

デュアルインバータ駆動オープン巻線モータの巻線スイッチを用いた短期間高トルク動作の検討

学生員 七澤 風画*, 正員 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Short-term high-torque characteristics of motor drive system using dual-inverter fed open end coil motor with winding switching circuit

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

Performance required for automotive motors are high torque, wide range operation and high efficiency. PMSM can generate high torque with strong magnetic flux. However, the speed range is limited by the back electromotive force. In this research, winding switching technique achieves high torque and wide range operation. In this paper, a method of driving a winding switching motor using a dual inverter system with a floating capacitor bridge is proposed.

キーワード：永久磁石同期電動機(PMSM), 巻線切替, 広範囲駆動

Keywords : Permanent Magnet Synchronous Motor , Wire switching , Wide range operation

1. はじめに

近年, 排気ガスによる環境汚染問題の深刻化により, 電気自動車やハイブリッド式電気自動車が普及している。これら自動車の主機用モータには, 高トルク, 広い速度範囲を有し, 尚且つ高効率な性能が求められている。

車載用モータとして永久磁石同期電動機(PMSM)を採用する場合, 高トルクを得るためには永久磁石の磁束を大きくすることが効果的であるが, その一方で速度範囲を向上させるためには, 高速運転時の速度起電力を抑えるために弱め磁束制御が必要となる。しかし, 弱め磁束制御は電流が増加するため損失増加の課題がある。このような趨勢において, なかには, モータ起動時の短期間のみ高トルク特性を要して, その後は広い速度範囲を要するアプリケーションも存在する。そこで, 本稿では, 短期間高トルク特性を有して, 尚且つ広い速度範囲をもつモータドライブシステムを検討する。本稿では, まず, 提案するモータドライブシステムの電気等価モデルを示して, 各モードの制御法を説明する。提案する制御法の有効性はシミュレーションにより明らかにする。

2. 提案システム

〈2・1〉 提案システム 図1に提案する巻線切替モータの駆動システムを示す⁽¹⁾。モータはオープン巻線構造となっており, 2つのインバータを用いて駆動する。提案システムにおいては, INV.1の電圧源として直流電源を, INV.2の直流電圧にはキャパシタを用いる。

固定子の三相巻線において各巻線は巻数が半分になるように分割されている。それぞれABC相とXYZ相として計

6相の構成となっており, A-X相, B-Y相, C-Z相がそれぞれ接続される。接続部からは端子が露出しており, それらにサイリスタを挟んで接続することで巻線切替構造を構成する。2つの三相巻線はスロット1つ分から4つ分だけ離れて

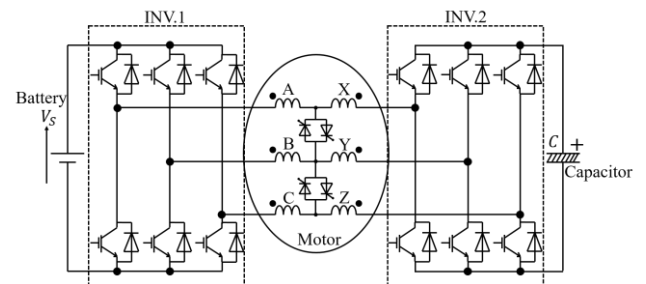
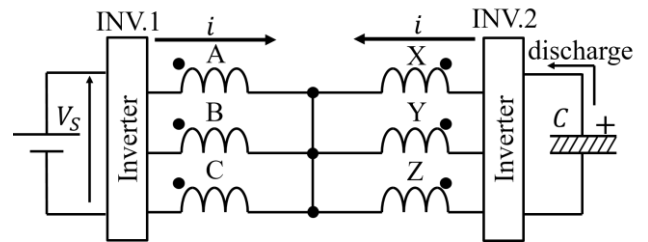
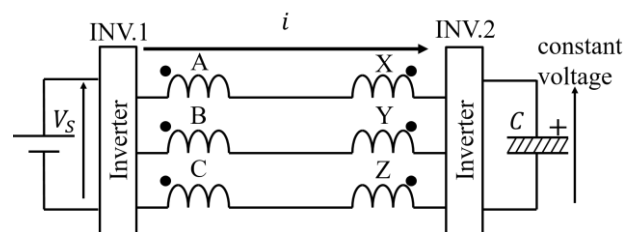


