

# デュアルインバータで駆動する ダブルデルタソース巻線モータの巻線電流の独立制御法

学生員 橋場 知広 正員 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

## Winding Current Independent Control Method of Double Delta Source Winding Motor by Dual Inverter Drive

Chihiro Hashiba, Student Member, Hitoshi Haga, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper aims to suggest motor drive configuration and control method using dual inverter for reduce motor loss. The proposed system adopts a permanent magnet synchronous motor with a double delta source winding structure as the motor structure and sets the winding parameters to different values. In the proposed system, the validity of the independent control method for each winding current is verified by simulation.

キーワード : オープン巻線モータ, デュアルインバータ, ダブルデルタソース巻線(DDSW)

Keywords : Open-end winding machine, Dual inverter, Double-Delta Source winding

### 1. はじめに

近年, 電気自動車の普及により, モータドライブシステムは信頼性向上とシステム全体の高効率化が求められるようになってきている。

信頼性向上の一手法として, デュアルインバータを用いたモータドライブシステムが挙げられる。また, システム全体の高効率化手法として, 機電一体化の検討が行われている。

図 1 に従来のデュアルインバータを用いたシステム構成を示す。一般に, モータには固定子巻線のコイル端を開放したオープンエンド巻線のモータが使用される。従来の構成では, インバータを 2 台用いることで故障時の運転継続が可能になり信頼性は向上できる。しかしながら, モータ電流の電流経路は INV1 と INV2 を介するため, 線電流は同じである ( $i_{u1}=i_{u2}$ )。そのため, インバータとモータを高効率にするための設計自由度が少ないため, 必ずしも適したシステムとはいえない。

そこで, 本稿では, デュアルインバータを用いたモータドライブの構成と制御法を提案する。提案するシステムは, モータ構造として, ダブルデルタソース巻線構造<sup>(1)</sup>の永久磁石同期電動機を採用して, 巻線パラメータは異なる値にする。デュアルインバータによってそれぞれの巻線電流を独立に制御することで, モータ損失低減が可能になる。

本稿では, デュアルインバータで駆動する異なる巻線パラメータから成るダブルデルタソース巻線の制御法を検討する。提案する制御法の妥当性はシミュレーションにより検証する。

