

センサレス 120°通電駆動における外乱オブザーバを用いた振動抑制

近江 雄介* 安田 匠 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Vibration Suppression using Disturbance Observer in Sensorless 120-degree Conduction Drive
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 the vibration. The proposed method suppresses the vibration by the disturbance observer. In the sensorless 120-degree conduction drive, the estimated speed is obtained every 60 degrees of the electrical angle. The disturbance observer generates current commands to suppress the vibration based on change in the estimated speed every 60 degrees in the electrical angle. Furthermore, focusing on periodic load fluctuations, the phase of the current command is adjusted and output to suppress vibration. The experimental results show that the proposed method reduces the fundamental frequency component of the vibration by 51.4% at a low speed of 0.19p.u.

キーワード: コンプレッサ, 120°通電方式, 外乱オブザーバ, 埋込磁石同期モータ
(compressor, 120-degree conduction drive, disturbance observer, IPMSM)

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⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。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⁽⁵⁾。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⁽⁶⁾。しかし、文献(5)や(6)に示されたようなセンサレスベクトル制御を用いた手法ではモータパラメータが変動した場合に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°通電駆動を用いたコンプレッサの振動抑制手法を提案した⁽⁷⁾。120°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⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾。文献(7)では、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している。しかし、本手法

は速度制御に加えてPLLが必要になる。そのため、制御設計が複雑になる上、120°通電駆動の利点である制御の簡便性が失われる。

本論文では、120°通電にて駆動するIPMドライブシステムにおいて、外乱オブザーバを用いた振動抑制法を提案する。120°通電駆動では誘起電圧のゼロクロス点の間隔から速度を推定するため、推定した速度は実速度に対して遅れが存在する。提案手法では、外乱オブザーバを用いた制御系にスミス法を適用することで、外乱オブザーバの特性方程式からむだ時間要素を排除し、むだ時間による安定性の低下を防止する。また、外乱オブザーバを用いることにより、速度制御系を簡単化できる。実験において、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51.4%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3工程を周期的に繰り返すことで温度調節を行う⁽¹¹⁾。このため、図1のように機械角1周期に等しい周期の負荷トルク脈動が発生する。なお、図1において、機械角のゼロ度をコンプレッサが排出から吸引工程に切り替わる点(上死点)の角度と定義する。図1より、機械角が180°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。

〈2・2〉 センサレス 120°通電駆動 図 2 にセンサレス 120°通電駆動を行った場合の PWM 波形および制御される電流 i_{ad} 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°毎に電気角を推定できる。また、検出した ZCP の時間間隔からモータ速度を推定する。推定した電気角に基づいて、電気角 60°毎に対応した 2 相に電圧を印加する。また、各相の励磁区間は PWM 駆動 (120°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°通電駆動において制御する電流 i_{ad} は、2 相間に流す電流の平均値とする。

120°通電駆動では、電気角 60°毎に通電相を切り替える。通電相の切替区間 (転流期間) では、ある相を励磁されている状態から開放に切り替えるため、相電流がゼロに減少する。このとき、電流がゼロに達する前に ZCP が発生した場合、正確な速度推定できなくなるため、脱調を引き起こす可能性がある。そこで本論文では、30°の進角制御を適用し、120°通電駆動を行う⁽¹²⁾。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、転流期間が長くなっても 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 補償器と外乱オブザーバによって構成され、ZCP の間隔から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、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

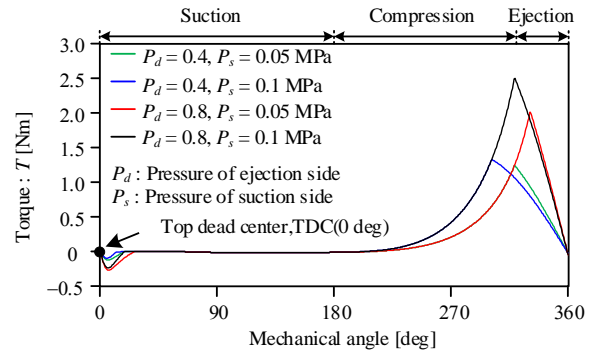


Fig. 1. Load torque characteristics.