図1 巻線切替モータの駆動システム



(a) 累積動作時



(b) 差動動作時

図2 各動作におけるエネルギーフロー

配置され、その数によって2つの巻線間に $\pi/12, \pi/6, \pi/4, \pi/3$ radの機械的位相差を生じる。

サイリスタオン、オフによりモータ中心部が接続あるいは遮断されエネルギーフローが変化する。図2(a)に示すようにオンの状態ではモータ中心部はABC相とXYZ相の共通の中性点となり、エネルギーは左右のインバータから中心の方へ供給される。この時、モータの固定子巻線の極性が図1となっていることから、発生する正味の磁束はABC相とXYZ相が発生する磁束の和になる。高トルク特性が得られ、キャパシタの電荷がある期間動作できる。一方、サイリスタがオフの時には共通中性点が切り離され、図2(b)に示すオープン巻線構造となる。この時、流れる電流に対しABC相とXYZ相の巻線の極性は反対となるため、正味の磁束は各相が発生する磁束の差となる。これを利用して、起動時など短時間の低速領域ではサイリスタをオンにしてトルクを大きくし、高速度域ではオフにして逆起電力を小さくできる。本稿ではサイリスタがオンの状態の動作を「累積動作」、オフの状態の動作を「差動動作」と呼ぶ。

〈2・2〉 モータのモデル 図3に巻線切替モータの電気的モデルを示す。 δ は2つの巻線間の位相差である。図3においてA相及びX相巻線に鎖交する磁束を ϕ_a, ϕ_x とすると、それぞれ

$$\phi_a = L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + M_{ax} i_x + M_{ay} i_y + M_{az} i_z + \phi_m \cos \omega_e t \quad (1)$$

$$\phi_x = M_{xa} i_a + M_{xb} i_b + M_{xc} i_c + L_x i_x + M_{xy} i_y + M_{xz} i_z + \phi_m \cos(\omega_e t - \delta) \quad (2)$$

と表せる。式中の L は添え字の相の自己インダクタンス、 i は添え字の相の電流、 M は添え字の相間の相互インダクタンス、 ϕ_m は永久磁石の磁束による磁束鎖交数の最大値、 ω_e は電気角速度である。さらに、ABC相とXYZ相それぞれの自己インダクタンス及び相互インダクタンスは

$$L_a = L_b = L_c = L_x = L_y = L_z = L_m + l_s \quad (3)$$

$$M_{ab} = M_{ba} = M_{ac} = M_{ca} = M_{bc} = M_{cb} = -\frac{1}{2} L_m \quad (4)$$

$$M_{xy} = M_{yx} = M_{xz} = M_{zx} = M_{yz} = M_{zy} = -\frac{1}{2} L_m \quad (5)$$

で表せる。式の L_m は励磁インダクタンス、 l_s は自己漏れインダクタンスである。また、ABC相とXYZ相間の相互インダクタンスは

$$M_{ax} = M_{xa} = M_{by} = M_{yb} = M_{cz} = M_{zc} = (L_m + l_m) \cos \delta \quad (6)$$

$$M_{ay} = M_{ya} = M_{bz} = M_{zb} = M_{cx} = M_{xc} = (L_m + l_m) \cos\left(\delta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (7)$$

$$M_{az} = M_{za} = M_{bx} = M_{xb} = M_{cy} = M_{yc} = (L_m + l_m) \cos\left(\delta + \frac{4}{3}\pi\right) \quad (8)$$

