

誘起電圧制限楕円に基づくオープン巻線駆動 IPMSM の 出力速度範囲を拡大する制御法

七澤 風画* 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

A Method of Extension of the Output Speed Range of an Open-End Winding Drive IPMSM
Based on an Induced Voltage Limiting Ellipse

Fuga Nanasawa*, Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a control method of dual-inverter to extend the output speed range in an open-end winding IPMSM. A secondary inverter with a floating capacitor of the dual-inverter provides reactive power to the motor. In the proposed method, the reactive power is calculated using an induced voltage limiting ellipse to determine the output voltage of the secondary inverter. A primary inverter of the dual-inverter provides active power to the motor by the proposed control method, and the output speed range is extended. The experimental result clarifies that the output speed range is considerably improved and the constant torque region is extended by about 5% compared to the single inverter drive system.

キーワード: デュアルインバータ, オープン巻線モータ, 電圧制限楕円, 速度範囲拡大
(dual inverter, open-end winding machine, voltage limiting ellipse, extension of the output speed range)

1. はじめに

近年, 交通運輸分野の電動化が盛んであり, 電気自動車・ハイブリッド自動車の普及が促進されている。一般に電動化システムには交流電動機が用いられ, なかでもトルク密度が高い永久磁石同電動機(PMSM)の利用が進められている。自動車用のモータへの要求として, 低トルクから高トルク, 低速から高速まで広く変化する負荷条件に高効率に対応することが挙げられる。PMSM は駆動時に永久磁石の磁束により固定子巻線に誘起電圧が発生する。誘起電圧はモータの回転速度に比例するため, 高速駆動時には大きな誘起電圧が発生し, それに相当する電圧をモータに印加する必要がある。

PMSM の広範囲駆動の実現手段として, 弱め磁束制御が広く用いられている⁽¹⁾。弱め磁束制御は, 永久磁石磁束に逆らう磁束を固定子巻線により発生させ, 誘起電圧を抑圧する制御法である。制御のみで実現できるため, 広範囲駆動モータドライブシステムに広く用いられている。

また, PMSM の広範囲駆動をシステムにより実現する手法の1つとして, インバータの前段に昇圧コンバータを接続したモータドライブシステムがある⁽²⁾。このシステムでは, インバータの直流電圧を昇圧することで大きな誘起電圧が補償可能となり, 出力速度範囲が拡大する。しかし, 昇圧用のリアクトルの使用によりシステムの体積が増加する問題がある。

別のシステムとしては, モータの固定子巻線の結線部を開放して 2 台目のインバータを接続した, デュアルインバータ駆動オープン巻線モータドライブシステムがある⁽³⁾。このシステムへの電力供給を 1 台の直流電圧源により行うとして, 2 台のインバータの DC リンク部を共通とした場合, 三相の電流の総和が非零となり, 零相電流が流れてしまう⁽⁴⁾。非共通とした場合は, 2 台目のインバータの DC リンク部にキャパシタを接続し, 2 台目のインバータを無効電力の供給源として使用できる⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾。

後者のように 2 台目のインバータを無効電力の供給源として使用する場合, 1 台目のインバータは有効電力のみを供給し, それによりインバータの全電力がモータに供給されることで出力速度範囲が拡大する。文献[8]ではこの原理を, 弱め磁束制御をフィードフォワードで行う際に用いられる誘起電圧制限楕円の考え方に基づいて説明している。しかし, この文献では, 高速領域において出力速度範囲が拡大するが, 定トルク領域が縮小する課題がある。

そこで本稿では, 2 台目のインバータの DC リンク部にキャパシタを接続したデュアルインバータ駆動モータドライブシステムを対象に, 誘起電圧制限楕円に基づき出力速度範囲を拡大する制御法を提案する。提案法する制御法は, 誘起電圧制限楕円を表す方程式に, 2 台目のインバータの出力電圧に由来する仮想パラメータを導入し, そのパラメータを操作することで, 出力速度範囲を拡大する。提案法の有効性は, 文献[8]の制御法及びシングルインバータ駆動モータ

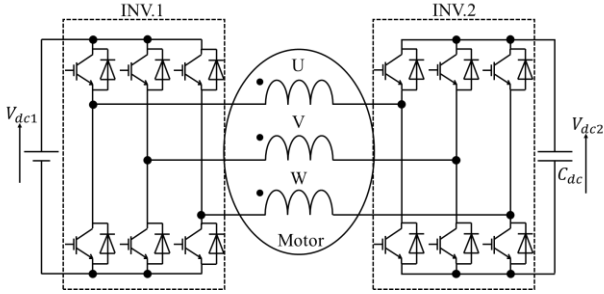


図1 オープン巻線モータドライブシステム
Fig. 1. Open-end winding motor drive system.

