2 台のインバータ直流バス間に透磁率変調巻線をもつ 可変界磁 PM モータの駆動回路とその制御法

山田 幹太* 野口 季彦 (静岡大学)

Drive Circuit and Control Method of Adjustable Field PM Motor with Permeance Modulation Windings between Two Inverter DC Busses Kanta Yamada^{*}, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a new drive circuit and a control method for an adjustable field PM motor based on a permeability modulation technique. The proposed motor can adjust the magnetic field generated by rare earth permanent magnets on the rotor using magnetic saturation between the N and S poles by controlling the 0-axis current. In the paper, a high-efficiency drive circuit that includes the permeability modulation windings between dual inverters is proposed, which also makes copper loss reduction in the windings and THD improvement of the three-phase voltages possible. In addition, a control method to regulate the capacitor voltage across one of the dual inverters is discussed. The operation characteristics of the system are examined through several computer simulations, which proves validity of the proposed approach.

キーワード: デュアルインバータ,空間ベクトル変調,可変界磁,透磁率変調,キャパシタ電圧制御,0軸電流 (Dual inverter, space vector modulation, adjustable field, permeability modulation, capacitor voltage control, 0-axis current)

1. はじめに

近年,地球温暖化防止の観点から自動車の電動化に伴う 技術が注目されており、その駆動用モータには高パワー密 度を特長とするネオジム永久磁石 (PM) を使用した永久磁 石同期モータ (PMSM) が賞用されている。しかし, PM 磁 束が一定である PMSM では、中低速域における高トルク運 転と高速運転を両立した広い運転領域を実現することは困 難である。そこで, 運転条件に合わせて PM 磁束を制御で きる可変界磁 PM モータの研究が盛んに行われている (1)~(3)。しかし、これまで提案されてきた可変界磁手法では、 界磁を電機子と独立かつ連続的に制御することが困難であ り、追加の回路を要求するため駆動システムが大型化する 問題がある。そこで、筆者らは従来のd軸電流id, q軸電流 iqに加えて、新たな0軸電流 ioを用いることで、磁性材料の 磁気飽和現象を利用して PM 磁束を制御できる透磁率変調 に基づく可変界磁 PM モータとその駆動回路を提案してき た^{(4)~(5)}。Fig. 1 に従来の透磁率変調に基づく可変界磁 PM モ ータの駆動回路を示す。同図より従来の駆動回路は, 左右の 直流バスを共通にすることで, id, iqに加えて ioを1つの装 置で独立に制御できる。この io を可変界磁 PM モータに供 給することで、ロータ磁極間の磁気飽和状態を変化させ、PM 磁束の調整を実現する。しかし, 従来回路は可変界磁に必要 な変調起磁力を確保するため、三相巻線に対して直列に変









調巻線を追加しなければならない。これにより,従来回路の 変調巻線には,変調電流に加えて各相線電流の三相平衡成 分が通流し大きな銅損が発生する。さらに、3つのHブリッ ジインバータを並列接続した回路構成であるため,モータ 巻線の両端に出力される電圧波形は3レベルに制限され, 出力電圧波形の総合ひずみ率(THD)や単位時間当たりの電 圧変化量(dv/dt)が悪化する問題がある。そこで,本稿では Fig.2に示すように2台のインバータ直流バス間に変調巻線 をもつ新たな駆動回路を提案し、従来回路よりも銅損の低 減と THD の改善を実現したので報告する。さらに、提案回 路の制御法として, 高変調率時に可変界磁を利用すること で、直流バス電圧比が1:1となるようにキャパシタ電圧を 一定に制御する手法についても併せて報告する。

提案する回路構成

本稿では,提案回路の左側インバータを INV1,右側イン バータを INV2 と呼び,両インバータのスイッチング状態 は (S_{u1}, S_{v1}, S_{w1}) (S_{u2}, S_{v2}, S_{w2})'と表記する。Fig. 3 に提 案回路の U 相に着目した各スイッチング状態での電流経路 を示す。同図より各直流バス電圧 Edc1, Edc2 と各電流 i1, i2 に は以下の関係が成り立つ。

$$E_{dc1} = (R_a + pL_u)(i_1 + i_2) + (R_z + pL_z)i_1 + pM_zi_2 + e_u$$

$$E_{dc2} = (R_a + pL_u)(i_1 + i_2) + (R_z + pL_z)i_2 + pM_zi_1 + e_u$$
(1)