で表される。式の l_m はABC相とXYZ相間の漏れインダクタンスである。ここで同期インダクタンス L_s を

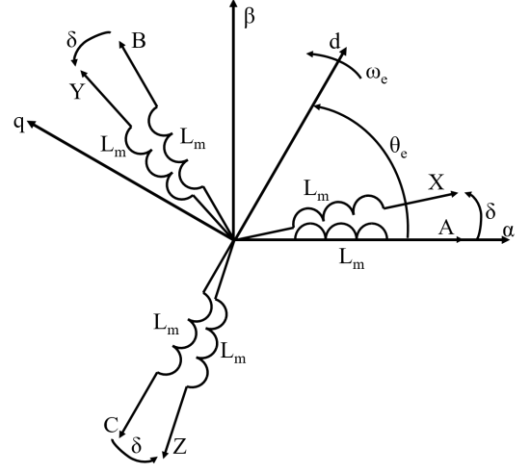


図3 巻線切替モータの電気的モデル

$$L_s = \frac{3}{2} L_m + l_s \quad (9)$$

と定義し、(3)~(8)式を(1),(2)式に代入すると

$$\begin{aligned} \phi_a = L_s i_a & + (L_m + l_m) \left\{ i_x \cos \delta + i_y \cos\left(\delta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_z \cos\left(\delta + \frac{4}{3}\pi\right) \right\} \\ & + \phi_m \cos \omega_e t \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \phi_x = L_s i_x & + (L_m + l_m) \left\{ i_a \cos \delta + i_b \cos\left(\delta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_c \cos\left(\delta + \frac{4}{3}\pi\right) \right\} \\ & + \phi_m \cos(\omega_e t - \delta) \end{aligned} \quad (11)$$

となる。(10),(11)式よりA相とX相の電圧方程式が

$$\begin{aligned} v_a = r_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} & + (L_m + l_m) \frac{d}{dt} \left\{ i_x \cos \delta + i_y \cos\left(\delta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_z \cos\left(\delta + \frac{4}{3}\pi\right) \right\} \\ & - \phi_m \omega_e \sin \omega_e t \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} v_x = r_s i_x + L_s \frac{di_x}{dt} & + (L_m + l_m) \frac{d}{dt} \left\{ i_a \cos \delta + i_b \cos\left(\delta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_c \cos\left(\delta + \frac{4}{3}\pi\right) \right\} \\ & - \phi_m \omega_e \sin(\omega_e t - \delta) \end{aligned} \quad (13)$$

となる。ここで、次の式を用いて三相電圧方程式を図2に定めたd-q座標に変換する。ABC相に対応するdq電圧を v_{d1}, v_{q1} 、XYZ相に対応するd-q電圧を v_{d2}, v_{q2} とする。

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \delta) & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi - \delta\right) \\ -\sin(\theta_e - \delta) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi - \delta\right) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi - \delta\right) \\ -\sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi - \delta\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} \quad (15)$$

(14),(15)式を用いて d-q 座標の電圧方程式を求めると

$$v_{d1} = r_s i_{d1} + L \frac{di_{d1}}{dt} + \omega_e L i_{q1} + L'_m \frac{di_{d2}}{dt} + \omega_e L'_m i_{q2} \quad (16)$$

$$v_{q1} = r_s i_{q1} + L \frac{di_{q1}}{dt} - \omega_e L i_{d1} + L'_m \frac{di_{q2}}{dt} - \omega_e L'_m i_{d2} + \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_m \omega_e \quad (17)$$

$$v_{d2} = r_s i_{d2} + L \frac{di_{d2}}{dt} + \omega_e L i_{q2} + L'_m \frac{di_{d1}}{dt} + \omega_e L'_m i_{q1} \quad (18)$$

$$v_{q2} = r_s i_{q2} + L \frac{di_{q2}}{dt} - \omega_e L i_{d2} + L'_m \frac{di_{q1}}{dt} - \omega_e L'_m i_{d1} + \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_m \omega_e \quad (19)$$

