。図 11(a) より、電流指令の増加に伴い誘起電圧誤差の影響が大きくなるため、正確に速度を推定できていない。このため、繰り返し制御を適用しても速度偏差がゼロにならずに  $i_{rc}$  が発散し、最終的に脱調している。対して、図 11(b) では誤差補償を適用しているため、繰り返し制御により電流指令が増えた場合でも、推定速度は概ねモータ速度を模擬できていることが分かる。このため、速度偏差がゼロになるように  $i_{rc}$  が収束し、速度リップルを大幅に低減できている。

図 12 に、図 11 における脱調直前および定常時の拡大波



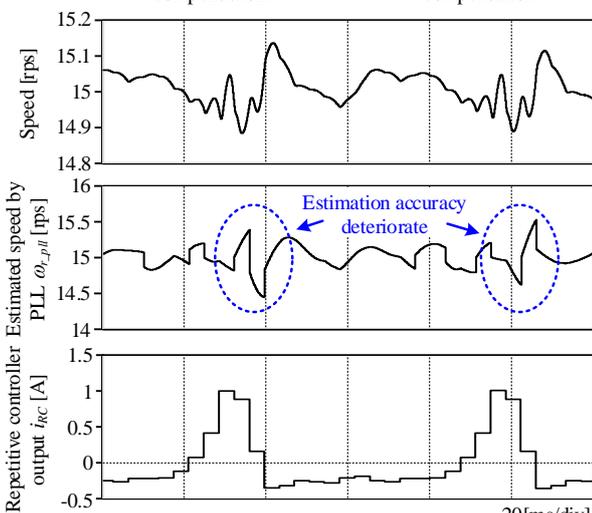
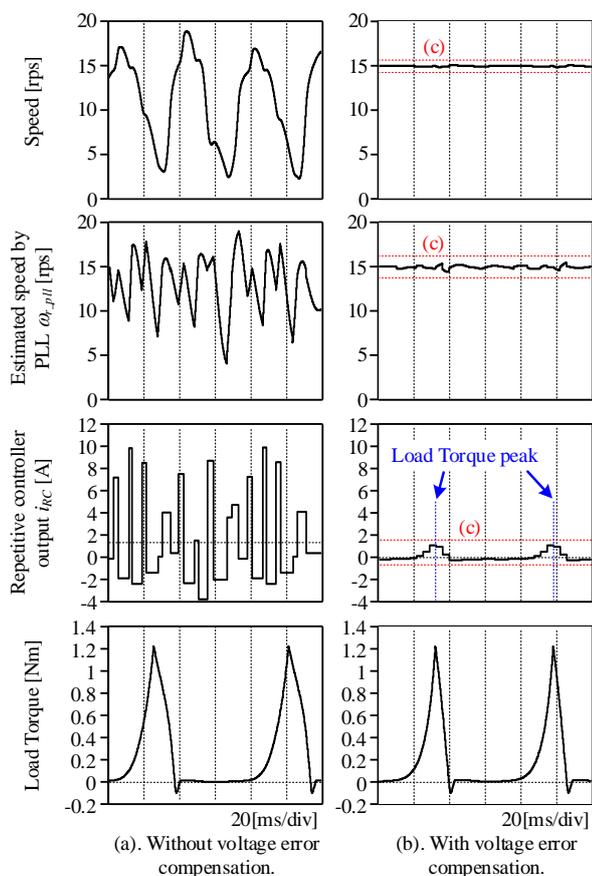
(a). Without voltage error compensation



(b). With voltage error compensation.

Fig. 11. Waveform of motor speed, estimated speed, and repetitive control output current with and without voltage error compensation.