ここで、Raは三相電機子巻線抵抗、LuはU相巻線の自己 インダクタンス, Rz は変調巻線抵抗, Lz は変調巻線の自己イ ンダクタンス, Mz は変調巻線間の相互インダクタンス, euは PM 磁束による U 相誘起電圧, p は微分演算子である。ま た、本稿では INV2 のキャパシタ電圧を INV1 のバッテリー 電圧に制御 (Edc1=Edc2) するため, (1)より i1=i2 が成り立 つ。よって、U相の線電流 i_u を $i_u=i_1+i_2$ とすると、各変調 巻線には線電流の 1/2 の電流が通流し, U 相電圧 vu は下式 で表される。また、V相電圧 vv, W相電圧 vw も(2)と同様に 与えられる。

$$v_u = (R_a + pL_u)i_u + \{R_z + p(L_z + M_z)\}\frac{l_u}{2} + e_u$$
(2)

各相の線電流が各三相電機子巻線や変調巻線に通流する ことで発生する相互誘導を考慮すると、各相電圧は下式で 表される。このとき、提案回路では2本の変調巻線を束ねて 巻いており、Fig.3より各変調巻線に通流する電流は等しい ため, $M_z = L_z$ の関係を用いる。

$$\begin{bmatrix} v_{u} \\ v_{v} \\ v_{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{a} + pL_{u} & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R_{a} + pL_{v} & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{ww} & R_{a} + pL_{w} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{u} \\ i_{v} \\ i_{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{u} \\ e_{v} \\ e_{w} \end{bmatrix} + \left(\frac{R_{z}}{2} + pL_{z} \right) A \begin{bmatrix} i_{u} \\ i_{v} \\ i_{w} \end{bmatrix}$$
(3)

ここで、Muv, Mvw, Mvu は各三相電機子巻線間の相互インダ クタンス, A は全要素が1の3×3行列である。また, uvw 静 止座標系から 0dq 回転座標系への変換行列 C は以下のよう に表される。ただし、ωは電気角周波数である。

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$
(4)

(4)を用いて(3)を 0dq 回転座標系に座標変換すると下式が 得られ、これが提案回路の電圧方程式となる。ただし、いは 0 軸電圧, io は 0 軸電流である。



Fig. 3. U-phase current path in each switching state.







$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(R_a + \frac{3}{2} R_z \right) + 3pL_z & 0 & 0 \\ 0 & R_a + pL_d & -\omega L_q \\ 0 & \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega \Psi_a(i_0) \end{bmatrix}$$
(5)

ここで, L_d , L_q は d 軸, q 軸インダクタンス, $\Psi_a(i_0)$ は 0dq 座標系の界磁磁束鎖交数である。Fig.4 に電磁界解析ソフト JMAG-Designer 19.1TM で解析した $\Psi_a(i_0)$ と ioの関係を示す。 同図より Ψ_a(i₀)は i₀の絶対値に依存しており,以下のように 近似することができる。また、本稿では io を-3.84~0 Aの 範囲で使用し,界磁磁束鎖交数は io=0A のとき最小値 ψmin, $i_0 = -3.84 \text{ A}$ のとき最大値 ψ_{max} となる。

 $\Psi_{a}(i_{0}) = -3.69 \times 10^{-5} i_{0}^{4} + 2.11 \times 10^{-3} i_{0}^{2} + 2.52 \times 10^{-2}$ (6)

Fig.5にモータ体積及び変調巻線の電流密度を一定とした 際の従来回路,提案回路における銅損 Pcとioの関係を示す。 ただし、 $i_d=0A$ 、 $i_q=50A$ である。同図より、本稿で使用す る ioの範囲(-3.84~0A)では、提案回路を用いることで従 来回路よりも銅損を低減できることがわかる。このとき、各 回路で発生する銅損は下式で表される。

Conventional circuit
$$P_c = \left(R_a + R_z\right) \left(i_0^2 + i_d^2 + i_a^2\right)$$
(7)

 $P_{c} = R_{a} \left(i_{0}^{2} + i_{d}^{2} + i_{q}^{2} \right) + \frac{3}{2} R_{z} i_{0}^{2}$ (8) Proposed circuit

