

# 電解コンデンサレスデュアルインバータを用いた 周期的負荷トルク変動時の速度リップル低減法

大野 友幹\*, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Reduction to Motor Speed Ripple under Periodical Load Torque Fluctuation Using Electrolytic Capacitor-less Dual Inverter  
Yuuki Ohno\*, Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

空調機用のシングルロータリ圧縮機は構造上、機械角に  
応じて周期的に負荷トルクが変動し、負荷トルクとモータ  
出力トルクの差によって機械振動・騒音の発生が問題とな  
っている。これまで、周期的な負荷トルク変動時の振動抑制  
法として、帯域除去フィルタや S 制御器を用いた手法が提  
案されている<sup>[1],[2]</sup>。一方、近年では、家電・民生機器に用い  
られるモータドライブシステムの長寿命化を実現するため  
に、電解コンデンサレスインバータの研究が行われている<sup>[3]</sup>。単相電解コンデンサレスインバータの直流リンク電圧は、  
大きく脈動するため、圧縮機を負荷とした従来の振動抑制  
法では、電圧飽和の影響を受けて、速度リップル増加や回生に  
よるシステム信頼性低下、モータ速度範囲の縮小を引き起  
こす。そこで本稿では、単相電解コンデンサレスインバータ  
における負荷トルク周期変動時の速度リップル低減を目的に、  
デュアルインバータを用いた負荷電圧補償法を提案し、シ  
ミュレーションにより有効性を確認したので報告する。

## 2. 提案回路構成と制御法

<2・1> 回路構成 図1に、提案する電解コンデンサレ  
スデュアルインバータの回路構成を示す。提案システムは、  
単相ダイオード整流器および2台のインバータ、2個の小  
容量フィルムコンデンサ、負荷は巻線両端を開放したオー  
プンエンド巻線 IPMSM で構成する。提案システムの各イン  
バータは、INV.1 がメインインバータとして動作し、INV.2  
は、INV.1 の電圧飽和によって不足した負荷電圧を補償する  
補償インバータとして動作する。

<2・2> 提案制御法 図2にPI-S速度制御器と負荷電  
圧補償を用いた提案制御ブロック図を示す。内部モデル原  
理よりPI制御器のみでは、変動する負荷トルクにモータ出  
力トルクが追従することはできない。そのため、負荷トルク  
変動の周期が速度指令値と同じであることに着目して、大  
きなゲインを特定の共振周波数でもつS制御器を用いる<sup>[2]</sup>。  
制御ゲインを  $K_s$ 、速度指令値を  $\omega_m^{ref}$  とすると S 制御器の伝  
達関数  $G_s(s)$  は(1)式となる。

$$G_s(s) = \frac{K_s s}{s^2 + (\omega_m^{ref})^2} \dots\dots\dots(1)$$

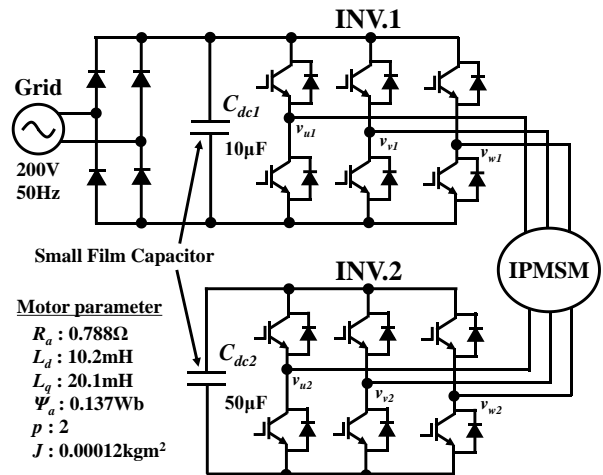


図1 提案システム

Fig. 1 Proposed circuit configuration

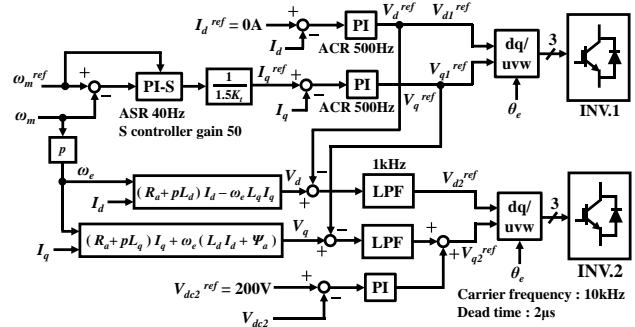


図2 提案制御ブロック

Fig. 2 Proposed control block diagram

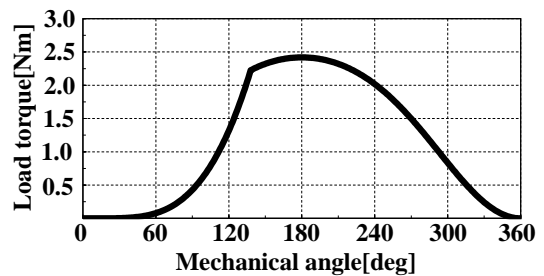


図3 使用した負荷トルク変動パターン  
Fig. 3 Pattern of Load torque fluctuation

しかし、PI-S 制御器のみでは、大きく脈動する直流リンク電圧の影響でインバータが電圧飽和となり、電流制御器 (ACR) 出力が操作量飽和する。そのため、オープンエンド巻線 IPMSM の巻線両端に印加される負荷電圧が、各インバータの出力相電圧差によって決定することを利用し、INV.1 の飽和した電圧を INV.2 で出力することで負荷電圧補償を行う。INV.2 の d, q 軸電圧指令値は、d, q 軸電流および電気角速度、モータパラメータを用いて IPMSM の電圧方程式から推定した負荷電圧を ACR 出力から減算することで得る。d, q 軸電流にはスイッチングリップが含まれるため、LPF を用いて除去する。負荷電圧補償を実現するために、INV.2 の直流部に接続された補償コンデンサの充放電電力を利用し、PI 制御を用いてコンデンサ電圧の平均値を指令値に追従させることで補償コンデンサの充放電を制御する。