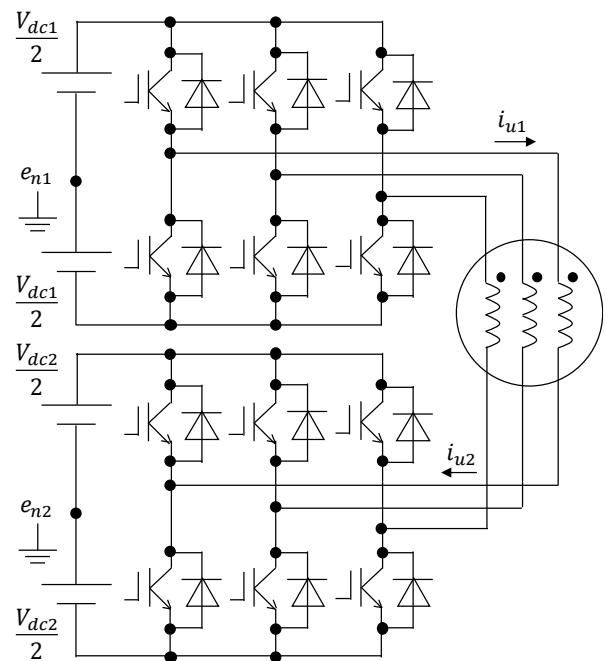


図 1 従来のオープン巻線モータ

Fig.1 Conventional open-end winding motor

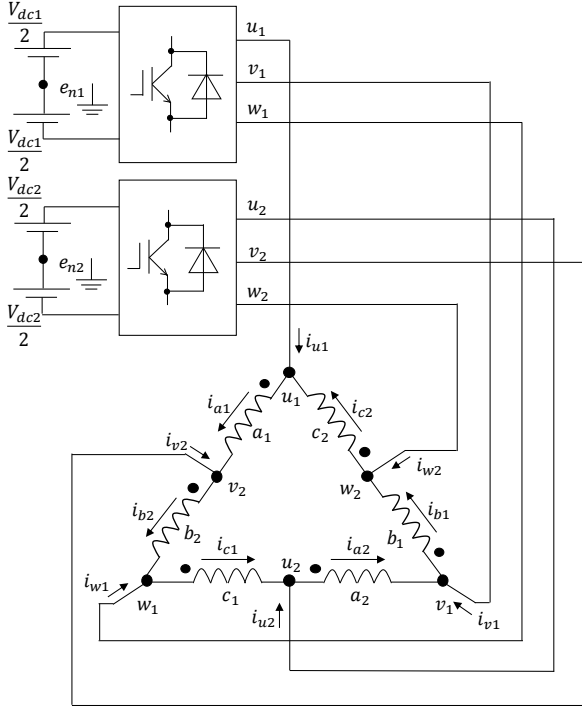


図2 ダブルデルタソース巻線モータのシステム  
Fig.2 System of Double-Delta source winding

## 2. 提案するダブルデルタソース巻線(DDSW)

〈2・1〉 DDSW の回路構成 図2は提案するDDSWの回路構成を示す。直流電圧 $V_{dc1}$ をもつ $u_1, v_1, w_1$ 相のインバータと巻線 $a_1, b_1, c_1$ を第1群とし、直流電圧 $V_{dc2}$ をもつ $u_2, v_2, w_2$ 相のインバータと巻線 $a_2, b_2, c_2$ を第2群とし、各インバータの基準電位は異なる構成である。提案するDDSW構造では、巻線 $a_1$ と巻線 $a_2$ 、巻線 $b_1$ と巻線 $b_2$ 、巻線 $c_1$ と巻線 $c_2$ の組み合わせでパラメータが異なる巻線同士が1ティースに巻いてある構造としている。したがって、互いに磁氣的に結合している永久磁石同期モータである。

DDSWの回路方程式は(1)式で、電圧方程式は(2)式で表すことができる。

$$\begin{cases} v_{a1} = v_{u1} - v_{v2} \\ v_{b1} = v_{v1} - v_{w2} \\ v_{c1} = v_{w1} - v_{u2} \end{cases} \quad (1a) \quad \begin{cases} v_{a2} = v_{u2} - v_{v1} \\ v_{b2} = v_{v2} - v_{w1} \\ v_{c2} = v_{w2} - v_{u1} \end{cases} \quad (1b)$$

$$\begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix} = R_{s1} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + p\mathbf{Z}_1 \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + p\mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_{b1} \\ e_{c1} \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$\begin{bmatrix} v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = R_{s2} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + p\mathbf{Z}_2 \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + p\mathbf{M}_2 \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a2} \\ e_{b2} \\ e_{c2} \end{bmatrix} \quad (2b)$$

$$\mathbf{Z}_1 = \begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1b1} & M_{c1a1} \\ M_{a1b1} & L_{b1} & M_{b1c1} \\ M_{c1a1} & M_{b1c1} & L_{c1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{Z}_2 = \begin{bmatrix} L_{a2} & M_{a2b2} & M_{c2a2} \\ M_{a2b2} & L_{b2} & M_{b2c2} \\ M_{c2a2} & M_{b2c2} & L_{c2} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} \\ M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} \\ M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} \end{bmatrix}$$

ここで、 $v_{abc}$ は巻線の相電圧を示し、 $v_{uvw}$ は端子点における電圧、 $i_{abc}$ は相電流、 $i_{uvw}$ は線電流、 $R_s$ は固定子抵抗、 $\mathbf{Z}$ は自群の磁気結合によるインダクタンス、 $\mathbf{M}$ は他群の磁気結合によるインダクタンス、 $p$ は微分演算子、 $e_{abc}$ は永久磁石による誘起電圧を示している。

〈2・2〉 DDSW の各巻線の電圧 3相の2レベルインバータの相電圧は上アームがオンのときは1を、下アームがオンのときは0の値をもつスイッチング関数 $S_x$ を用いて表すことができる。図3はDDSWの回路構成において第2群の上または下アームが全てON時の等価回路を示す。図3では各巻線の電圧は(3)式となる。同様に第1群の上または下アームが全てON時の各巻線の電圧は(4)式となる。

$$\begin{cases} v_{u1} = v_{a1} = -v_{c2} = \frac{V_{dc1}}{3} (2S_{u1} - S_{v1} - S_{w1}) \\ v_{v1} = v_{b1} = -v_{a2} = \frac{V_{dc1}}{3} (2S_{v1} - S_{u1} - S_{w1}) \\ v_{w1} = v_{c1} = -v_{b2} = \frac{V_{dc1}}{3} (2S_{w1} - S_{v1} - S_{u1}) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} v_{u2} = v_{a2} = -v_{c1} = \frac{V_{dc2}}{3} (2S_{u2} - S_{v2} - S_{w2}) \\ v_{v2} = v_{b2} = -v_{a1} = \frac{V_{dc2}}{3} (2S_{v2} - S_{u2} - S_{w2}) \\ v_{w2} = v_{c2} = -v_{b1} = \frac{V_{dc2}}{3} (2S_{w2} - S_{u2} - S_{v2}) \end{cases} \quad (4)$$