さらに、提案回路は左右のインバータ直流バスを変調巻 線で分割しているため、従来回路よりもレベル数の大きな 電圧波形をモータ巻線の両端に形成できる。そのため、THD や dv/dt の改善により、モータで発生する鉄損やノイズを低 減でき、低損失なシステムを実現することができる。

3. 提案回路の制御法

〈3・1〉 空間ベクトル変調法

提案回路は、運転領域の拡大を目的に2 台のインバータ を用いたデュアルインバータ方式を採用している。デュア ルインバータ方式ではスイッチング状態に冗長性があり, 特定の電圧ベクトルを複数の冗長なスイッチング状態で出 力できる。そこで,提案回路の変調方式として任意に出力電 圧ベクトルとスイッチング状態を選択できる空間ベクトル 変調 (SVM) を採用する。Fig. 6 に SVM における電圧指令 ベクトル v*の出力原理と特定の電圧ベクトルを出力できる 冗長なスイッチング状態の例を示す。同図よりインバータ は離散的な電圧ベクトル (V0in, V60in, Vz) しか出力でき ないため、任意位相、任意振幅のv* を出力するにはこれら を適切な割合でベクトル合成する必要がある。本稿の SVM 法では, v* を出力する際に v* が存在する領域を囲む 3 つ の電圧ベクトル (V0in, V60in, Vz) を選択し、下式に基づ いて出力時間の計算(Toin, T_{60in}, T_z,)を実行しベクトルの 時比率制御を行う。ただし、Tsは SVM 制御周期である。

$$\mathbf{T}_{0\mathrm{in}} = \sqrt{2} | \mathbf{v}^* | \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \mathbf{T}_{\mathrm{s}} / E_{dc1}$$
(9)

$$T_{60in} = \sqrt{2} | \mathbf{v}^* | \sin(\theta) T_s / E_{dc1}$$
(10)
$$T_z = T_s - T_{0in} - T_{60in}$$
(11)

また,特定の電圧ベクトルを出力する際のスイッチング 状態は,随時キャパシタ電圧を検出し,キャパシタ電圧を一 定に制御するために適切なモードを冗長なスイッチング状 態の中から選択している。

(3・2) キャパシタ電圧制御法

Fig. 7 に SVM におけるキャパシタ電圧の制御法を示す。 ただし、キャパシタの充電と放電モードで選択するスイッ チング状態はモータの瞬時力率が 1 に近い場合を想定して いる。同図より、v* が存在する領域を囲む各電圧ベクトル を出力する際、Fig. 6 の冗長なスイッチング状態の中から適 切に Fig. 7 のキャパシタを充電または放電するモードを選 択することで、キャパシタの電圧をほぼ一定に制御しつつ、 モータ巻線の両端にマルチレベル電圧波形を出力できる。 また、キャパシタ電圧 E_{dc2} が指令値付近にあるときに充放 電指令のチャタリングを防ぐため、電圧指令値 E_{ref} (150 V) にはヒステリシス特性 E_h (±10 V) をもたせる。よって、 E_{dc2} が E_{ref} - E_h (140 V) より小さい場合は冗長なスイッチング状 態の中から充電モードを選択し、 E_{ref} + E_h (160 V) より大き

い場合は放電モードを選択する。 (3・3) 瞬時力率を考慮したスイッチング状態の選定法

Fig.8にモータ瞬時力率とキャパシタ充放電モードの関係 を示す。Fig.8右図は電圧指令ベクトル v* を出力するとき に考えられる電流ベクトル ia の範囲を表している。誘導性 負荷であるモータでは ia が v* より最大で 90 度遅れるた



Fig. 8. Relationship between instantaneous power factor and capacitor charge / discharge modes.

