

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

◎水越 彰仁, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Control Method of Open-Winding Induction Machine for Improvement of Output Voltage at Low-Modulation Ratio

Akihito Mizukoshi, Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

This paper aims to reduce stator voltage peak value of open-winding induction machine at low-modulation ratio to improve voltage waveforms. Previous studies have not mentioned much about winding voltage waveform improvement method at low-modulation ratio. In this paper, a method of reducing voltage peak value is proposed that is focusing on output voltage difference of dual-inverter consisting of two isolated 2-level inverters. In addition to proposed method, a current commutation pattern is explained. This proposed method is possible to improvement voltage waveform of windings at low-modulation ratio by computer simulations.

キーワード：オープン巻線モータ, 電圧波形改善, 低変調率, デッドタイム

Keywords : Open-winding machine, voltage waveform improvement, low-modulation ratio, dead time

1. はじめに

近年, 電気自動車や空調機など, モータを低速度から高速度まで広範囲に可変速駆動する応用が拡大普及されるようになった。現在, このようなモータドライブシステムの高効率化の研究が様々な視点で行われている。

一般に, インバータ駆動モータシステムの高効率化にはインバータのマルチレベル化が波形改善の点で有効とされている⁽¹⁾。そして, モータの低速度領域に限定すれば, モータの高効率化は高磁束密度化が有効であり⁽²⁾, インバータの直流電圧を下げた PWM の電圧波高値を低くすることも, モータ鉄損, インバータのスイッチング損失の点で有効である⁽³⁾。

このような趨勢から, 近年, 大容量化や多重化システムとして, モータの固定子巻線を開放して, 両端それぞれにインバータを接続するデュアルインバータ駆動オープン巻線モータの研究が進められている。デュアルインバータの直流電圧を固定とした場合のマルチレベル化⁽⁴⁾⁽⁵⁾や, 片方のインバータの直流電圧の可変方法などが検討されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。これまで著者らは, 2 レベルインバータを 2 台用いたオープン巻線モータ駆動システムとして, 変換器効率も含めた総合効率向上の検討を行ってきた⁽⁸⁾⁽⁹⁾。文献(8)では, 一方のインバータの直流部に接続されたキャパシタ電圧を回転速度に応じて制御し, 巻線電圧波高値を可変する方法を検討している。また, 文献(9)では絶縁された直流電圧の電圧比を 2:1 に固定した場合の電圧空間ベクトル変調を用いて, 13 値の

相電圧を出力するマルチレベル化を検討している。しかし, これらの研究では, 高変調率時のマルチレベル化による波形改善の有効性について明らかにされているが, 低変調率時における検討は明らかにされていない。

そこで本稿では, 低変調率時の巻線電圧波形改善を目的として, デュアルインバータの出力電圧の差が巻線に印加されることに着目した巻線電圧波高値を低減する空間ベクトル変調法を提案する。本提案法に適用する電流転流についても説明する。シミュレーションにより, 提案する空間ベクトル変調法の動作を確認するとともに, 波形改善に関して有効性を得たので報告する。

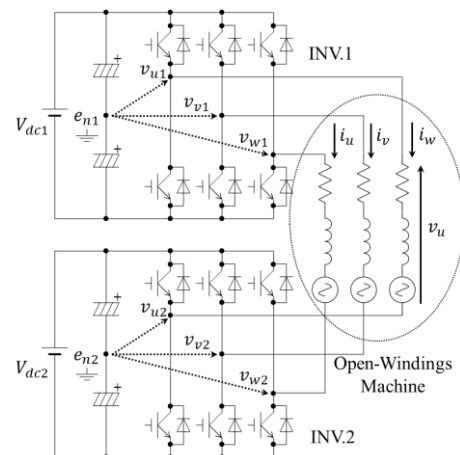


図1 オープン巻線駆動デュアルインバータ回路
Fig.1. Dual inverter circuit for open-winding drive.