となる。ただし、

$$E = \phi_m \omega_e, \quad L'_m = \frac{3}{2}(L_m + l_m) \quad (20)$$

である。(16)~(19)式より、巻線切替モータの dq 軸電圧は、d 軸と q 軸及び ABC 相と XYZ 相で互いに干渉する。

(2・3) キャパシタ電圧制御 図 1 に示したように、INV.2 の直流電圧にはキャパシタを用いる。キャパシタ電圧 V_C は INV.1 と INV.2 の供給する相電圧間の位相差により制御することができ、(21)式の関係がある。 α は位相差、 δ_L は力率角、 a_1, a_2 はそれぞれ INV.1 と INV.2 の直流電圧に対する相電圧の割合である。

$$V_C = -\frac{\cos(\alpha + \delta_L)}{\cos \delta_L} \cdot \frac{a_1}{a_2} V_S \quad (21)$$

(2・4) モータ制御系 図 4 に提案する制御回路ブロック図を示す。制御系は速度制御系とし、相電流、回転速度、キャパシタ電圧をフィードバックする。キャパシタ電圧を制御する際、制御器が出力する dq 軸電圧指令値を三相に変換する際に INV.2 で変換に用いる角度に位相差を加えることで相電圧間に位相差を与える。この位相差は、キャパシタ電圧を制御量とする PI 制御により決定する。

累積動作時は(14),(15)式のように INV.1 と INV.2 で回転座標変換の角度が異なる。このときキャパシタ電圧を制御することはできないため、上記の相電圧間位相差は加えない。

差動動作時は図 2(b)に示すようにモータがオープン巻線になるため、電流制御は INV.1 でのみ行い、INV.2 でキャパシタ電圧制御を行う。キャパシタの電圧は三相電圧指令値を正規化する際に INV.1 側と INV.2 側の電圧を両方とも $V_S/2$ で除することで、(21)式において $a_1 = a_2$ となり、(21)式を次のように書き換えることができる。

$$V_C = -\frac{\cos(\alpha + \delta_L)}{\cos \delta_L} V_S \quad (22)$$

(22)式からわかるように V_S と V_C の関係は非線形であるため、制御量である V_C の平衡点近傍で制御することが望まし

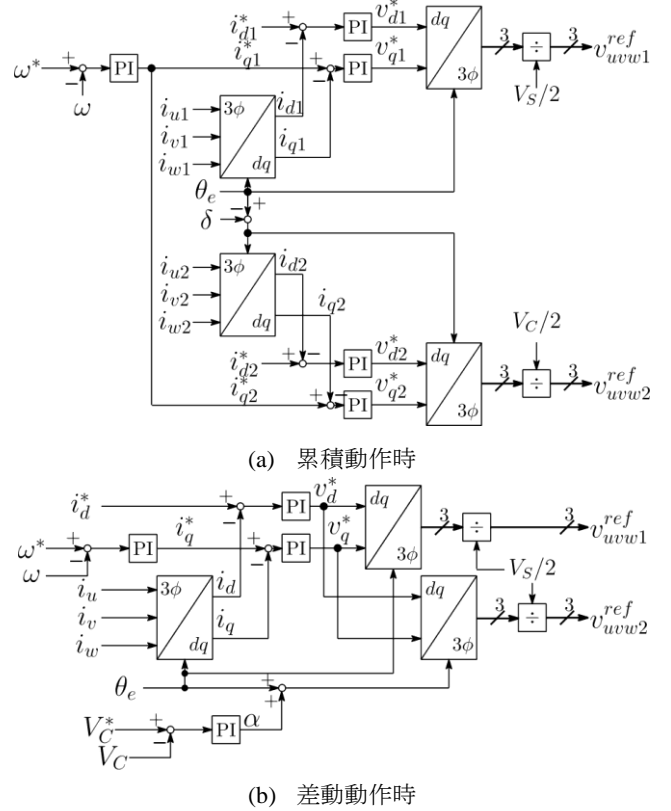


図 4 モータ制御系

い。そこで、差動動作時に巻線間位相差 δ によって INV.1 と INV.2 の相電圧間に位相差が生じることを利用し、巻線切替直後はキャパシタ電圧制御を行わずに充電し、キャパシタ電圧が目標値に達した瞬間に制御を開始することにより、キャパシタ電圧制御の非線形性は概ね無視できる。