(3)式と(4)式を重ね合わせることにより、DDSWの瞬時的な各巻線の電圧は(5)式と(6)式で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{u1} \\ S_{v1} \\ S_{w1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{u2} \\ S_{v2} \\ S_{w2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc1}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{u1} \\ S_{v1} \\ S_{w1} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc2}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -2 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{u2} \\ S_{v2} \\ S_{w2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

直流電圧 $V_{dc1}$ と直流電圧 $V_{dc2}$ が等しいとき、瞬時的な各巻線の電圧は $\pm 4V_{dc1}/3$ 、 $\pm 3V_{dc1}/3$ 、 $\pm 2V_{dc1}/3$ 、 $\pm V_{dc1}/3$ 、0の値を取り得ることができ、5レベルの波形となる。

したがって、各インバータの基準電位が異なる回路構成では、DDSWの各巻線の電圧は3相2レベルインバータと比較して、マルチレベルとなり電圧波形改善による高調波損失低減が有効である。

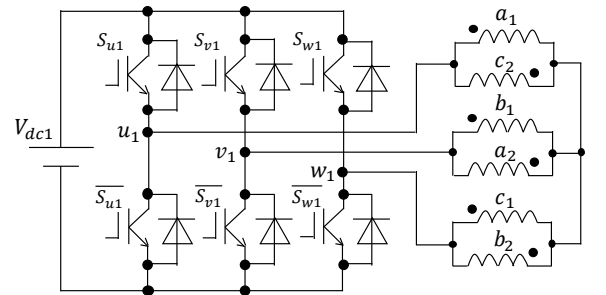


図3 第2群の上または下アームがONの等価回路  
Fig.3 Equivalent circuit when the upper or lower arm of the second group is all ON

〈2・3〉 他群による干渉の低減法 (1)式および(2)式から, DDSW は他群のインバータおよびモータの磁氣的結合が干渉している。これらの干渉が制御を困難とさせることがあるので干渉を低減しなければならない。

(2)式の第3項より磁氣的に結合していることから, 他群からの干渉が電圧外乱として現れる。本稿では磁氣結合による干渉について, 文献(2)(3)で示されている非干渉制御方式を用いる。

(1)式および(2)式から自群の相電流を制御するときに他群の端子点における電圧が干渉する。したがって, 図4に示すように自群の制御器からの出力である電圧指令に補償する必要がある。

### 3. シミュレーション結果

〈3・1〉 シミュレーション条件 第1群および第2群のインバータが独立に電流制御が達成されているかをシミュレーションによって確認する。1 ティースに巻いてある第1群と第2群の巻線は互いに磁氣的に結合しているため, 提案する DDSW 構造の永久磁石同期モータの回転座標軸における電圧方程式を(6)式となる。表1にシミュレーション条件を示す。

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = R_{s1} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + R_{s2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} sL_{d1} & -\omega_e L_{q1} & sM_d & -\omega_e M_q \\ \omega_e L_{d1} & sL_{q1} & \omega_e M_d & sM_q \\ sM_d & -\omega_e M_q & sL_{d2} & -\omega_e L_{q2} \\ \omega_e M_d & sM_q & \omega_e L_{d2} & sL_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_1 \\ 0 \\ \psi_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

〈3・2〉 フィードフォワード(FF)補償による応答 図5は $i_{d1,2}$ の電流指令値を0A,  $i_{q2}$ の電流指令値を10Aとして, 各電流が定常状態時に,  $i_{q1}$ の電流指令値をステップ状に5Aを与えたときのシミュレーション結果を示す。図5(a)のシミュレーション結果から, 他群のインバータの電流指令値が変化すると, 自群インバータに干渉することを示している。図5(b)のシミュレーション結果から, FF補償によって他群の干渉を補償することにより他群のインバータによる出力の干渉を低減していることが確認できる。