ドライブシステムを比較対象に、各手法の出力速度範囲を計算及び実験で比較することで確認する。

2. モータドライブシステムの構成

〈2・1〉 オープン巻線モータ 図1にデュアルインバータで駆動するオープン巻線モータドライブシステムを示す。モータの巻線端を開放し、2台のインバータを両端から接続している。INV.1にはDC電圧源、INV.2にはキャパシタを接続している。

モータの固定子にはINV.1とINV.2から電圧が印加されるため、図1のシステムのINV.1から見た電圧方程式は(1)式のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_d s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

(1)式の $[v_{d1} \ v_{q1}]^t$ はINV.1のdq軸出力電圧、 $[v_{d2} \ v_{q2}]^t$ はINV.2のdq軸出力電圧、 $[i_d \ i_q]^t$ はdq軸出力電流、 R は巻線抵抗、 L_d, L_q はdq軸インダクタンス、 ω_e はモータの電気角速度、 ϕ は永久磁石による鎖交磁束の振幅である。

〈2・2〉 誘起電圧制限楕円 (1)式のうち巻線抵抗の電圧降下及び過渡項を除いたINV.1の出力電圧を $[v_{do1} \ v_{do2}]^t$ とすると、 $[v_{do1} \ v_{do2}]^t$ は(2)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{do1} \\ v_{qo2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、モータドライブシステムの仕様により、電流振幅、電圧振幅が次のように制限されるものとする。

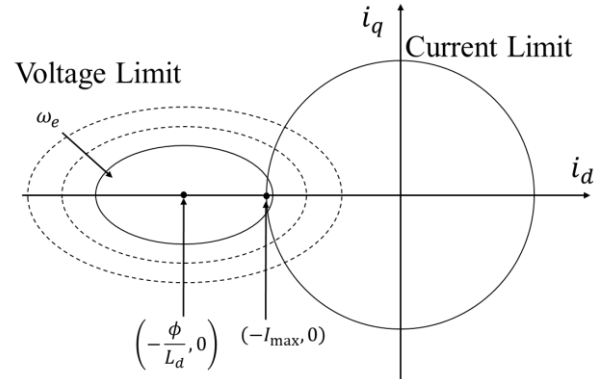
$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max}, \quad \sqrt{v_{d1}^2 + v_{q1}^2} \leq V_{1\max} \quad (3)$$

$$\sqrt{v_{do1}^2 + v_{qo1}^2} \leq V_{o1\max} = V_{1\max} - RI_{\max} \quad (4)$$

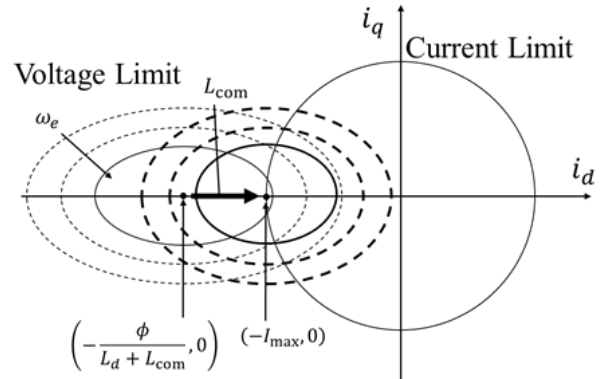
(2),(4)式より、(5)式の誘起電圧制限方程式が得られる。

$$\{\omega_e(L_d i_d + \phi) + v_{q2}\}^2 + \{-\omega_e L_q i_q + v_{d2}\}^2 \leq V_{o1\max}^2 \quad (5)$$

(5)式において左辺と右辺が等しい場合は、図2に示すような i_d, i_q に関する楕円の方程式となる。さらに(3)式より、電流の振幅の最大値 I_{\max} を半径とする電流制限円を描いたとき、電流制限円と電圧制限楕円が囲む領域が電流の出力可能な範囲となる。シングルインバータ駆動のシステムの場合は、式の v_{d2}, v_{q2} が0であり、図2(a)のように楕円の中心座標は $(-\phi/L_d, 0)$ で、大きさは速度に依存する形となる。本



(a) シングルインバータ駆動システム



(b) デュアルインバータ駆動システム

図2 電流制限円、誘起電圧制限楕円

Fig. 2. Current limiting circle and induced voltage limiting ellipse.