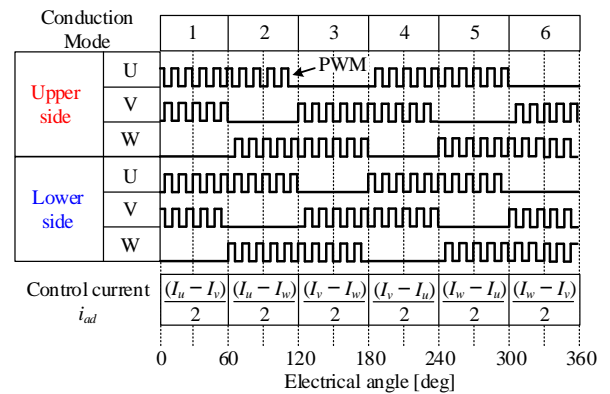


Fig. 2. PWM waveforms and definition of current i_{ad} of 120-degree conduction mode.

でセンサレス制御に移行している。

〈2・4〉 誘起電圧誤差の補償方法 文献(13)より、IPMSM を用いて 120°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、開放相の検出電圧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。

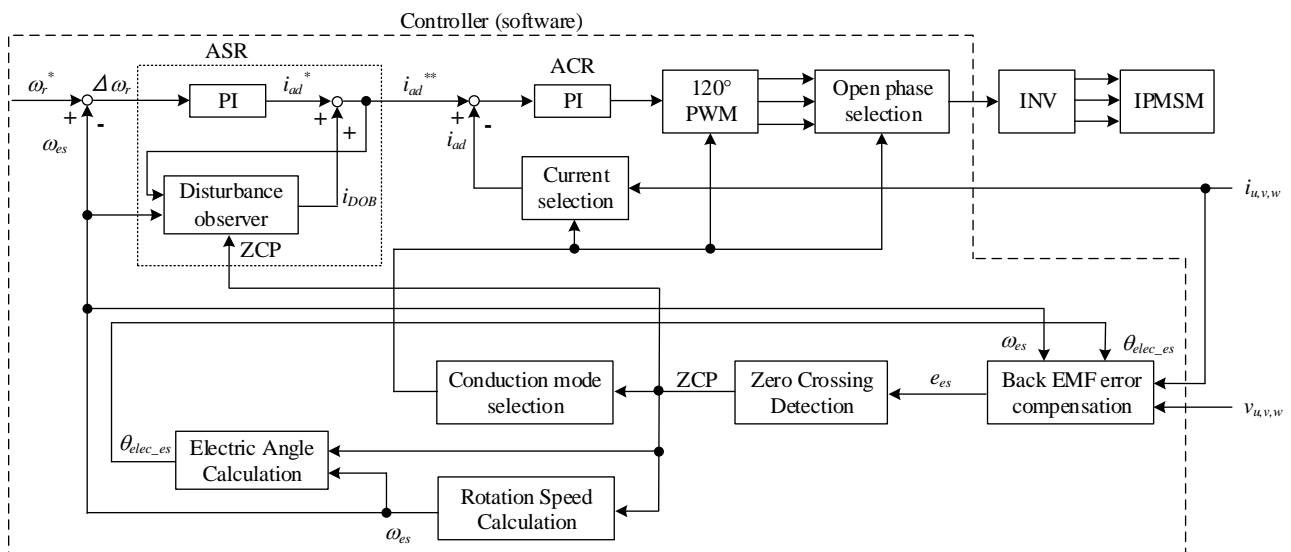


Fig. 3. Motor control configuration for compressor drive.

図 5 に 120°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°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 θ_{elec} の関係式は(1)式で表される。

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

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°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°毎に電気角を取得できる。

本論文における 120°通電駆動では、図 4 のように仮想中性点と各相の電位差 v_u, v_v, v_w を検出することで誘起電圧を検出する。IPMSM の場合、インダクタンスが電気角に応じて変動するため、仮想中性点の電圧がモータの中性点電圧と異なる値となる。この誤差電圧により、検出電圧 v_u, v_v, v_w と誘起電圧のゼロクロス点にずれが生じるため、位置検出誤差が発生する。文献(7)より、120°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} は(2)式で示される。

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

ここで、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 ω_{elec} は電気角速度、 θ_{EMF} は開放相の誘起電圧の位相、 p は微分演算子、 i は通電している 2 相間に流れる電流である。(2)式より、 e_{error} は速度、電流、角度に依存して変化する。特に本論文では、低速時のモータ振動を評価するため、 e_{error} は主に電流の時間変化に依存する。