〈3・3〉 独立電流制御による各巻線の相電流と相電圧のシミュレーション結果 図6と図7は回転座標軸上の電流指令値が図5と等しく, FFによる補償があるときの,  $a_1$ と $a_2$ の巻線に流れる相電流と相電圧のシミュレーション結果を示す。図6のシミュレーション結果から各回転座標軸上で独立に電流制御をすることによって, 同ティースにある巻線の相電流を制御できることがわかる。

図7のシミュレーション結果から各巻線の相電圧の値が $\pm 4V_{dc1}/3$ ,  $\pm 3V_{dc1}/3$ ,  $\pm 2V_{dc1}/3$ ,  $\pm V_{dc1}/3$ , 0 となっており, 5レベルの波形であることが確認できる。

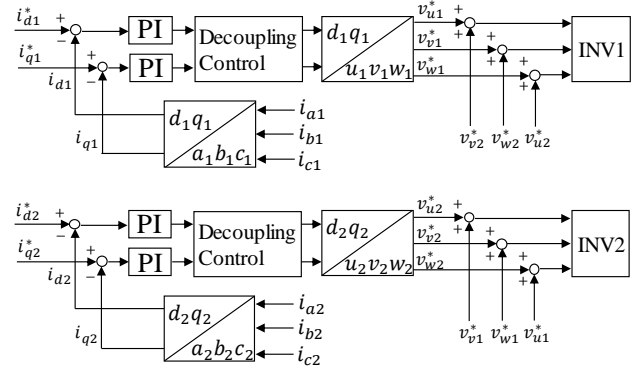


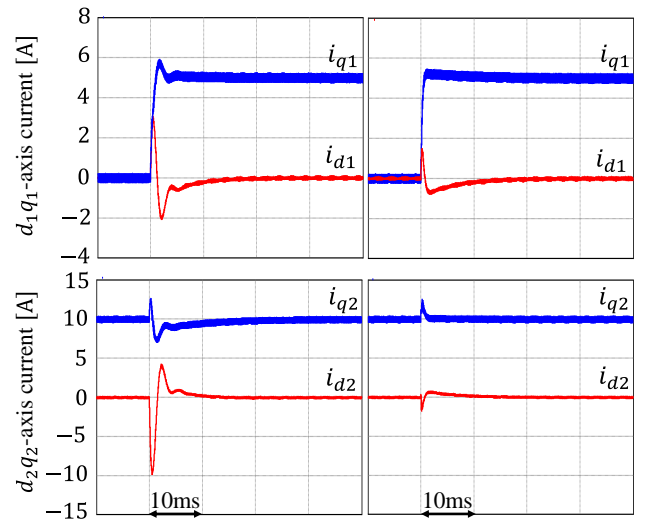
図4 電流制御の制御ブロック

Fig.4 Control diagram of current control system

表1 シミュレーション条件

Table 1 Simulation Condition

Stator resistance	$R_{s1}$	1.42[Ω]
Stator resistance	$R_{s2}$	0.51[Ω]
d-axis inductance	$L_{d1}$	9.68[mH]
d-axis inductance	$L_{d2}$	3.37[mH]
q-axis inductance	$L_{q1}$	13.2[mH]
q-axis inductance	$L_{q2}$	4.59[mH]
Rotor flux	$\psi_1$	0.16[Wb]
Rotor flux	$\psi_2$	0.094[Wb]
d-axis interference inductance	$M_d$	2.86[mH]
q-axis interference inductance	$M_q$	3.89[mH]
Number of pole pair	$p$	3
DC link voltage	$V_{dc1}$	300[V]
DC link voltage	$V_{dc2}$	300[V]