2. デュアルインバータの制御法

(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)のオープン巻線誘導機駆動回路を示す。ここで、 $v_{u1} \sim v_{w1}$, $v_{u2} \sim v_{w2}$ 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。ここで、 $v_{u1} \sim v_{w1}$ は $\pm 2V_{dc1}/3$, $\pm V_{dc1}/3, 0[V]$, $v_{u2} \sim v_{w2}$ は $\pm 2V_{dc2}/3$, $\pm V_{dc2}/3, 0[V]$ の5レベル波形となる。そして、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。

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

ここで、 x はU,V,Wの添字を示す。

(2・2) 従来の空間ベクトル変調方法 図2に、直流電圧をそれぞれ V_{dc1} , V_{dc2} とした場合の、INV.1とINV.2の空間電圧ベクトルを示す。図1において、 $V_{dc} = V_{dc1} + V_{dc2}$ の条件下で、 $V_{dc1}:V_{dc2} = 2:1$ とした場合、相電圧波高値は $\pm 2V_{dc}/3, \pm 5V_{dc}/9, \pm 4V_{dc}/9, \pm V_{dc}/3, \pm 2V_{dc}/9, \pm V_{dc}/9, 0[V]$ の13値が出力可能となる。図3に直流電圧比が2:1の合成電圧ベクトルを示す。従来方式⁽⁴⁾では、変調率が $1/3 < k \leq 1$ の電圧指令値 v_{ref} が与えられた場合、図3(a)に示すように、INV.1で太線上の正六角形上の頂点を出力し、INV.2でその頂点を中心とした正六角形の内部を出力することで、マルチレベル波形の生成を行う。

一方、低変調率($k \leq 1/3$)の場合は図3(b)のように、INV.1は零ベクトルを出力させ、INV.2のみを駆動させる(図3(b)の一番内側の6個のベクトルを使う)ことで、出力電圧ベクトルの大きさを V_{dc2} とする方法が検討されている。

(2・3) 提案する電圧波高値低減方法 図2で示したように、INV.1とINV.2が出力する相電圧ベクトルの大きさは、それぞれ V_{dc1} と V_{dc2} であるから、図2の空間ベクトルを重ねると図4(a)のようになる。(1)式に示したように、巻線に印加される電圧はINV.1とINV.2の出力電圧の差であるから、INV.1とINV.2が同じ電圧ベクトルを出力した際の巻線の空間電圧ベクトルは図4(b)のようになり、各電圧ベクトルの大きさは $(V_{dc1} - V_{dc2})$ となる。したがって巻線相電圧 v_u は図4(c)のように、接地点から見た各インバータ相電圧 $v_{un1}(=v_{u1} - e_{n1})$ と $v_{un2}(=v_{u2} - e_{n2})$ の差で表され、波高値を $\pm 2(V_{dc1} - V_{dc2})/3[V]$ とすることができる。

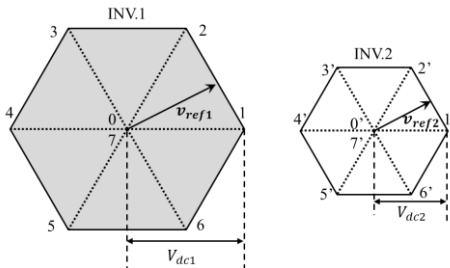
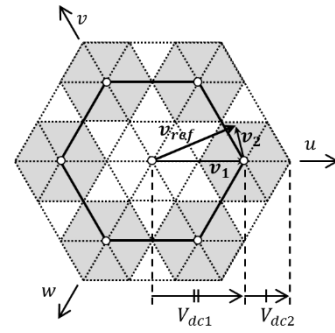
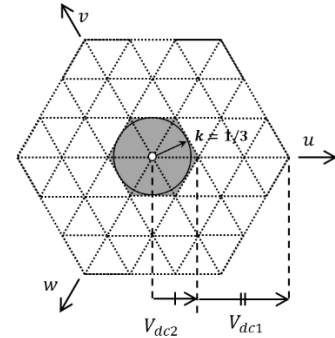


図2 INV.1とINV.2の空間電圧ベクトル
Fig. 2 Space voltage vectors of INV.1 and INV.2



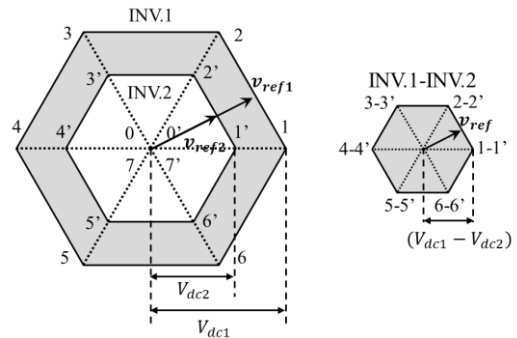
(a) $1/3 < k \leq 1$



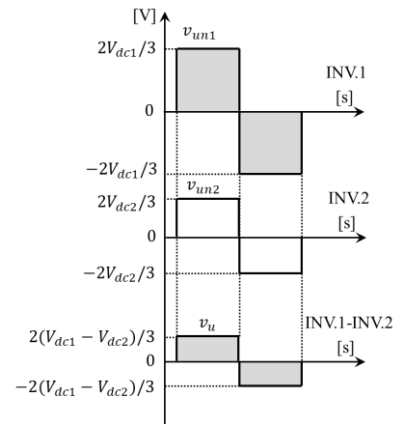
(b) $0 \leq k \leq 1/3$

図3 従来方式の空間電圧ベクトル

Fig. 3 Space voltage vectors of conventional method.