検出電圧 v_u, v_v, v_w から誘起電圧 e_u, e_v, e_w を取り出すためには、検出電圧から(2)式より計算した誤差電圧 e_{error} を引けばよい。本論文では ZCP の間隔から推定した電気角速度および線形補間によって推定した電気角を(2)式に代入することで、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(3)式、開放相の電圧 v_{open} から電圧誤差を補正した電圧 e_{es} の計算式を(4)式に示す。

$$e_{error_es} = \frac{\sqrt{3}}{3}(L_q - L_d) \{ 2i_{ad}\omega_{elec_es} \cos(2\theta_{EMF_es}) + f_{sw}\Delta i_{ad} \sin(2\theta_{EMF_es}) \} \dots (3)$$

$$e_{es} = v_{open} - e_{error_es} \dots (4)$$

ここで、 ω_{elec_es} は推定した電気角速度、 θ_{EMF_es} は推定した開放相の誘起電圧の位相、 Δi_{ad} はスイッチング周期での i_{ad} の変化量、 f_{sw} はスイッチング周波数である。本論文では(3)式および(4)式を用いることで、誤差電圧 e_{error} の低減を行う。

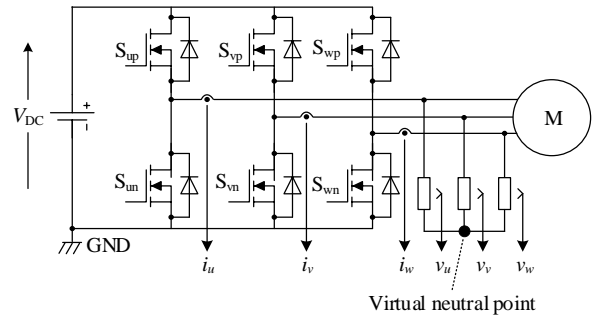


Fig. 4. Circuit configuration of three-phase inverter.

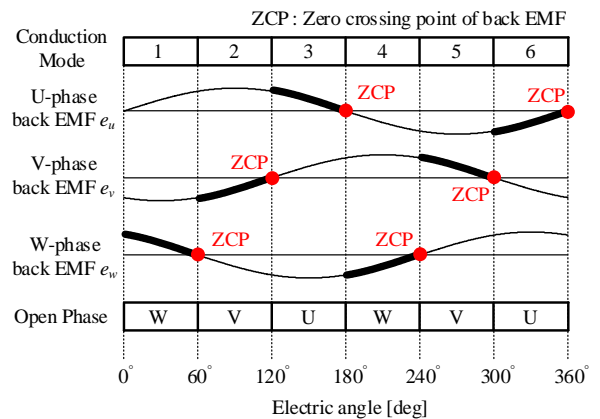


Fig. 5. Conceptual diagram of back EMF in 120° conduction drive.

3. 提案外乱オブザーバによる振動抑制

図 6 に速度制御系の詳細なブロック図を示す。本論文では、外乱オブザーバを用いた振動抑制法を提案する。120°通電駆動では、速度の検出が電気角 60°毎に行われる。そのため、検出された速度に大きな遅れ要素が含まれる。提案制御では、低速の速度検出を用いて外乱を補償できる。また、負荷の周期性に着目し、電流指令の位相を補償することで、負荷と電流指令の位相を一致させて振動を抑制する。

〈3・1〉 むだ時間を補償した外乱オブザーバ 図 7(a) に、外乱オブザーバを用いた基本的な制御システムを示す。図 7(a)において $i_{ad}^*, F, L, J, \omega$ はそれぞれ、速度制御器の PI 出力、外乱、むだ時間、モータのイナーシャおよびモータ速度であり、 Q はローパスフィルタ (LPF) の伝達関数を表す。120°通電駆動では ZCP の間隔から電気角 60°間の平均速度を推定する。このため、推定速度 ω_{es} は実速度 ω に対して、電気角 60°分だけむだ時間 L が発生する。ここで、図 7(a)の特性方程式は(5)式で示される。