(a)without Feed Forward

(b)with Feed Forward

図5 回転座標軸電流のシミュレーション結果

Fig.5 Simulation results of dq axis currents

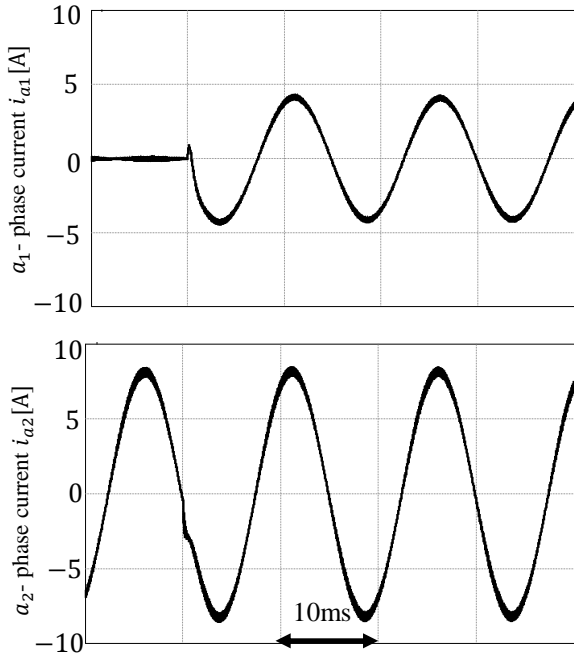


図6  $a_1, a_2$ 相電流 $i_{a1}, i_{a2}$ のシミュレーション結果  
Fig.6 Simulation results of  $a_1, a_2$ -phase current  $i_{a1}, i_{a2}$

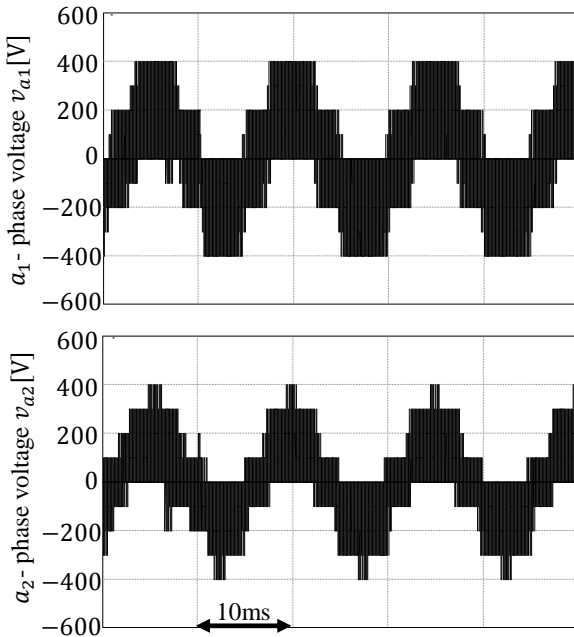


図7  $a_1, a_2$ 相電圧 $v_{a1}, v_{a2}$ のシミュレーション結果  
Fig.7 Simulation results of  $a_1, a_2$ -phase voltage  $v_{a1}, v_{a2}$

#### 4. おわりに

本稿では、デュアルインバータを用いたモータドライブの一構成と制御法を提案した。提案するシステムは、モータ構造として、ダブルデルタソース巻線構造の永久磁石同期電動機を採用して、巻線パラメータは異なる値にし、デュアルインバータによってそれぞれの巻線電流を独立に制御することである。提案する制御法の妥当性はシミュレーションにより検証した。

独立で電流を制御できることにより、今後、銅損最小駆動法など独立二重三相巻線で用いられる高効率駆動が期待できる<sup>(4)(5)</sup>。また、各巻線の電圧をマルチレベル化することで、電圧波形改善による高調波損失低減も可能になる。

#### 文 献

- (1) Yongsoon Park, Sungjae Ohn, and Seung-Ki Sul "Multi-Level Operation with Two-Level Converters through a Double-Delta Source Connected Transformer", *Journal of Power Electronics*, Vol. 14, No. 6, pp. 1093-1099 (2014)
- (2) A. Satake, Y. Okamoto, and S. Kato: "Design of Coupling Cancellation Control for a Double-Winding PMSM", *IEEJ Journal of IA*, Vol.6, No.1, pp.29-35 (2017)
- (3) 新中新二:「独立二重三相巻線永久磁石同期モータのモード分担型電流制御-dq同期座標系上における高速・低速モードの電流制御とキャンセルリング」, 電気学会論文誌 D, Vol.138, No1, pp48-57 (2018)
- (4) 新中新二, 他:「異なる巻線起因特性をもつ独立二重三相巻線永久磁石同期モータの効率駆動法」, 電気学会論文誌 D, Vol.137, No7, pp.599-611 (2017)
- (5) 梅野和希, 岡村彰紘, 新中新二:「電圧制限下における異なる巻線起因特性をもつ独立二重巻線 PMSM の最小銅損駆動法」, 平成 30 年電気学会全国大会講演論文集 [5-107], pp.189-199 (2018)