形を示す。図 12(a) は図 11(a) における脱調直前の波形であり、図 12(b) は図 11(b) における定常時の波形、図 12(c) は図 12(b) の拡大図である。図 12(a) より、誤差補償未適用時は推定速度とモータ速度の誤差が大きく、 $i_{rc}$  により速度リップルを抑制できていない。対して、図 12(b) では、誤差補償を適用した場合は推定速度と実速度の誤差は小さく、 $i_{rc}$  も負荷トルク脈動に同期して増減しており、速度リップルを抑制できている。しかし、図 12(c) より、 $i_{rc}$  が増加時に速度の推定精度が悪化している。これは、 $i_{rc}$  の増加時は電圧誤差を補償しきれずに ZCP の位置検出誤差が大きくなるからであ



(c). Enlarged view of waveform with voltage error compensation.  
Fig. 12. Waveforms of motor speed, estimated speed, and repetitive control output in steady-state or stepping-out condition.

る。しかし、誤差補償適用時は誤差補償を適用しない場合よりは位置検出誤差を低減できるため、 $i_{rc}$ が発散せずに制御できていると考えられる。

図 13 に誤差補償適用時において繰り返し制御の適用前後のモータ速度の高調波解析結果を示す。図 13 より、繰り返し制御を適用することで、速度リップルの主成分である 1 次

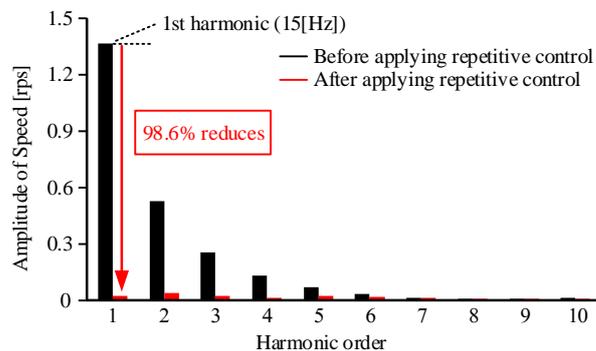


Fig. 13. Harmonic analysis results of Motor speed.

(15Hz)の周波数成分を 98.6%抑制した。また、2 次以上の周波数成分も大幅に抑制できている。

## 6. まとめ

本論文では、センサレス 120 度通電駆動において、IPMSM 使用時の誘起電圧誤差の低減方法を提案した。その結果、速度推定精度が向上し、繰り返し制御の適用時に負荷トルク脈動による速度リップルを低減できることを示した。シミュレーションの結果、0.19p.u.時の低速時において速度リップルの主成分である 1 次成分を 98.6%抑制した。

今後は、実際のコンプレッサを用いた実験によって提案手法の効果を確認する予定である。その後、モータパラメータ変動時のロバスト性の評価を行う予定である。

## 文 献

- (1) Toshihiko Noguchi, "Trends of permanent-magnet synchronous machine drives," IEEJ Transaction on electrical and electronic engineering, Vol.2, No.2, pp.125-142 (2007)
- (2) 服部知美:「動作点変動に対応した学習制御による PMSM の振動抑制制御法」, 電学論 D, Vol. 137, No 1, pp. 10-16(2017)
- (3) 能登原保夫, 李東昇, 岩路喜尚, 田村正博, 月井浩二:「ロータリ圧縮機向け振動抑制制御の検討」, 電学論 D, Vol.140, No.11, pp.841-847(2020)
- (4) 近江雄介, 熊谷崇宏, 渡辺大貴, 伊東淳一:「コンプレッサ駆動用モータのセンサレス 120°通電駆動における瞬時電流制御による振動低減法」, モータドライブ/家電・民生 合同研究会, No. MD-23-061,HCA-23-005, pp.23-28(2023)
- (5) C. Baratieri and P. Humberto, "Speed Control for BLDCM Driver Using Repetitive Control," 2011 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp. 176-181 (2011)
- (6) D. Lee and W. Lee, "Analysis of Relationship Between Abnormal Current and Position Detection Error in Sensorless Controller for Interior Permanent-Magnet Brushless DC Motors," IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol. 44, No. 8, pp.2074-2081(2008)
- (7) 野口俊介, 鈴木憲吏, 百目鬼 英雄:「方形波ブラシレス DC モータの通電角による効率比較」, 日本 AEM 学会誌, Vol.23, No.2, pp.276-281(2015)