$$\omega = \frac{K i_{ad}^* + F(Q-1)}{sJ(Qe^{-sL} + 1 - Q)} \dots (5)$$

(5)式より、特性方程式にむだ時間要素が含まれるため、制御系の安定性および外乱抑圧特性が悪化することがわかる。

図 7(b)に、本論文で提案するスミス法による補償器を適用

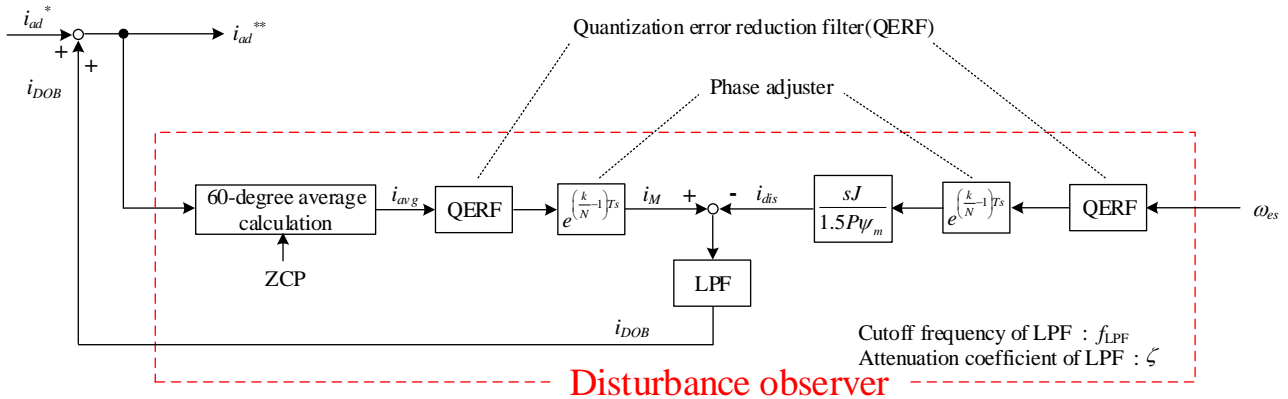


Fig. 6. Control block diagram of proposed disturbance observer.

した外乱オブザーバの制御ブロック図を示す。スミス法はむだ時間補償法の一つであり、スミス法から導出した補償器 R を外乱オブザーバの制御入力 u に挿入する⁽¹⁴⁾⁻⁽¹⁵⁾。ここで、補償器 R は速度フィードバックに含まれるむだ時間と同じ値であり、(6)式にて表すことができる。

$$R = e^{-Ls} \dots \dots \dots (6)$$

補償器 R の適用により、図 7(b)の特性方程式は(7)式で示される。

$$\omega = \frac{Ki_{ad}^* + F(QR - 1)}{sJ} \dots \dots \dots (7)$$

(7)式より、補償器 R の挿入によって、特性方程式にむだ時間要素が含まれないことがわかる。これにより、スミス法を適用することで、制御対象のむだ時間経過後の出力をフィードバックすることで、むだ時間の影響を特性方程式から取り除くことができ、安定性および外乱抑圧特性を改善することができる。

なお、実装時は図 6 に示すように、補償器 R は推定速度検出と同じむだ時間を設定するために、ZCP 検出毎に電気角 60°間の電流指令の平均値 i_{avg} を出力することで実現する。

また、120°通電駆動では $i_d=0$ 制御のベクトル制御と異なり、連続的に負荷角が変化する。しかし、本論文では負荷角を 90°として簡略化し、トルク係数を用いて外乱オブザーバを構成した。

〈3・2〉 補償電流指令の位相補正 120°通電制御では、電気角 60°毎の低速で速度推定するため、無視できない大きさの遅れ時間が存在する。むだ時間を有した推定速度から、外乱オブザーバを用いて補償電流指令 i_{DOB} を生成した場合、補償電流指令は負荷トルクに対して位相が遅れるため、十分な振動抑制効果が得られない。そこで本論文では、コンプレッサの負荷トルクが機械角周期 T で変動する特性に着目し、補償電流指令の位相を補正する。図 6 における位相調整器では、定数 k を調整することによって、検出に伴う遅れを補償する。これにより、負荷トルクと補償電流指令の位相が

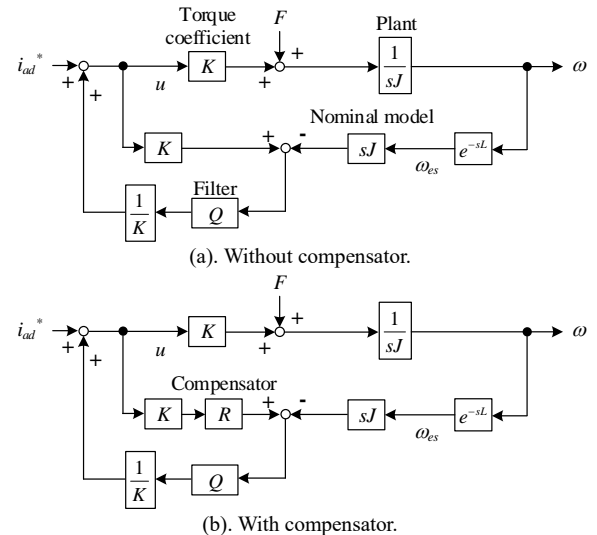


Fig.7. Control system using disturbance observer with Smith's compensator.