稿で扱うオープン巻線モータドライブシステムにおいては、 v_{d2}, v_{q2} を任意に与えることができ、楕円の中心座標及び大きさがINV.2の大きさにも依存する形となる。

〈2・3〉 インダクタンス次元の仮想パラメータ導入

図1のようにINV.2の直流リンク部にはキャパシタのみ接続されているため、INV.2が定期的にモータに供給できるは無効電力のみである。したがって、 $[v_{d2} \ v_{q2}]^t$ を $[i_d \ i_q]^t$ と直交するように(6)式で定義する。

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(6)の係数 A は自由に設定できる。文献[8]においては、INV.2を無効電力補償器として捉えやすくするため、 A を(7)式のように定義している。

$$A = \omega_e L_{com} \quad (7)$$

(7)式の L_{com} はインダクタンスに相当する仮想パラメータである。(6),(7)式を(5)式に代入することで、誘起電圧制限方程式は(8)式のようになる。

$$\{\omega_e\{(L_d + L_{com})i_d + \phi\}\}^2 + \{\omega_e(L_q + L_{com})i_q\}^2 \leq V_{o1\max}^2 \quad (8)$$

これにより、INV.2の出力電圧を L_{com} により決定し、図2(b)のように L_{com} の値によって誘起電圧制限楕円の中心座標及び大きさが変化するというように捉えることができる。

3. 提案する INV.2 の制御法

〈3・1〉 従来法 文献[8]では、誘起電圧制限楕円の中心を $(-\phi/L_d, 0)$ から電流制限円と d 軸が交差する点 $(-I_{\max}, 0)$ に移動させることで、電流の出力可能な領域を常に確保し、出力速度範囲を拡大させている。(8)式より、誘起電圧制限楕円の中心座標は $(-\phi/(L_d + L_{\text{com}}), 0)$ であるため、 L_{com} は(9)式で計算される。

$$L_{\text{com}} = \frac{\phi}{I_{\max}} - L_d \quad (9)$$

従来法においては、 L_{com} をパラメータのみで計算し、動作中は定数として扱っている。しかし、電流の出力可能な範囲が十分確保されている状態においては楕円の中心をあまり移動させる必要はなく、(9)式によって L_{com} を一意に決定してしまうことで、無効電力に相当する電圧を余分に印加し、INV.1 の力率が悪化してしまう。

〈3・2〉 提案法 本稿では、出力速度範囲拡大を目的として動作状況により L_{com} の適切な値を計算する。まず、(8)式を ω_e について解くと(10)式になる。

$$\omega_e = \frac{V_{o1\max}}{\sqrt{\{(L_d + L_{\text{com}})i_d + \phi\}^2 + \{(L_q + L_{\text{com}})i_q\}^2}} \quad (10)$$

(10)式から $\partial\omega_e/\partial L_{\text{com}} = 0$ を求めると(11)式が得られる。ただし、 (i_d, i_q) を電流制限円上の点にするため、電流の振幅を I_{\max} としている。

$$L_{\text{com}} = -\frac{(L_d - L_q)i_{d\text{lim}}^2 + \phi i_{d\text{lim}}}{I_{\max}^2} - L_q \quad (11)$$

(11)式の $i_{d\text{lim}}$ は誘起電圧制限楕円と電圧制限楕円が交差する点における i_d の値である。(11)式は、電流制限円上の任意の点で交差する電圧制限楕円の範囲を最大化する L_{com} を求める式であり、定トルク領域においては MTPA 曲線と電流制限円が交差する点の i_d を用いて L_{com} を求める。(11)式を(8)式に代入して整理すると(12)式が得られる。

$$\omega_e\{\phi + (L_d - L_q)i_{d\text{lim}}\}i_{q\text{lim}} = V_{o1\max}I_{\max} \quad (12)$$

$$i_{q\text{lim}} = \sqrt{I_{\max}^2 - i_{d\text{lim}}^2} \quad (13)$$

(12)式において、左辺は PMSM の機械出力に相当する式、右辺は INV.1 が供給できる最大電力に相当する式である。よって、(11)式に従って INV.2 の出力電圧を操作することで、INV.1 を力率 1 で動作させることができる。

〈3・3〉 キャパシタ電圧制御 INV.2 は基本的に無効電力に相当する電圧のみ出力するが、INV.2 に接続しているキャパシタ電圧を制御する際には、有効電力に相当する、出力電流と同位相の電圧を出力する。INV.2 の出力有効電力 P_2 は(14)式で表せる。

$$P_2 = v_{d2}i_d + v_{q2}i_q = v_{2P}|I| \quad (14)$$

(14)式の v_{2P} は、 $[v_{d2} \ v_{q2}]$ のうち出力電流と同位相の成分である。 P_2 はキャパシタの保有するエネルギーの時間微分から求められるため、キャパシタ電圧 V_{dc2} と P_2 の関係は(15)式で表せる。