(a) Vectors of INV.1 and INV.2 (b) Vectors of windings



(c) Phase voltage waveforms of INV.1, INV.2 and windings

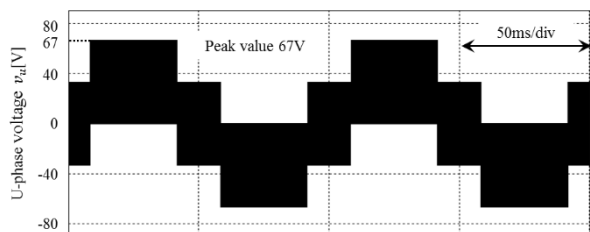
図4 提案する空間電圧ベクトル変調方法

Fig. 4 Space voltage vector of proposed method .

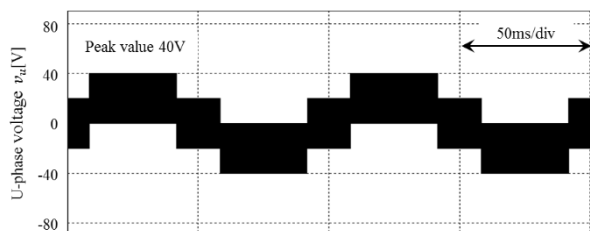
表 1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation Condition

Drive Method	Conv.	Prop.
INV.1 DC Voltage: V_{dc1}	200[V]	180[V]
INV.2 DC Voltage: V_{dc2}	100[V]	120[V]
Modulation Rate: k	0.6	1.0
Frequency: f	50[Hz]	
Carrier Frequency: f_c	10[kHz]	
Resistance: R	2.75[Ω]	
Inductance: L	10.5[mH]	



(a) Conventional method ($V_{dc2} = 100V$)



(b) Proposed method ($V_{dc1} - V_{dc2} = 60V$)

図 5 U 相電圧 v_u のシミュレーション結果

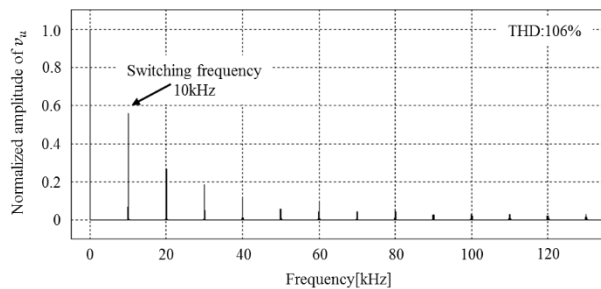
Fig.5 Simulation results of U-phase voltage v_u .

3. シミュレーション

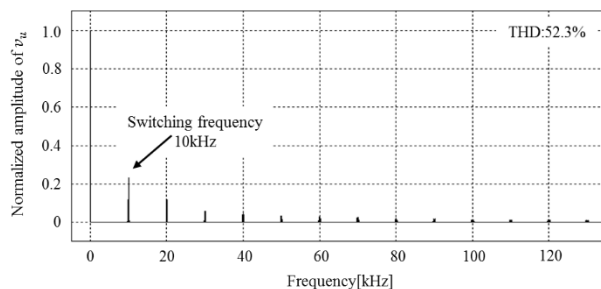
〈3・1〉 シミュレーション条件 表 1 にシミュレーション条件を示す。負荷は RL 負荷とし、巻線相電圧の波形改善効果の観測のみを目的とした。直流電圧 100V のインバータ (INV.2) のみ動作の従来方式と直流電圧 60V (=180V-120V) として動作する提案方式で、巻線相電圧実効値が等しくなるように変調率 k を設定したため、表 1 において $k = 0.6$ 及び 1.0 としている。