一致する為、振動を抑制することが可能になる。なお、本論文では、メモリへの値の格納は ZCP の取得と同期した周波数で動作させる。このため、位相進み補償器に必要なメモリ数 N は極対数の 6 倍となる。

〈3・3〉 量子化誤差低減フィルタを用いた速度分解能の改善 120°通電駆動において、推定速度は ZCP 間の時間をコントローラによってカウントすることで得られる。ここで、推定速度 ω_{es} は(8)式で示される。

$$\omega_{es} = \frac{2\pi}{18T_{sw}n_{60deg}} \dots \dots \dots (8)$$

ただし、 T_{sw} はコントローラの制御周期、 n_{60deg} は ZCP 間のカウント数である。(8)式より、推定速度の誤差範囲は(9)式に示される。

$$\frac{2\pi}{18T_{sw} \cdot \left\lfloor \frac{2\pi}{18\omega T_{sw}} \right\rfloor} \leq \omega_{es} \leq \frac{2\pi}{18T_{sw} \left(\left\lfloor \frac{2\pi}{18\omega T_{sw}} \right\rfloor + 1 \right)} \dots \dots \dots (9)$$

ここで、 ω はモータの角速度であり、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は床関数を表す。

図 8 に、(9)式より求めた速度と最大速度誤差の関係図を示す。図 8 および(9)式より、コントローラの制御周期に対してモータの回転速度が高い場合は、推定速度の分解能が低下する。補償電流指令は推定速度を入力として生成する為、推定速度分解能の低下により補償電流指令に大きな誤差が発生する。本論文では推定速度分解能に起因する誤差を防止するため、推定速度 ω_{es} に対してフィルタを適用する。

図 9 に量子化誤差低減用のフィルタの制御ブロック図を示す。本論文では、負荷の周期性を利用する。1 機械角周期前の補償電流指令に現在の周期の補償電流指令を加えることによって、量子化誤差の影響を低減できる。したがって、量子化誤差低減フィルタにおける遅れ時間 T は機械角周期に等しく設定する。また、フィルタの係数 a を 0.95 に設定する。

また、図 6 の制御システムでは、トルクを推定するため、推定速度に対して微分処理を行う。しかし、推定速度は 60° 毎のステップ値であるため、微分によってトルク推定値がインパルス状に大きく変化する。

そこで本論文では、外乱オブザーバの出力に 2 次のローパスフィルタ (LPF) を適用することで、トルク推定値のインパルス状の変化による影響を抑制する。トルク推定値のインパルス状の変化は ZCP の取得と同期した周波数で発生するため、インパルス状の変化による影響を抑制するには検出周波数よりも十分に低い値のカットオフ周波数で LPF を設計する必要がある。本論文では LPF のカットオフ周波数を検出周波数の 1/3 以下の周波数になるように設計する。なお、本論文では 2 次の LPF を採用することで、カットオフ周波数以上に対しての減衰率を増加させ、インパルス状の変化による影響をさらに抑制している。また、LPF の適用により実速度に対しての遅れが大きくなるため、LPF による遅れ分も考慮して位相調整器の定数 k を調整する。

〈3・4〉 安定解析結果 図 10 に、スミス補償器を適用した場合と未適用の場合の提案制御系の一巡伝達関数の周波数特性を示す。なお、図 10 では電気角 60°分のゼロ次ホールドによる遅れを電気角 60°分のむだ時間遅れとし、モータのトルク係数は負荷角が 90°の場合の値で解析を行った。また、補償器の効果を確認するため、量子化誤差低減フィルタは適用していない。図 10 より、スミス補償器を適用する前はゲイン余裕が 2.41dB であり、適用後は 25.5dB に変化した。以上より、スミス補償器により安定性が改善できていることを確認した。