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}C_{dc}V_{dc2}^2\right) = P_2 = v_{2P}|I| \quad (15)$$

(15)式より、キャパシタ電圧が一定値となっている場合は $P_2 = 0$ であり、キャパシタ電圧を変動させる場合は INV.2 から有効電力に相当する電圧を出力する必要がある。

本稿では V_{dc2} の制御を v_{2P} により行うが、(14)式より v_{2P} で操作できるのは P_2 であるため、(15)式より制御系が非線形であることが分かる。そこで、制御対象を V_{dc2}^2 とし、間接的に V_{dc2} を制御する。まず(15)式より、 $|I|$ を定数として v_{2P} から V_{dc2}^2 までの伝達関数を(16)式のように求める。

$$\frac{V_{dc2}^2}{v_{2P}}(s) = \frac{2|I|}{sC_{dc}} = \frac{K_{CV}}{s} \quad (16)$$

次に、 V_{dc2} のステップ応答が(17)式のように 1 次遅れになるよう、時間領域における V_{dc2}^2 のステップ応答を(18)式のように仮定する。

$$V_{dc2}(t) = V_{dc2\text{ref}}\{1 - \exp(-\omega_{CV}t)\} \quad (17)$$

$$V_{dc2}^2(t) = V_{dc2\text{ref}}^2\{1 - 2\exp(-\omega_{CV}t) + \exp(-2\omega_{CV}t)\} \quad (18)$$

(18)式より $V_{dc2\text{ref}}^2$ から V_{dc2}^2 までの伝達関数は(19)式のように求められる。

$$\frac{V_{dc2}^2}{V_{dc2\text{ref}}^2}(s) = \frac{2\omega_{CV}^2}{s^2 + 3\omega_{CV}s + 2\omega_{CV}^2} \quad (19)$$

(16)、(19)式より、係数比較によって PI 制御器のゲインを次のように設計する。

$$K_p = \frac{3\omega_{CV}}{K_{CV}}, T_i = \frac{3}{2\omega_{CV}} \quad (20)$$

ただし、 $|I|$ は動作中に変化する値であることに注意する。本稿においては、システムの仕様を超えないようゲインを最小にするため $|I| = I_{\max}$ として設計する。

4. 計算による出力速度範囲の比較

〈4・1〉 計算条件 提案法の有効性を検証するため、シングルインバータ駆動のシステム及びオープン巻線モータドライブシステムにおける従来法・提案法の実効電力・速度・トルク特性及び速度・トルク特性を計算により求め、比較する。計算には表 1 に示すパラメータを用いる。条件として、変調方式を三角波比較 PWM で統一し、定トルク領域においては MTPA、弱め磁束領域においては各手法の誘起電圧制限方程式に従い d 軸電流指令値を変化させていくものとする。

〈4・2〉 計算結果 図 3 に計算結果を示す。図 3(a)より、弱め磁束領域においてシングルインバータ駆動のシステムの出力が急激に低下するのに対し、デュアルインバータ駆動のシステムにおいては出力が低下することなくより高速の領域まで駆動できる。また、従来法の出力は提案法における定トルク領域の最大速度に達する前に出力の上昇が緩やかになり、弱め磁束領域において最終的に同等の出力まで上昇する。図 3(b)のトルクの変化の様子にも同様の傾向がみられる。そして、図 3(c)より、提案法によって INV.1 の力率が改善されることで定トルク領域が拡大する。