〈3・2〉 シミュレーション結果 図 5(a) は INV.2 のみ駆動する従来方式 ($V_{dc2}=100V$) の U 相電圧波形を、図 5(b) は INV.1 と INV.2 の出力電圧の差で動作する提案方式 ($V_{dc1} - V_{dc2}=60V$) の U 相電圧波形を示す。図 5(a) で波高値が 66.6V ($V_{dc2} = 100V$ の $2/3$) であるのに対し、図 5(b) では 40V ($V_{dc1} - V_{dc2} = 60V$ の $2/3$) となり、各インバータの差の電圧が巻線に印加されていることが確認できる。

図 6 に、図 5 で示した巻線相電圧波形に対して高調波解析を行い、基本波の振幅で規格化した結果を示す。図 6(a) と (b) を比較すると、各高調波成分の振幅がおよそ $1/2$ となり、THD が 106% から 52.3% と約 $1/2$ になることが確認できる。



(a) Conventional method ($V_{dc2} = 100V$)



(b) Proposed method ($V_{dc1} - V_{dc2} = 60V$)

図 6 U 相電圧波形の高調波解析結果

Fig.6 FFT analysis of U-phase voltage waveforms.

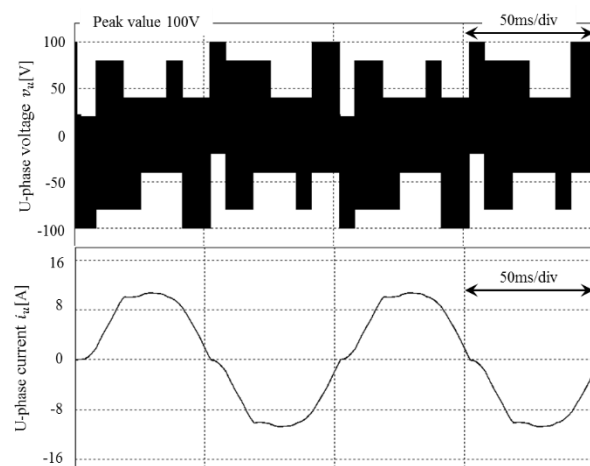


図 7 U 相電圧と U 相電流のシミュレーション結果

Fig.7 Simulation results of U-phase voltage and current.

〈3・3〉 デッドタイムの影響 次に、提案方式において、上下アームスイッチのオンとオフが入れ替わるタイミングで両方もオフする期間を設けるデッドタイムを挿入した場合について検討する。図 7 に、表 1 と同じ条件でデッドタイムを 2us とした場合の U 相電圧と U 相電流波形を示す。電圧波形を見ると最大 100V の電圧が波形に現れており、電流波形に歪みが生じている。これは、デッドタイム期間に還流ダイオードがオンすることで意図しない電圧ベクトルとなり、各インバータの相電圧が $v_{un1} = V_{dc1}/3 = 60V$ 、 $v_{un2} = -V_{dc2}/3 = -40V$ となったためであると考えられる。

表 2 転流パターンの例

Table 2 A example of commutation pattern.

Step	S_{p1}	S_{n1}	S_{p2}	S_{n2}	v_{u1}	v_{u2}
0	H	L	H	L	$\frac{V_{dc1}}{2}$	$\frac{V_{dc2}}{2}$
1	H	L	L	L		
2	L	L	L	H	$-\frac{V_{dc1}}{2}$	$-\frac{V_{dc2}}{2}$
3	L	H	L	H		

〈3・4〉適用する転流パターン デッドタイムの影響により意図しない電圧ベクトルが出力されることを回避するため、以下に示す転流パターンを適用する。図 8 に U 相のみの簡易回路を示す。表 2 に、U 相電流 i_u が図 8 のように流れている時に、上アームスイッチ S_{p1}, S_{p2} が ON から OFF し下アームスイッチ S_{n1}, S_{n2} が OFF から ON となる場合を想定した転流パターンを示す。表 2 の H,L は各スイッチの ON,OFF を示す。

最初に Step 0 の状態では、 S_{p1}, S_{p2} が ON で S_{n1}, S_{n2} が OFF であり、相電流 i_u は INV.1 から INV.2 に向かって流れているとする。Step 1 で S_{p2} を OFF にする。このとき、 i_u は S_{p1} と D_{p2} を流れているから、 S_{p2} を OFF としても v_{u2} は $V_{dc2}/2$ のままとなる。次に Step 2 で S_{p1} の OFF と S_{n2} の ON を同時に行う。この Step 2 により i_u の経路は $S_{p1} \rightarrow D_{p2}$ から $D_{n1} \rightarrow S_{n2}$ となり、 $v_{u1} = -V_{dc1}/2$, $v_{u2} = -V_{dc2}/2$ となる。最後に、Step 3 で S_{n1} を ON にする。Step 2 と Step 3 の間の待機時間をデッドタイムとすることで、電圧ベクトルを維持しながらデッドタイムを設けることができる。

