

# デュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の 低変調率時における電圧波形改善と実験検証

水越 彰仁\*, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Verification of Output Voltage Waveform Improvement Method for Open-Winding Induction Machine at Low-Modulation Ratio  
Akihito Mizukoshi, and Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

電気自動車や空調機など、広範囲な可変速駆動をするモータ駆動システムが普及しており、定格負荷だけでなく、低負荷領域における高効率化が求められている。巻線電圧高調波を低減するマルチレベル化による高効率化として、デュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機に関する検討が行われている<sup>(1)(2)</sup>。これまでに著者らは、低変調率時における巻線電圧波形改善を目的に、デュアルインバータのそれぞれの変換器が出力する電圧の差をモータに印加することで PWM の波高値を低減する手法を提案している<sup>(3)</sup>。本稿では提案法の実験検証の結果を報告する。

## 2. デュアルインバータの波形改善法

### <2・1> オープン巻線誘導機の回路構成

図 1 に 2 レベルインバータ 2 つ (INV.1, INV.2) を用いた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直流中点  $e_{n1}$ ,  $e_{n2}$  を基準とした電圧を示し、 $i_u \sim i_w$  は巻線の相電流を示す。デュアルインバータでは、二つのインバータの出力電圧の差が巻線に印加されるため、巻線相電圧  $v_u \sim v_w$  は(1)式で表せる。 $(x = u, v, w)$

$$v_x = (v_{x1} - e_{n1}) - (v_{x2} - e_{n2}) = \left( v_{x1} - \frac{v_{u1} + v_{v1} + v_{w1}}{3} \right) - \left( v_{x2} - \frac{v_{u2} + v_{v2} + v_{w2}}{3} \right) \quad (1)$$

### <2・2> 提案する電圧波高値低減方法

図 2 に、INV.1 と INV.2 の直流電圧がそれぞれ  $V_{dc1}$ ,  $V_{dc2}$  の時の相電圧の PWM 波形を示す。ここでは  $(V_{dc1} > V_{dc2})$  とする。INV.1 と INV.2 の U 相の電位  $u_1$ ,  $u_2$  のパルス波高値はそれぞれ、 $2V_{dc1}/3[V]$  と  $2V_{dc2}/3[V]$  である。ここで、INV.1 と INV.2 の PWM の位相を一致させると、(1)式より巻線の相電圧  $v_u = u_1 - u_2$  なので、PWM 波高値は  $2(V_{dc1} - V_{dc2})/3[V]$  となる。このように本提案法は、INV.1 と INV.2 の出力電圧の差が巻線に印加されることを利用した PWM 波高値低減手法である。したがって、本提案法では  $V_{dc1} - V_{dc2}[V]$  の直流リンク電圧を持つシングルインバータと同等の電圧を出力可能である。

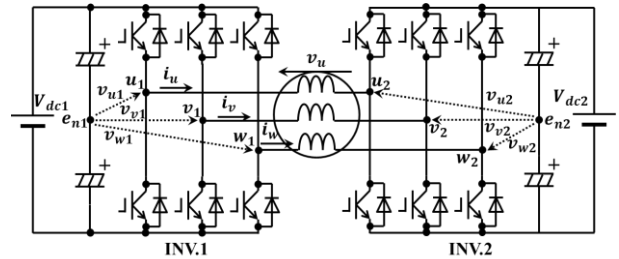


Fig.1. Dual inverter circuit for open-winding machine drive.

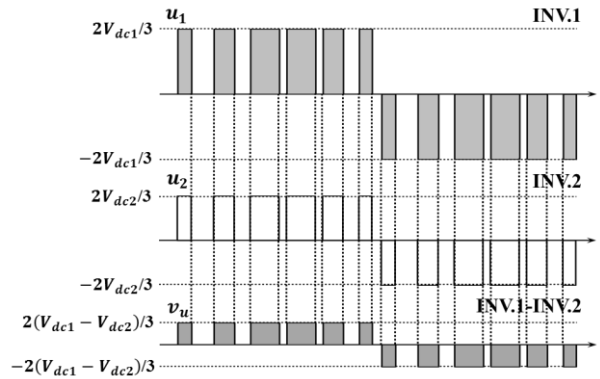


Fig. 2 Proposed PWM waveforms ( $V_{dc1} > V_{dc2}$ ).

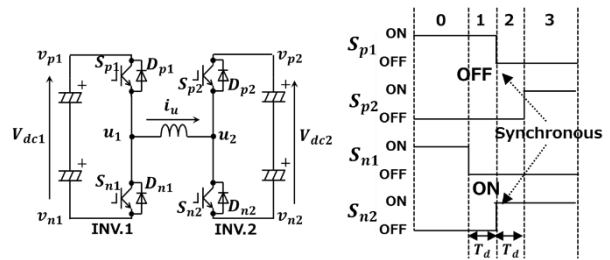


Fig. 3 Simplified U-phase circuit of dual inverter.