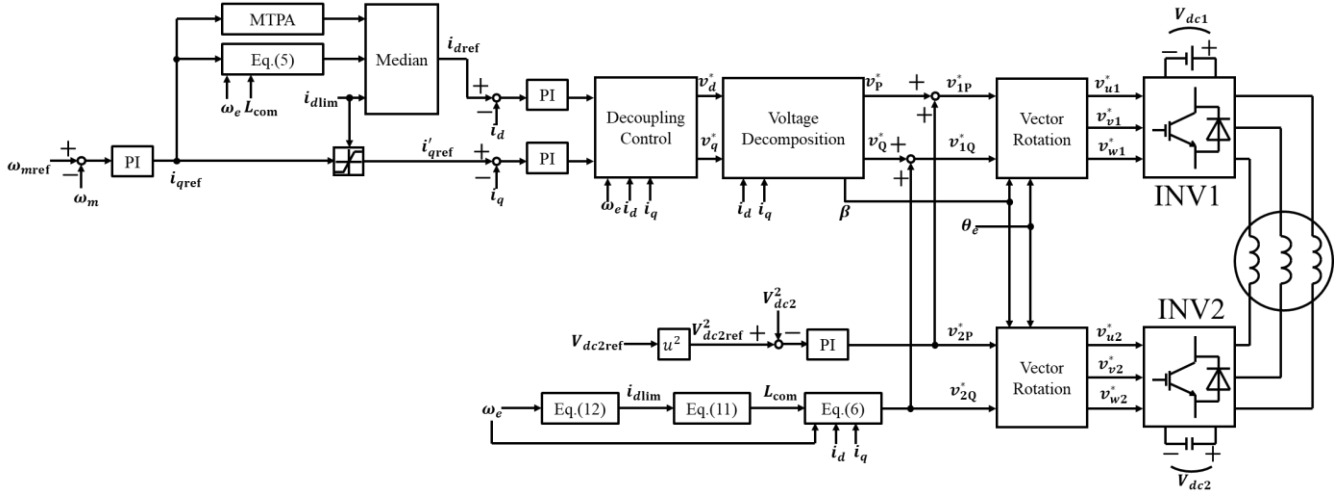


図4 オープン巻線モータドライブシステムの提案制御ブロック図
Fig. 4. Proposed control block diagram of open winding motor drive system.

表1 システムパラメータ

Table 1. Parameters of system.

Stator resistance	R	0.82Ω
d-axis inductance	L_d	7.5mH
q-axis inductance	L_q	30.6mH
Linkage flux	ϕ	0.121Wb
Number of pole pairs	p	2
Floating capacitor	C_{dc}	40uF
DC-link voltage	V_{dc1}	100V
INV.1 voltage limit	V_{1max}	50V
Current limit	I_{max}	3A
Switching frequency	f_s	20kHz
Dead time	T_d	1us
Bandwidth of current control	ω_{ni}	3140rad/s
Bandwidth of speed control	ω_{ns}	314rad/s
Bandwidth of capacitor voltage control	ω_{ncv}	628rad/s

5. 実験結果

〈5.1〉 実験構成 提案法による出力速度範囲拡大の効果を確認するため、実機実験を行う。システムの制御ブロックを図4に示す。d軸電流指令値は、速度検出値を用い(12)式より求める値と、 L_{com} 及びq軸電流指令値を用い(5)式より求める値と、q軸電流指令値を用いMTPAに従って求める値の中から中間の値を選択する。dq軸電圧指令値 v_d^*, v_q^* はdq軸電流の偏角と電圧指令値の偏角から電流と同位相の成分 v_p^* と位相が $\pi/2$ 異なる成分 v_q^* に分離する。その後、キャパシタ電圧制御に用いる v_{2p}^* と(6)式から求められる v_{2q}^* をそれぞれ v_p^*, v_q^* に加算してINV.1の電圧指令とする。

システムのパラメータを表1に示す。変調方式は三角波比較PWMとし、 $V_{1max} = V_{dc1}/2 = 50V$ としている。キャパシタ電圧制御の制御帯域は、 v_{2q}^* が速度に依存することと、 v_{2p}^* が出力電流に依存することから、 $\omega_{ni} > \omega_{ncv} > \omega_{ns}$ の範