め、電流方向は A または F になり得る。また、モータ低速 運転時に適用される最大トルク/電流制御(MTPA 制御)で は負の d 軸電流 -ia を通流し、電流進角制御となるため、 電流方向は B または C になることが考えられる。よって、 4 通りの電流方向でスイッチング状態とキャパシタの充放 電モードの関係を検討しなければならない。Fig.8 左表は v* を出力するときに選択する 0 度方向の電圧ベクトル V0in の 冗長なスイッチング状態と各電流方向でのキャパシタの充 放電モードの関係である。ここで、同表は io < 0 に制御し たときの充電または放電モードであり、"+"は充電モー ド,"-"は放電モードを表している。同表より、特定のスイ ッチング状態でも電流方向によりキャパシタの充放電モー ドは変化することがわかる。例えばスイッチング状態(1, 1,0)(0,1,0)'は、電流方向がCまたはBのときキャパシ タを充電するモードであるが、電流方向がAまたはFにな るとキャパシタを放電するモードに変化する。よって、特定 の電圧ベクトルを出力する冗長なスイッチング状態の中か らキャパシタの充放電モードを選択する際には、モータの 瞬時力率を考慮する必要がある。

4. 可変界磁を利用したキャパシタ電圧一定制御法

これまで筆者らは、デュアルインバータ方式のスイッチ ング状態の冗長性に注目し、左右の直流バス電圧比が1:0.5 の場合にキャパシタ電圧を一定に制御する手法を提案して きた⁽⁰⁾。一方、提案回路では io を用いて ¥a(io)を可変にする ことで、モータ瞬時力率を制御し、直流バス電圧比が1:1 の場合でも冗長なスイッチング状態の中からキャパシタの 充放電モードに合わせた最適なスイッチング状態を選択す ることで、モータに三相電圧を印加するとともにキャパシ タ電圧の一定制御も同時に行うことができる。本章では、低 変調率時と高変調率時のそれぞれで直流バス電圧比が1:1 となるようにキャパシタ電圧を一定に制御しつつ、同時に マルチレベル電圧波形を出力できる制御法を検討する。

〈4·1〉 低変調率時の制御法(m ≤ 0.5)

Fig. 9 に電流方向が A のときに選択される電圧ベクトル とそれを出力するスイッチング状態を充放電モード毎に示 す。同図より変調率 m が $m \le 0.5$ の場合は,文献(6)の直 流バス電圧比が 1:0.5 のときと同様に,特定の電圧ベクト ルを出力する冗長なスイッチング状態の中にキャパシタの 充電モードと放電モードの両方が存在する。よって,特定の 電圧ベクトルを出力する際にこれらを冗長に切り換えるこ とで,キャパシタの充放電により電圧を一定に制御するこ とができる。また,低変調率時は, $\pm 2/3E_{dc1}$, $\pm 1/3E_{dc1}$,0の 離散的な電圧がモータ巻線の両端に出力され,5レベル電圧 波形を形成することができる。

<4·2〉 高変調率時の制御法(m > 0.5)

Fig.9より m>0.5 の場合は、冗長なスイッチング状態の 中でモータ瞬時力率が1に近い(力率角が小さい)ときにキ ャパシタの充電モード(V300, V330, V0, V30, V60)を、 0に近い(力率角が大きい)ときに放電モード(V120, V240) を出力できない。よって、特定の電圧ベクトルを出力する際 にキャパシタの充放電モードを冗長に切り換え、キャパシ タ電圧を一定に制御することは困難である。特に、キャパシ タの充電モードを扱うには大きな力率角が必要であり、放 電モードよりも電流値を制限したり、モータ設計に制約を 与えたりしなければならない。Fig.10にdq座標系の電圧ベ



Fig. 9. Voltage vectors used in current polarity A.



and current vectors.



Fig. 11. Control block diagram.

クトルと電流ベクトルを示す。ここで、電流ベクトルは q 軸 から進角しておらず、 $i_d = 0$ A である。提案システムでは、 高変調率時の電圧制限を i_0 の減少による可変界磁で満足さ せるため、運転条件に適した i_0 に調整することで、従来の $-i_d$ の増加による弱め界磁を用いることなく、広い運転領域 を実現できる。Fig. 10 より電圧ベクトルと電流ベクトルの 位相差である力率角 θ_v は(5)を用いて下式で表される。

$$\theta_{v} = \tan^{-1} \left(\frac{-v_{d}}{v_{q}} \right) = \tan^{-1} \left[\frac{\omega L_{q} i_{q}}{R_{a} i_{q} + \omega \Psi_{a} (i_{0})} \right]$$
(12)