### 3. シミュレーション結果

図 3 に本稿で想定する負荷トルク変動パターンを示す。図 4 および図 5 は、d 軸電流 0A 制御、700rpm 時における従来の S 制御器を用いた電解コンデンサレスシングルインバータと提案システムのシミュレーション結果をそれぞれ示す。図 4 の従来システムでは、電圧飽和の影響を受けて、回生電流により直流リンク電圧は大きく上昇、モータ電流に高調波が重畳されるために、モータピーク電流は-10.8A、最大速度リップルは 352rpm であった。図 5 の提案システムでは、負荷電圧補償法を用いることで、直流リンク電圧の上昇が抑制され、モータ電流高調波の低減によりモータピーク電流は-5.7A、最大速度リップルは 65rpm となった。従来と比較して提案システムは、モータピーク電流を約 47%低減、最大速度リップルを約 82%低減した。図 6 に、1200rpm 時における提案システムのシミュレーション結果を示す。速度指令を大きくした条件においても、電圧飽和による直流リンク電圧の上昇なく、最大速度リップルが 87rpm であることを確認した。

### 4. まとめ

本稿では、負荷トルク周期変動時の速度リップルを低減する電解コンデンサレスデュアルインバータとオープンエンド巻線 IPMSM を用いた負荷電圧補償法を提案し、シングルインバータと比較して、提案システムの最大速度リップルは約 82%低減し、提案システムの有効性を確認した。

**謝辞** 本研究は JSPS 科研費 20H02127 の助成を受けたものです。

### 文 献

- (1) 福本・濱根・林, 電学論 D, Vol. 127, No. 7, pp. 715-722 (2007)
- (2) 能登原・李・岩路・田村・月井, 電学論 D, Vol.140, No. 11, pp. 841-847 (2020)
- (3) 横山・大石・芳賀・柴田, 電学論 D, Vol. 129, No. 5, pp. 490-497 (2009)

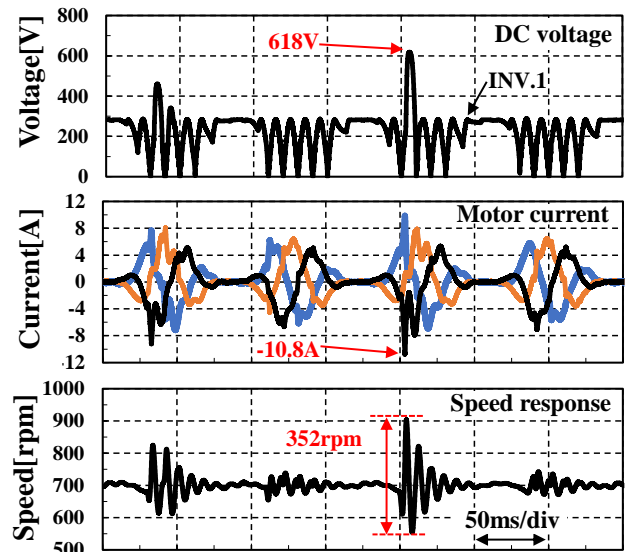


図 4 従来のシングルインバータによる結果  
Fig. 4 Simulation result of conventional single inverter

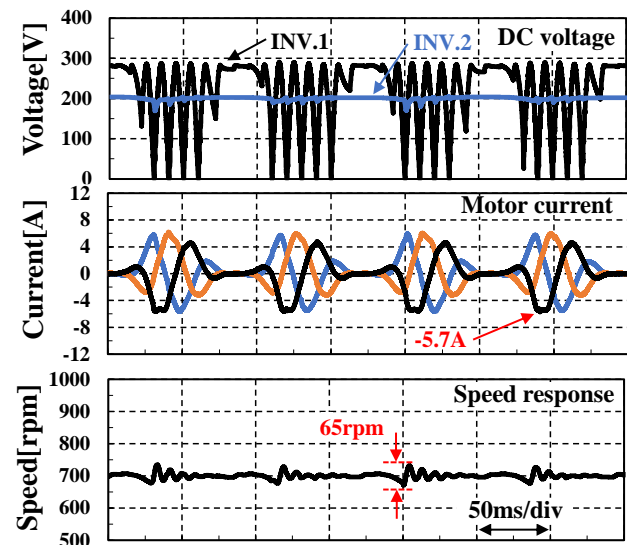


図 5 提案システムの結果 (700rpm)  
Fig. 5 Simulation result of proposed system (700rpm)

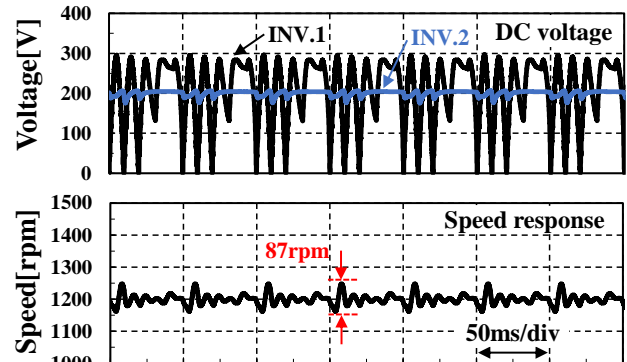


図 6 提案システムの結果 (1200rpm)  
Fig. 6 Simulation result of proposed system (1200rpm)