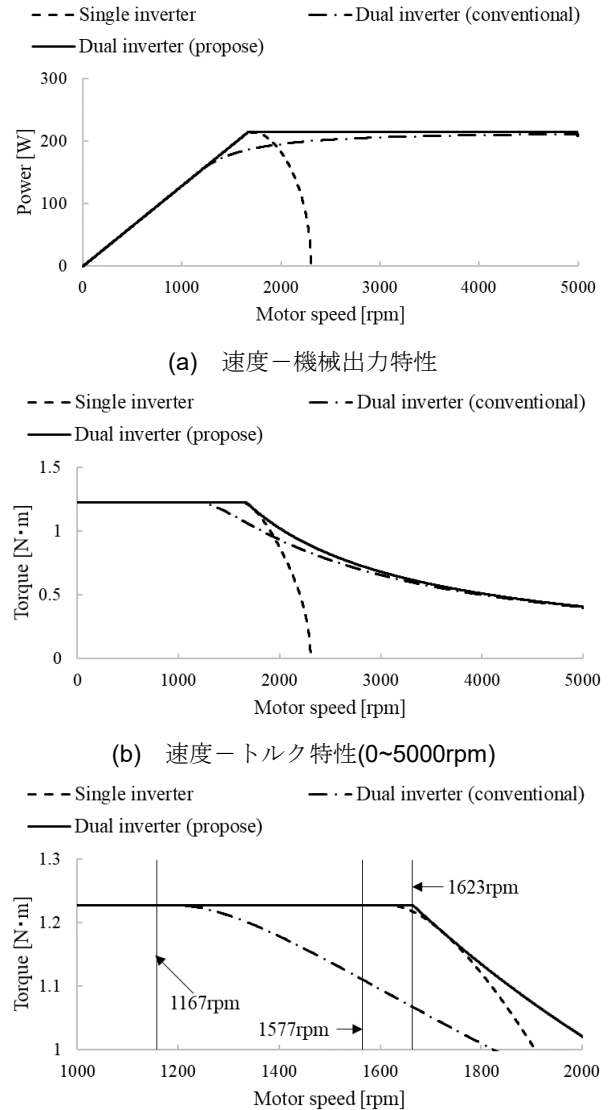
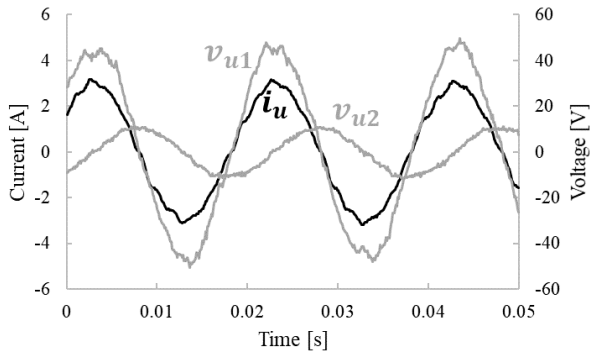
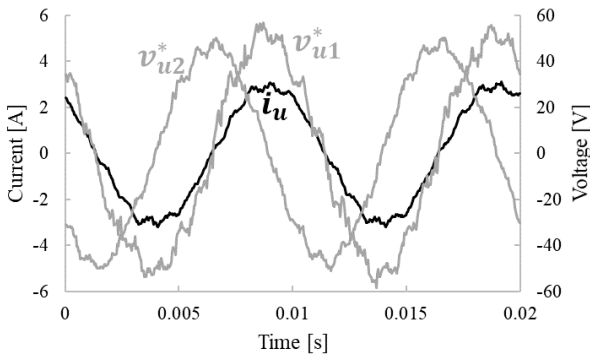


図3 出力速度範囲の計算結果
Fig. 3. Calculation results for output speed range.



(a) 1500rpmにおける波形



(b) 3000rpmにおける波形

図5 u相電流波形及びu相出力電圧指令波形
Fig. 5. U-phase current waveform and u-phase output voltage command waveform.

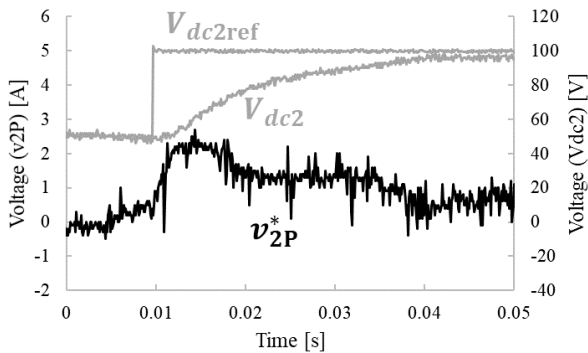


図6 キャパシタ電圧ステップ応答
Fig. 6. Step response of capacitor voltage.

囲から設定する。本稿ではこの範囲を考慮し且つステップ応答の時定数が10ms程度になるよう設計した。

〈5・2〉 無効電力補償とキャパシタ電圧制御 図5に出力電流3A、機械速度1500rpm及び3000rpmにおける、u相電流 i_{u1} 、INV.1のu相出力電圧指令 v_{u1}^* 、INV.2のu相出力電圧指令 v_{u2}^* の波形を示す。 i_{u1} と v_{u1}^* が同位相となっており、提案法により算出されるINV.2の出力電圧指令によって無効電力補償が達成され、INV.1が力率1で動作していることが確認できた。図6にキャパシタ電圧のステップ応答波形を示す。応答速度が設計値の10msに対しやや遅れているが、1次遅れに近い応答となっている。 v_{2P}^* は V_{dc2} が目標値に収束すると同時に0に収束しており、キャパシタ

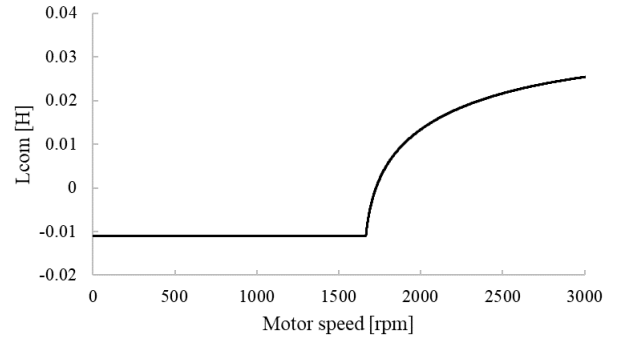


図7 速度と L_{com} 計算値の関係
Fig. 7. Relationship between the motor speed and calculated value of L_{com} .