上式より高変調率時に i_0 を減少させることで, Fig. 4 に 則って $\Psi_a(i_0)$ は減少し, 結果的に θ_i は増加する。これによ り、大きな 6,を得ることで、キャパシタの充電モードを扱うことが可能となる。さらに特定の電圧ベクトルを出力する冗長なスイッチング状態の中から、キャパシタの充放電モードに合わせた最適なスイッチング状態を選択することで、キャパシタ電圧を一定に制御することができる。また、高変調率時は、±4/3Edc1、±3/3Edc1、±2/3Edc1、±1/3Edc1、0の離散的な電圧がモータ巻線の両端に出力され、9レベル電圧波形を形成することができる。

5. シミュレーションによる動作検証

〈5・1〉 シミュレーション条件

Table 1 にシミュレーション条件, Fig. 11 に制御ブロック 図を示す。シミュレーションでは,回路シミュレータ PSIM 2021a[™] を用いて,可変界磁 PM モータモデルを 2 台のイン バータにより駆動した際の, *io*, *ia*, *o*電流制御とキャパシ タ電圧の一定制御(150±10V)を確認する。また,変調率 mの大小による制御法の違いを検証するため、低変調率時 (m=0.4)と高変調率時(m=0.8)の2つの条件,さらに高 変調率時の可変界磁を利用した制御法の妥当性を検証する ため、0軸電流指令値を0A($\Psi_a(0) = \psi_{min}$)と-3.84 A ($\Psi_a(-3.84) = \psi_{max}$)の2つの条件で与え、計4通りの場合に ついてシミュレーションを行う。ここで、 $\Psi_a(i_0)$ の変化に伴 う mの変化を防ぐため、モータ回転数 n_m をmが設定値とな るように調整している。また、Fig. 11に示した SVM ブロッ クでは、dq 座標系の電圧ベクトルと電流ベクトルの位相差 から計算したモータの瞬時力率と INV2のキャパシタ電圧 を用いて、キャパシタの充放電モードに合わせた最適なス イッチング状態の選択と出力時間の演算を行う。

〈5・2〉 シミュレーション結果

Fig. 12 にシミュレーション結果を示す。上段から 0 軸電



流 io, d 軸電流 ia, q 軸電流 ia, 上側の変調電流 ip, 下側の変 調電流 in, 変調電流の和 ip + in, 電圧ベクトルの位相 θ , 電 流ベクトルの位相 θ , バッテリー電圧(電圧指令値) Edc1, キ ャパシタ電圧 Edc2, U 相巻線両端電圧 vu を表している。同図 より(a), (b), (d)では io, ia, ia が指令値通りに制御できてい ることが確認できる。一方, (c)では Edc2の減少により, 過変 調での動作となるため, 指令値通りに電流制御を行うこと ができない。また, ip + in と io の間には,以下の関係が成り 立ち, 2 本の変調巻線を束ねて巻く提案回路では,変調巻線 で発生する可変界磁用の変調磁束は io を用いて制御できる ことがわかる。

$$i_p + i_n = -\sqrt{3}i_0$$
 (13)

変調率が同一である(a)と(b)、または、(c)と(d)を比較する と、ioを 0A に制御し $\Psi_d(i_0)$ を減少させることで、 θ 、は増加 することがわかる。低変調率時である(a)と(b)は、ioに依らず キャパシタの充放電モードを制御できており、これは、 $m \leq$ 0.5 では特定の電圧ベクトルを出力する冗長なスイッチング 状態の中にキャパシタの充電モードと放電モードの両方が 存在するためである。一方、高変調率時である(c)と(d)では、 ioを通流するとキャパシタ電圧を一定に制御できず、ioを通 流しないと直流バス電圧比が 1:1 となるようにキャパシタ 電圧を一定に制御できる。よって、m > 0.5 では ioを制御す ることで、キャパシタ電圧の一定制御の可不可を切り換え ることが可能である。また、 $m \leq 0.5$ では 5 レベル、m > 0.5では9 レベル電圧波形が U 相巻線の両端に形成されており、 キャパシタ電圧の一定制御と同時にマルチレベル電圧波形 を出力できることが確認できた。

