

フローティングキャパシタ方式デュアルインバータのモータ低速度における電圧波形改善

水越 彰仁*, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Improvement of Output Voltage in Dual-inverter with floating-capacitor driven motor in the Low-speed region
Akihito Mizukoshi, Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

インバータ駆動モータの高調波鉄損低減には、インバータ出力電圧のマルチレベル化等、モータ印加電圧のキャリア高調波低減が有効である⁽¹⁾。電源電圧が固定のシステムでは、インバータ変調率が低くなる低速度領域において、基本波成分に対してスイッチング周波数成分の高調波が増加する。著者らは、異なる直流電圧を持つ二つのインバータを同相でスイッチングさせ、差の電圧をモータ巻線に印加することで相電圧波高値を低減する低速度領域に着目した波形改善手法を検討している⁽²⁾。

本稿では、片側のインバータ直流リンクを固定電圧の直流電源、一方の直流リンクをキャパシタとするフローティングキャパシタ(FC)方式を対象に、差の電圧出力を積極的に用いるモータ低速域の波形改善を提案する。提案法の基本動作をシミュレーションにより検証したので報告する。

2. デュアルインバータの出力電圧波形改善手法

<2・1> デュアルインバータの回路構成

Fig. 1 に、2 レベルインバータを2つ用いるオープン巻線誘導機駆動回路を示す。 $v_{u1} \sim v_{w1}$, $v_{u2} \sim v_{w2}$ はそれぞれのインバータの出力相電圧を示し、 $i_u \sim i_w$ は巻線の相電流を示す。本デュアルインバータ回路では、2つのインバータの直流電圧は絶縁されており、直流電源が接続されたインバータを INV.1、キャパシタが接続されたインバータを INV.2 と表記する。デュアルインバータでは、INV.1 出力電圧 v_{u1} と INV.2 出力電圧 v_{u2} の差がモータ電圧 v_{um} となり、(1)式で表される。

$$v_{um} = v_{u1} - v_{u2} \quad (1)$$

<2・2> 提案する電圧波形改善方法

先行研究により、出力電圧基本波が小さい低速度領域では、2つのインバータで同期した電圧ベクトルを出力することで、電圧高調波を低減できることを確認している⁽²⁾。本稿では、INV.1 と INV.2 の変調率 m_1, m_2 を1固定(変調率 > 1 で過変調と定義)とし、INV.1 と INV.2 の出力電圧位相差 α を変化させて任意の電圧をモータに印加する電圧波形改善手法を提案する。

FC 方式デュアルインバータでは Fig. 2 に示すベクトル図のように、定常状態において INV.2 は無効電力のみ供給す

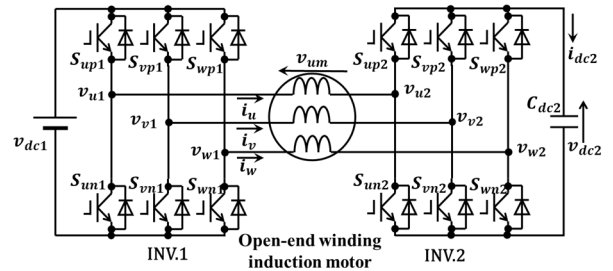


Fig. 1. Dual-inverter circuit for open-end winding motor.

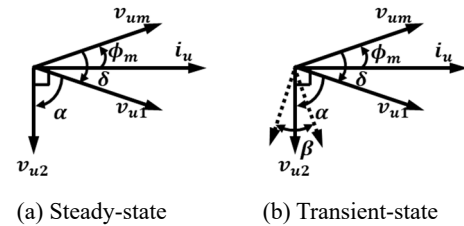


Fig. 2 Vector diagram of the dual-inverter.

るため、モータ電流 i_u に対して INV.2 出力電圧 v_{u2} は $\pi/2$ 位相が遅れる。ここで、 v_{um} はモータ巻線に印加される電圧、 ϕ_m はモータ力率角、 α は INV.1 と INV.2 の出力電圧位相差である。INV.1 及び INV.2 の出力電圧 $|v_{u1}|, |v_{u2}|$ と位相差 α 、モータ力率角 ϕ_m の関係は(2)式で表すことができ、 $|v_{u1}| = m_1 v_{dc1}$, $|v_{u2}| = m_2 v_{dc2}$ であるから、INV.2 直流電圧は(3)式で表される。また、 $|v_{um}|, |v_{u1}|, |v_{u2}|$ の関係は(4)式で表され、(2)式を用いて INV.1 と INV.2 位相差 α は(5)式で表せる。モータ電圧 v_{um} が小さい低速度の場合、(5)式に従って位相差 α は小さくなり、INV.1 と INV.2 で同期した電圧ベクトルを出力する期間が多くなることで電圧高調波を低減できる。

$$\frac{|v_{u2}|}{|v_{u1}|} = \frac{\cos(\alpha - \phi_m)}{\cos(\phi_m)} \quad (2)$$

$$v_{dc2} = \frac{\cos(\alpha - \phi_m) m_1}{\cos(\phi_m) m_2} v_{dc1} \quad (3)$$

$$|v_{um}|^2 = |v_{u1}|^2 + |v_{u2}|^2 - 2|v_{u1}||v_{u2}| \cos \alpha \quad (4)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \arccos \left(1 - \frac{2}{1 + \tan \phi_m} \frac{|v_{um}|^2}{|v_{u1}|^2} \right) \quad (5)$$

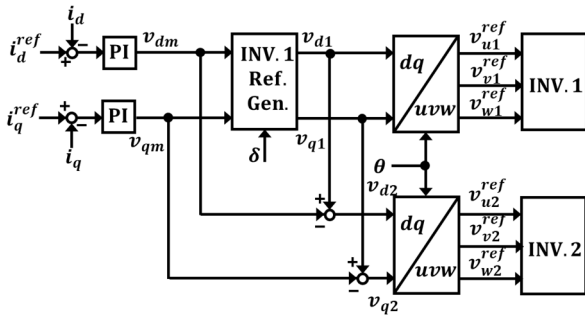


Fig. 3 Control block diagram of the proposed system.