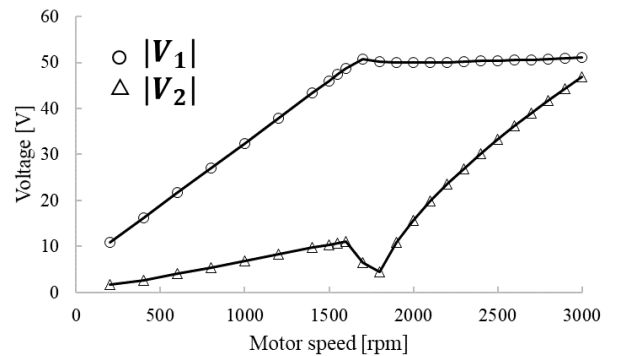


図8 速度-出力電圧振幅特性
Fig. 8. Output voltage amplitude - motor speed characteristic.

の充放電のみ用いられることが確認できる。

〈5・3〉 出力速度範囲の拡大 図7に速度に対する L_{com} を、図8に速度に対するINV.1の出力電圧の振幅 $|V_1|$ 及びINV.2の出力電圧の振幅 $|V_2|$ の測定値を示す。なお、出力電流振幅は3Aである。 L_{com} は、定トルク領域では一定値、弱め磁束領域では速度に応じ変化する値であるため、 $|V_2|$ は定トルク領域において速度に比例し、弱め磁束領域において速度に対し複雑に変化する。また、誘起電圧制限楕円に基づき電流指令値を与えていることで、 $|V_1|$ が弱め磁束領域全体で大きさが $V_{1max}(=50V)$ 一定に保たれている。

図9に、シングルインバータ駆動、従来法によるデュアルインバータ駆動、提案法によるデュアルインバータ駆動システムについての、速度に対するINV.1の出力電圧振幅、トルクの測定値、機械出力の計算値を示す。図9(a)より、各システムの弱め磁束領域におけるINV.1の出力電圧振幅が制限値(=50V)に収まっていることが確認できる。シングルインバータ構成の出力電圧振幅が弱め磁束領域で減少しているのは、誘起電圧のみを考慮していることにより弱め磁束制御時の力率悪化に伴って出力可能な電圧の余剰分が発生するためである。最終的にINV.1が補償する誘起電圧が電流と直交することから、出力可能な電圧の大きさは(21)式のように求められる、設定した V_{o1max} との差が余剰分となる。

$$V_{o1max} = \sqrt{V_{1max}^2 - (RI_{max})^2} \quad (21)$$

図 9(b)において、シングルインバータ駆動のトルクが弱め磁束領域で急激に減少している。これに対し、従来法・提案法におけるトルクは弱め磁束領域で速度に対して緩やかに減少している。図 9(c)においても、提案法では弱め磁束領域において一定の機械出力を保持しており、シングルインバータ構成及び従来法と比べ、出力速度範囲が拡大していることが確認できる。また、定トルク領域の最大速度は、従来法が 1150rpm、シングルインバータ構成が 1570rpm、提案法が 1650rpm で提案法によって従来法より 43.5%、シングルインバータ構成より 5.1%定トルク領域が拡大することが確認できる。これらは図 3(a)(b)と同様の結果であり、提案法が計算及び実機において有効であることが確認できた。

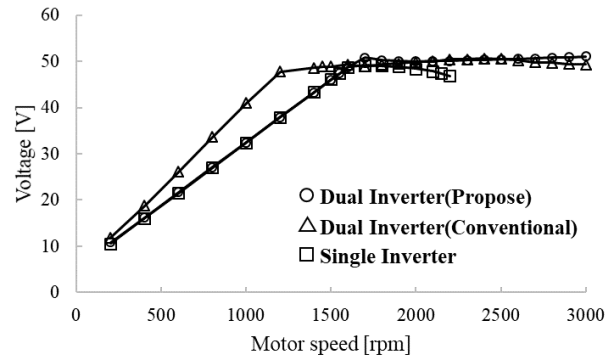
6. おわりに

本稿では、デュアルインバータ駆動オープン巻線モータドライブシステムを対象に、出力速度範囲を拡大する制御法を提案した。提案法では、INV.2 の DC リンク部にキャパシタを接続したシステムにおいて誘起電圧制限楕円の概念を適用するため、仮想パラメータ L_{com} を導入して INV.2 の出力電圧をパラメータ化し、ある速度における楕円の範囲を最大化する L_{com} を計算することによって INV.1 の力率を改善し出力速度範囲を拡大する。また、提案法の有効性を出力速度範囲の計算及び実機実験により、従来法及びシングルインバータ構成のシステムと比較することで確認した。