図 9 に、この転流パターンを用いた U 相電圧と相電流波形のシミュレーション結果を示す。U 相電圧の波高値が 40V となり、図 7 のようなデッドタイムの影響がでないことが確認でき、より良好な電流波形が得られることを確認した。また、図 5 に示した提案方式と等しい波形が得られることを確認した。

4. おわりに

本稿では、オープン巻線誘導機において低変調率駆動時の巻線電圧波形改善を目的として、電圧波高値低減方法を提案した。INV.1 の直流電圧を 180V、INV.2 の直流電圧を 120V として本提案法のシミュレーションを RL 負荷にて行った結果、巻線相電圧の波高値が各インバータの直流電圧差の 2/3 の 40V となることを確認した。また、本稿で示した転流動作を行うことで、デッドタイムにより意図しない電圧ベクトルとなることを回避できる。

本稿で示した提案方式により、デュアルインバータの差の電圧を巻線に印加できることを確認した。今後は、本提案法の実機検証を行うとともに、モータの回転数に対して巻線電圧高調波が最も小さくなる直流電圧比及び変調率等の検討を行う。

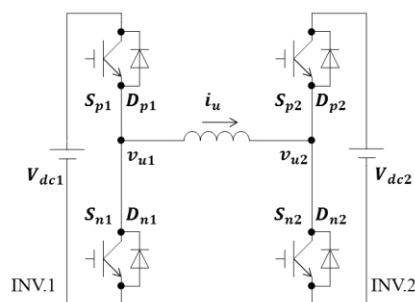


図 8 オープン巻線モータの U 相簡易回路

Fig. 8 Simplified U-phase circuit of open-winding machine.

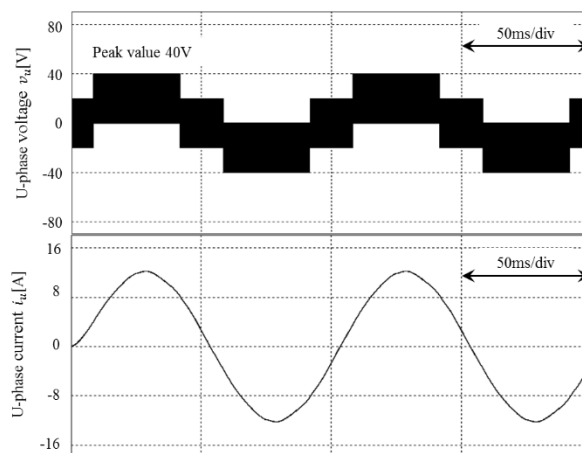


図 9 転流を用いた U 相電圧、電流波形

Fig. 9 U-phase voltage and current using the commutation.

文 献

- (1) Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans I.A., Vol.17, No.5 pp.518-523 (1981)
- (2) 小田彦彦, 滋賀信勇, 河野雅昭, 本田厚人, 「自動車用電磁鋼板の最近の動向」, 平成 21 年電気学会全国大会, 2-S5-5 (2009)
- (3) 電気学会産業応用部門自動車技術委員会, 「自動車用パワーエレクトロニクスの現状」, 電気学会技術報告 Vol. 1182, (2010)
- (4) K.A. Corzine, S.D. Sudhoff and C.A. Whitcomb, "Performance Characteristics of a Cascaded Two-Level Converter", IEEE Trans. E.C., Vol.14, No.3, pp.433-439 (1999)
- (5) Yoshitaka Kawabata, Motoshi Nasu, Takuya Nomoto, Emenike C.Ejiogu, and Takao Kawabata, "High-Efficiency and Low Acoustic Noise Drive System Using Open-Winding AC Motor and Two Space-Vector-Modulated Inverters", IEEE Trans. I.E., Vol.49, No.4, pp.783-789 (2002)
- (6) Jeffrey Ewanchuk, John Salmon, and Chris Chapelsky, "A Method for Supply Voltage Boosting in an Open-Ended Induction Machine Using a Dual Inverter System With a Floating Capacitor Bridge", IEEE Trans I.E., Vol.28, No.3 pp.1348-1357 (2013)
- (7) Reaz UI Haque, Alex Kowal, Jeffrey Ewanchuk, Andy Knight, and John Salmon, "PWM control of a dual inverter drive using an open-ended winding induction motor", Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.150-156 (2013)
- (8) 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)
- (9) 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)