〈5・3〉 従来回路との比較

Table 2 にモータ体積及び変調巻線の電流密度を一定と し、可変界磁 PM モータを駆動した際に各回路で発生する、 出力トルクT,銅損 P_c ,電圧波形のレベル数Level,総合ひ ずみ率 THD の比較を示す。ここで、低速運転時(*m* = 0.4) は大きな Ψ_a(i₀)が要求されるため Fig. 12(a)の条件(i₀=-3.84 A), 高速運転時 (*m*=0.8) は小さな *Ψ_a*(*i*₀)が要求されるため Fig. 12 (d)の条件でシミュレーションを行う。また、回路構 成(電圧方程式)の違いによる mの変化を防ぐため, nmを mが設定値となるように調整している。Table2よりmの大 小に依らず、提案回路での駆動により従来回路よりも銅損 の低減,電圧波形のマルチレベル化,THD の改善を達成す ることができた。特に、低変調率時は THD を 45.3 % 改善、 高変調率時は銅損を 29.1%低減でき、運転領域の全域にわ たって損失を改善できることを確認した。また,従来回路の 変調巻線には、変調電流に加えて各相線電流の三相平衡成 分が通流するため、モータ体積及び電流密度一定の条件下 では、wmax を得るための io が増加する問題がある。このた め、 $i_0 = -3.84 \,\mathrm{A}$ では $\Psi_a(i_0)$ が最大値 ψ_{\max} まで到達できず、低

Table 2.	Comparison	of conventional	circuit and	proposed circuit.
----------	------------	-----------------	-------------	-------------------

	1			1	1	
	т	$n_m[r/min]$	T[Nm]	$P_c[W]$	Level	THD[%]
Conventional	0.4	3629	5.082	319.4	3	148.4
circuit	0.8	7416	5.049	317.5	3	57.46
Proposed	0.4(a)	2882	9.585	319.0	5	81.22
circuit	0.8(d)	7457	5.046	225.0	9	42.06

変調率時の出力トルクは減少している。よって,提案回路で は出力の増加と損失の低減を同時に実現できるため,可変 界磁 PM モータと組み合わせることで,従来回路よりも高 効率なシステムを実現できる。

6. まとめ

本稿では透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータの新た な駆動回路を提案し,従来回路と比較することで銅損の低 減と THD の改善を達成した。この結果より,提案する可変 界磁 PM モータの駆動回路に提案回路を用いることで,広 い運転領域で高効率なシステムを実現できる。また,提案回 路の変調方式に SVM を採用し,高変調率時に可変界磁を利 用してモータ瞬時力率を制御することで,直流バス電圧比 が1:1の場合でもキャパシタ電圧を一定に制御できる手法 についても提案した。シミュレーションを通して, ioを制御 することで直流バス電圧比が1:1となるようにキャパシタ 電圧を維持する制御法の妥当性と,同時にマルチレベル電 圧波形をモータ巻線の両端に出力できることを確認した。

筆者らは透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータに適し た電流ベクトル制御として 0dq 座標系に拡張した制御則を 提案してきた⁽⁵⁾。この制御則では,拡張 MTPA 制御や拡張弱 め界磁制御において, io に加えて-ia を通流させることで, 運転領域の拡大を実現している。今後は,拡張制御則の適用 を見越し,-ia を通流した際のキャパシタ電圧の一定制御法 についても検討していく所存である。

文 献

- K. Sakai, K. Yuki, Y. Hashiba, N. Takahashi, K. Yasui, and L. Kovudhikulrungsri : "Principle and Basic Characteristics of Variable-Magnetic-Force Memory Motors," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 131, No. 1, pp. 53-60, (2011)
- (2) T. Mizuno, K. Nagayama, T. Ashikaga, and T. Kobayashi : "Basic Principles and Characteristics of Hybrid Excitation Type Synchronous Machine," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 115, No. 11, pp. 1402-1411, (1995)
- (3) M. Namba, K. Hiramoto, and H. Nakai : "Novel Variable-Field Motor with a Three-Dimensional Magnetic Circuit," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 135, No. 11, pp. 1085-1090, (2015)
- (4) K. Iwama and T. Noguchi : "Operation Characteristics of Adjustable Field IPMSM Utilizing Magnetic Saturation," *Energies*, vol. 15, No. 1, pp. 52, (2021)
- (5) 山田・野口:「透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータの拡張弱め界 磁制御」電気学会産業応用部門大会, pp. 467-470 (2021)
- (6) Y. Oto, T. Noguchi, T. Sasaya, T. Yamada and R Kazaoka : "Space Vector Modulation of Dual-Inverter System Focusing on Improvement of Multilevel Voltage Waveforms," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 66, No. 12, pp. 9139-9148, (2019)