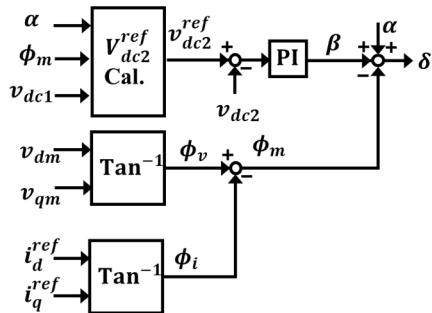


Fig. 4 Block diagram of INV.2 DC-link voltage control and power factor angle calculation.

<2・3> 提案制御ブロック

Fig. 3 に提案手法の制御ブロックを示す。本制御では、INV.1 電圧指令値 v_{d1}, v_{q1} を(6)(7)式に従って計算する。ここで、 δ は(6)式に従って計算し、 α は(5)式、 β と ϕ_m はFig. 4に示すブロックを用いて計算する。尚、 β はINV.2キャパシタ電圧制御の操作量である。

$$\delta = \alpha + \beta - \phi_m \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{v_{dc1}}{\sqrt{v_{dm}^2 + v_{qm}^2}} \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \cos(\delta) \\ -\cos(\delta) & \sin(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} \quad (7)$$

3. シミュレーション結果

上記の制御手法を用いて固定子電流制御のシミュレーションを行った。Fig. 5 にシングルインバータを用いた相電圧電流波形、Fig. 6 に本提案手法を用いた波形を示す。シングルインバータと比較し、同等の電流波形が得られることを確認した。

Fig. 7 に電流指令値を一定とし、速度を 300r/min から 1800r/min まで変化させた場合の電圧高調波特性を示す。300r/min ではシングルインバータと比較して 0.9p.u.高調波が低減できることを確認した。

4. おわりに

本稿では、FC方式デュアルインバータシステムの低速度領域における出力電圧高調波低減を目的として、差の電圧を出力する波形改善手法を提案した。今後、実験により高調波低減効果を検証する。

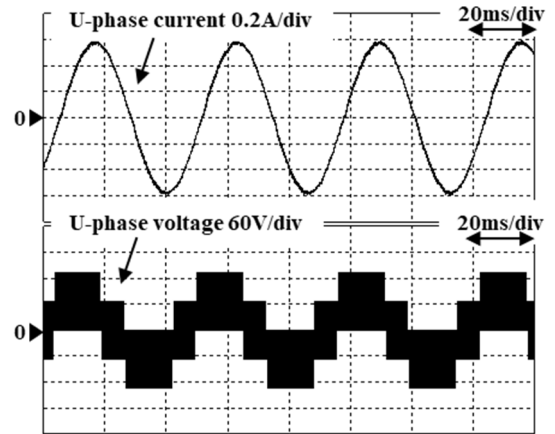


Fig. 5 U-phase current and voltage waveform in the single-inverter drive.

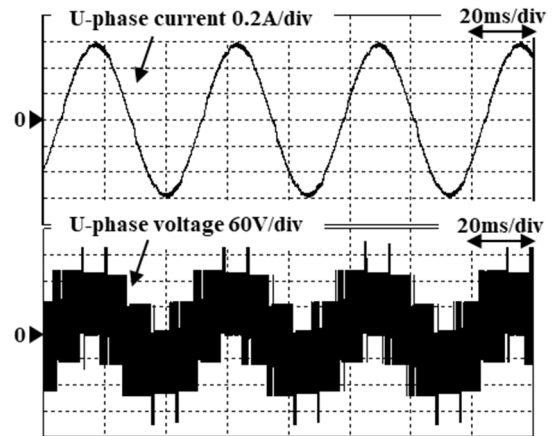


Fig. 6 U-phase current and voltage waveform in the dual-inverter drive with proposed method.

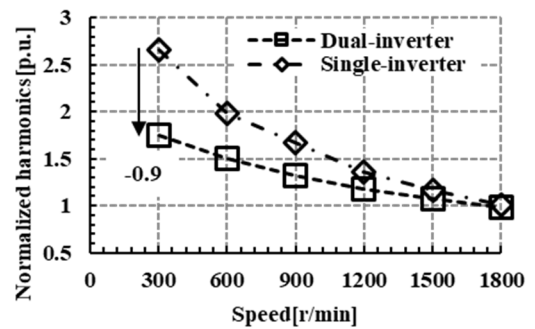


Fig. 7 Normalized harmonics value and rotor speed characteristic under the current reference constant.

文献

- (1) M. Morimoto, K. Sumito, S. Sato, K. Oshitani, M. Ishida, S. Okuma, IEEE Trans. P.E., Vol. 6, No. 3, pp. 498-503, (1991)
- (2) Akihito Mizukoshi, Hitoshi Haga, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 9, No. 1, pp. 27-35, (2020)