4. 実験結果

表 1 に実験に使用するコンプレッサ駆動用モータのパラメータおよび実験条件を示す。本論文では、コンプレッサの振動は 0.19p.u. の低速運転時において評価する。また、振動

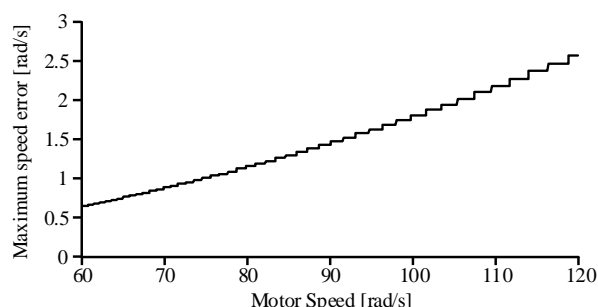


Fig.8. Relationship between actual speed and maximum speed error.

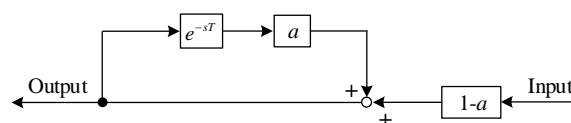


Fig.9. Control block diagram of quantization error reduction filter.

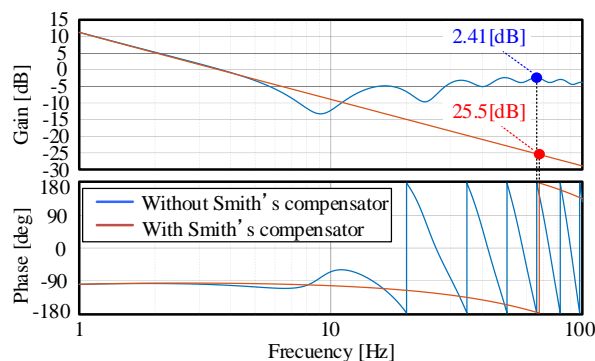


Fig.10. Bode diagram of the proposed control system.

Table1. Experimental conditions.

Parameter	Symbol	Value
Rating rotation speed	ω_n	80 rps
Rating torque	T_n	0.237 N·m
Number of pole pairs	P	3
Winding resistance	R	6.2 Ω
d-axis inductance	L_d	76.3 mH
q-axis inductance	L_q	136 mH
Field flux linkage	Ψ_m	0.14 Wb
Inertia moment	J	0.00037 kgm ²
DC-link voltage	V_{dc}	280 V
Switching frequency	f_{sw}	16 kHz
Speed command value	ω_r^*	15 rps
Cutoff frequency of LPF	f_{LPF}	80 Hz
Attenuation coefficient of LPF	ζ	1.0
Phase advance coefficient	k	2
Coefficient of QERF	a	0.95

は、加速度センサ(小野測器, NP-3120)と、センサアンプ(小野測器, SR-2210, FLAT モード)を用いて測定する。

図 11(a)に外乱オブザーバによる補償前、図 11(b)に補償後の補償電流指令 i_{DOB} 、推定速度 ω_{es} 、コンプレッサの振動波形を示す。図 11(a)は PI 制御のみで速度制御をしているため、速度リップルが抑制できず、大きな振動が発生していることが確認できる。対して、図 11(b)では外乱オブザーバの適

用により、速度リップルを抑制するように、機械角周期で補償電流指令が変化していることが分かる。これにより、速度リップルをほぼゼロに抑制でき、振動も抑制できていることが確認できる。

図 12 に提案法適用前後の振動の高調波解析結果を示す。提案法により、振動の主成分である振動一次成分が 51.4%抑制できている。また、振動 2 次成分においても 43.0%の抑制を確認した。

5. まとめ

本論文では、センサレス 120°通電駆動において、負荷の周期性に着目した外乱オブザーバによる振動低減法を提案した。実際にコンプレッサを用いて実験した結果、0.19p.u. 時の低速時において振動の主成分である 1 次成分を最大 51.4%抑制した。