### <2・3> 提案法におけるスイッチングパターン

本提案法では二つのインバータの出力電圧ベクトルの位相を同期させることにより PWM 波高値を低減する。しかし、実際には上下アームスイッチの ON/OFF が切り替わるタイミングで上下アームスイッチの両方を OFF にするデッドタイムが必要であり、各相のレグスイッチが全て OFF す

るデッドタイムを設けると、還流ダイオードにより巻線に和の電圧が印加される。

そこで、本提案法では図3に示すように、各相電流の向きを検出し、INV.1とINV.2の各レグのデッドタイムが入るタイミングをずらして3ステップで転流させることで、デッドタイム中においても差の電圧を出力できる。図3はU相レグの転流パターンの一例であり、相電流 $i_u$ がINV.1からINV.2に向かって流れている場合に上アーム $S_{p1}$ 、 $S_{p2}$ がONの状態から下アーム $S_{n1}$ 、 $S_{n2}$ がONの状態に切り替わるスイッチングシーケンスを示す。

### 3. 実験結果

巻線電圧の波高値低減を確認するため、INV.1 直流電圧 $V_{dc1} = 180V$ 、INV.2 直流電圧 $V_{dc2} = 120V$ として、オープン巻線誘導機を610rpmに一定速度制御し、0.48Nmの定トルク負荷として実験した(変調率0.2)。インバータの素子はIGBT(600V, 30A)を用い、キャリア周波数は10kHz、デッドタイムは2 $\mu s$ とした。図4にU相電圧電流波形を示す。相電流のゼロクロス付近以外の部分では、相電圧波形の波高値が約40V( $V_{dc1} - V_{dc2} = 60V$ の2/3)となり、差の電圧が巻線に印加されていることが確認できる。出力電圧波形のTHDは122%であり、従来の $V_{dc}=180V$ の3相インバータによるTHD202%と比べて80ポイント改善できた。一方、モータ損失は、従来の17.1Wから16.9Wまで0.2Wの低減に留まっている。この要因として、モータ電流がゼロクロス付近での波形歪みが考えられる。図5はスイッチング波形を示す。図5(a)は、モータ電流が最大値付近で、図5(b)はゼロクロス付近の波形をそれぞれ示す。ここで、上段は図3における $u_1 - V_{n1}$ 間及び $u_2 - V_{n2}$ 間電圧(コレクタエミッタ間電圧)を示し、中段と下段はINV.1及びINV.2の上下アームのゲートエミッタ間電圧を示す。図5(a)より、転流の2Step目( $S_{p1}$ : OFF,  $S_{n2}$ : ON)のタイミングで $u_1, u_2$ がほぼ同時に立下り転流している。一方、図5(b)では、各スイッチのゲートエミッタ間電圧のタイミングは図5(a)と同じであるが、 $u_1$ の立下りが1 $\mu s$ 程度遅れている。コレクタエミッタ間の寄生容量の小さな素子の適用と、デッドタイムの縮小化により、この影響は少なくできると思われる。

### 4. おわりに

デュアルインバータを用いた低変調率駆動時の巻線電圧波形改善減方法を提案し、実機検証を行った。結果、低い変調率動作において、モータ損失を0.2W低減できることを確認した。本提案法では二つのインバータが同位相の電圧パルスを出力することで巻線電圧のPWM波高値を低減することができる。さらに本稿では、相電流がある一定の値より小さくなると提案動作が実現できないことを示し、スイッチングデバイスのターンオフ時間が関係していることを示した。

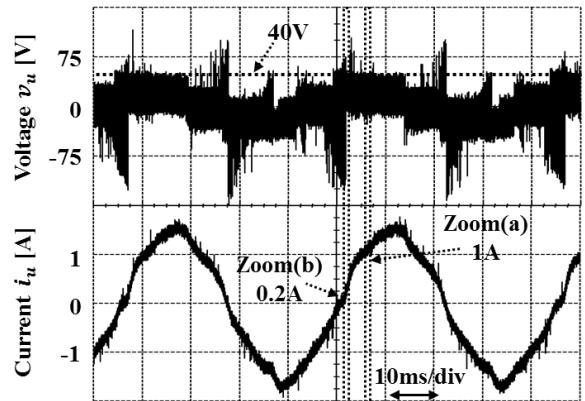
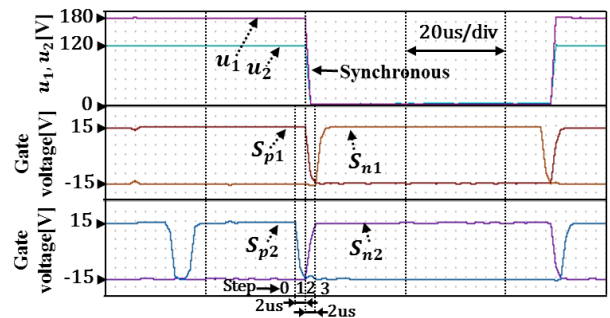
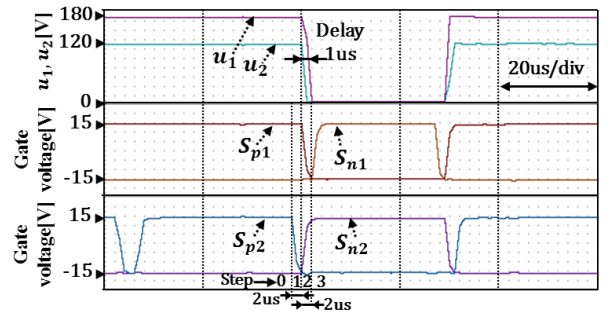


Fig. 4 Experimental results of U-phase voltage and current.



(a) Proposed operation success ( $i_u = 1A$ ).



(b) Proposed operation failure ( $i_u = 0.2A$ ).

Fig. 5 Switching waveforms of commutation.

今後は、本提案法によるモータ損失低減の条件を確認するとともに、電流のゼロクロス付近において提案動作を実現する方法を検討する。

#### 文献

- (1) 町屋孟, 芳賀仁, 近藤正示: 「キャパシタを直流部に用いたデュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の高効率駆動法」, 電気学会論文誌D, Vol.135, No.1, pp.10-18 (2015)
- (2) 満留健星, 芳賀仁, 近藤正示: 「異なる直流電圧を有するデュアルインバータの出力電圧波形改善法」, 電気学会 半導体電力変換研究会資料, Vol.SPC-15-042 (2015)
- (3) 水越彰仁, 芳賀仁: 「デュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の低変調率時における電圧波形改善法」, 電気学会産業応用部門大会, 3-51 (2017)