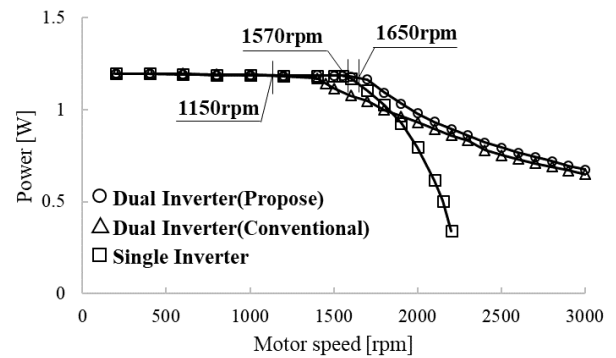
提案法によりモータに供給する無効電力はすべて INV.2 が負担し、INV.1 が力率 1 で動作していることが確認できた。また、定トルク領域は従来法に比べ 43.5%、シングルインバータ駆動に比べ 5.1%拡大し、提案法により出力速度範囲が拡大することを確認した。以上により提案法の有効性を確認した。

文 献

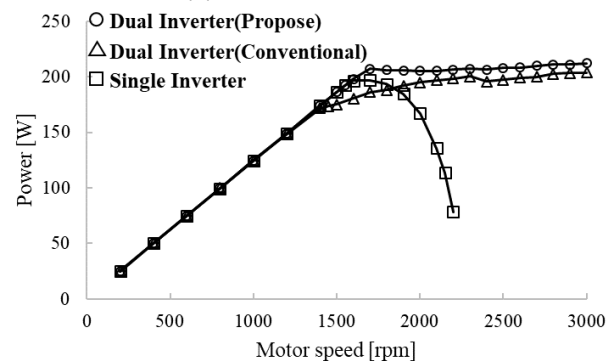
- (1) 森本茂雄, 畠中啓太, 童毅, 武田洋次, 平賀多賀男: 「PM モータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol. 112, No. 3, pp. 292-298 (1992)
- (2) 堺和人, 鷺頭照雄: 「弱め界磁制御に適した永久磁石電動機の検討と FEM による特性解析」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol. 115, No. 4, pp. 436-443 (1995)
- (3) A.m. EL-Refaie, T.M. Jahns: "Comparison of synchronous PM machine types for wide constant-power speed operation: converter performance", IET Electric Power Applications, Vol. 1, No. 2, pp. 217-222 (2007)
- (4) 石垣卓也, 叶田玲彦, 大橋敬典, 渡部興久, 杉浦正樹: 「大容量モータドライブのインバータ直流バス電圧制御法とコンデンサ容量低減法の提案」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol. 134, No. 3, pp. 344-349 (2014)
- (5) Gayan Watthewaduge, Mohammad Sedigh Toulabi, Shaahin Filizadeh, Aniruddha M. Gole: "Performance Analysis and Operating Limits of a Dual-Inverter Open-Winding IPMSM Drive", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 34, No. 3 pp. 1655-1666 (2019)
- (6) Hanlin Zhan, Zi-qiang Zhu, Milijana Odavic: "Analysis and Suppression of Zero Sequence Circulating Current in Open Winding PMSM Drives With Common DC Bus", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, No.4 pp. 3609-



(a) 速度-出力電圧振幅特性



(b) 速度-トルク特性



(c) 速度-機械出力特性

図 9 出力速度範囲の測定結果

Fig. 9. Measured output speed range.

- (7) 3620 (2017)
- (8) Yi-Fan Jia, Nan Xu, Liang Chu, Yuanjian Zhang, Zhe Xu, Yu-Kuan Li, Zhi-Hua Yang: "Control Strategy for an Open-End Winding Induction Motor Drive System for Dual-Power Electric Vehicles", IEEE Access, Vol. 8, pp. 8844-8860 (2020)
- (9) Di. Pan, Feng Liang, Yang Wang, Thomas A. Lipo: "Extension of the Operating Region of an IPM Motor Utilizing Series Compensation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 1, pp. 539-548 (2014)
- (10) Yongjae Lee, Jung-Ik Ha: "Hybrid Modulation of Dual Inverter for Open-End Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 6 pp. 3286-3299 (2014)
- (11) Albino Amerise, Luca Rovere, Andrea Formentini, Michele Mengoni, Luca Zarri, Pericle Zanchetta: "Electric Drive Based on an Open-End Winding Surface PM Synchronous Machine With a Floating Capacitor Bridge", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 56, No. 3 pp. 2709-2718 (2020)