今後は、提案制御系の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) B. Hu; Z. Huang: "Linear Quadratic Extended State Observer based Load Torque Compensation for PMSM in a Single Rotor Compressor", 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, (2019)
- (3) K. Lee, S. Park and S. Jeong, "A Seamless Transition Control of Sensorless PMSM Compressor Drives for Improving Efficiency Based on a Dual-Mode Operation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 3, pp. 1446-1456, March (2015)
- (4) K. Lee, J. Hong, S. B. Lee and S. Lee, "Quality Assurance Testing for Magnetization Quality Assessment of BLDC Motors Used in Compressors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 6, pp. 2452-2458, Nov.-Dec. (2010)
- (5) 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)
- (6) 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)
- (7) 近江雄介, 安田匠, 伊東淳一 : 「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」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, Vol. , No. SPC-23-192, MD-23-089, pp. (2023)
- (8) K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA21, no. 4, pp. 595-601, May/Jun. (1985)
- (9) J. Shao, D. Nolan, M. Teissier, and D. Swanson, "A novel microcontroller based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 6, pp. 1734-1740, Nov./Dec. (2003)
- (10) T.-H. Kim and M. Ehsani, "Sensorless control of BLDC motors from near-zero to high speeds," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1635-1645, Nov. (2004)
- (11) 塩井太介, 熊谷崇宏, 日下佳佑, 伊東淳一 : 「レシプロ型圧縮機の圧力変化を考慮した負荷トルク特性および機械パラメータの推定手法」, 2021 年電気学会産業応用部門大会, No. 4-4, pp. IV-95 (2021)

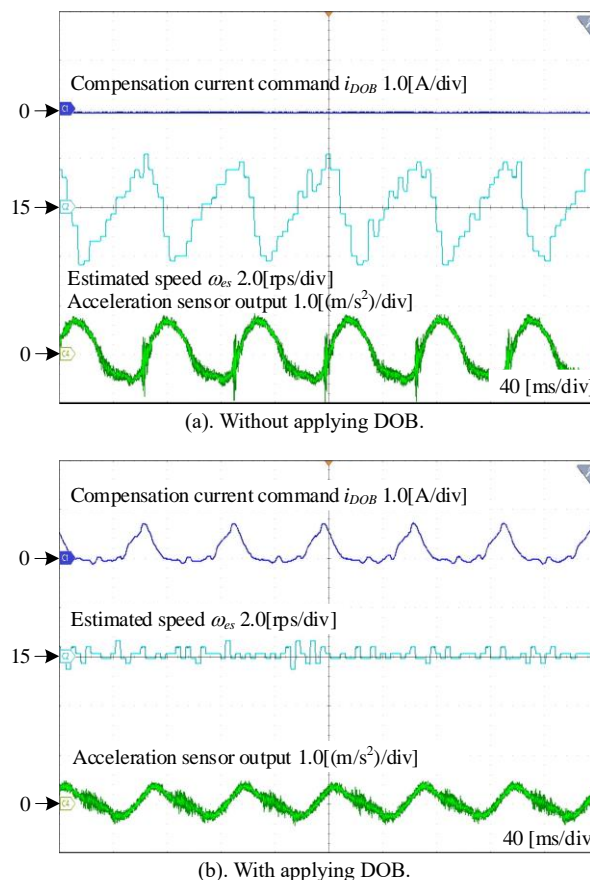


Fig. 11. Waveforms of compensation current command i_{DOB} , estimated speed ω_{es} , and acceleration sensor output with and without disturbance observer.

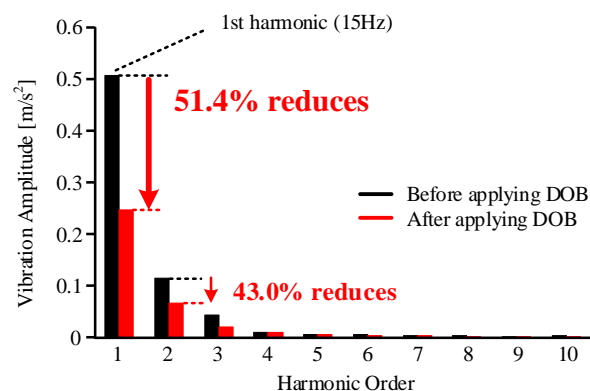


Fig. 12. Harmonic analysis results of vibration.

- (12) 野口俊介, 鈴木憲史, 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)
- (13) 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)
- (14) 則次俊郎, 高岩昌弘 : 「外乱オブザーバを用いた空気圧サーボ系のインピーダンス制御」, 計測自動制御学会論文集, 30-6,677/684 (1994)
- (15) 渡部慶二 : スミス法の外乱補償と安定性について, 計測自動制御学会論文集, 23-7, 727/733 (1987)