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パラメータを示す。シミュレーションは以下の 2 つを行った。1 つ目として、デュアルインバータの電圧源を両方直流電圧源とし、累積動作時と差動動作時の電流とトルクの関係性を求め、各 δ における速度-トルク特性をシミュレーションした。シミュレーションでは速度を連続的に変化させたときのトルクを測定し、横軸速度、縦軸トルクの波形を得た。累積動作時及び差動動作時において同じ電流値で発生するトルクを維持しながら速度を上げるようにして測定した。累積動作時にインバータの出力限界まで速度を上げた後は、差動動作時のトルクに達するまで負荷トルクを下げた後から巻線切替を行った。

2 つ目として、デュアルインバータの片方の電圧源をキャパシタにし、 $\delta = \pi/4$ における加速動作についてシミュレーションした。シミュレーションではキャパシタ電圧の目標値を 140V とし、時間に対するトルク、速度、キャパシタ電圧、U 相電流の変化を観測した。累積動作時はキャパシタ電圧の制御ができないため、キャパシタの電圧が尽きる前に差動動作の速度範囲まで加速する必要がある。

表 1 シミュレーションパラメータ

直流電圧 V_S	140V
巻線抵抗 r_s	0.3 Ω
d 軸, q 軸インダクタンス L_d, L_q	4.75mH
回転子鎖交磁束 ϕ_m	0.346Wb
極対数	1
変調率制限(d 軸 q 軸別)	0.8
キャパシタ静電容量 C	50mF

〈3・2〉 シミュレーション結果 図 5 から図 7 に 1 つ目のシミュレーション結果を示す。図 5 では累積動作時と差動動作時において最大値 5A の三相交流電流を流した時のトルクの波形である。累積動作時には 5A で 5.2Nm ほどのトルクが発生しているのに対し、差動動作時は 5A で 2Nm ほどとなっている。これについて各 δ における値をまとめると図 6 のようになる。図より、累積動作時のトルクは δ に関わらず一定であるのに対し、差動動作時は δ が小さいほどトルクが小さくなっていくことが分かる。

図 7 は各 δ における速度-トルク特性を示す。どの波形においても累積動作時の速度範囲は一定であり、 δ が小さいほど速度範囲が広がる特性を示す。 δ が小さいほど差動動作時の磁束を弱める効果が大きく、逆起電力の発生を抑えられている。各波形において、巻線切替時の過渡現象によりトルクが急激に変化している。今回は巻線切替直後の速度指令値は切替直前の速度としているため、巻線切替前後ではトルクの調整の他にも適切な速度指令値の設定が必要になると考えられる。

図 8 に 2 つ目のシミュレーション結果を示す。シミュレーション開始時に 1000rpm まで急激に加速し、その後負荷トルクを下げながら加速している。起動時はキャパシタからモータへエネルギーが供給されており、キャパシタ電圧が徐々に減少している。トルクが差動動作時の値に達して巻線切替を行った後、しばらくキャパシタ電圧制御を行わず、通常動作によってキャパシタが充電される。キャパシタ電圧がやがて目標値の 140V に達するとキャパシタ電圧制御を開始して、キャパシタ電圧が目標値に制御する様子が確認できる。キャパシタ電圧制御は電圧指令にのみ作用するため、キャパシタ電圧制御が開始しても電流制御系に関わるトルク、速度、電流の波形への影響は見られない。

4. おわりに

本稿では、短期間高トルク特性を有して、尚且つ広い速度範囲をもつモータドライブシステムを提案した。提案システムの電気等価モデル及びキャパシタ電圧制御の原理について示し、提案した回路で巻線切替モータが駆動できることをシミュレーションにより確認した。

文 献

(1) Shahid Atiq, Thomas A. Lipo, Byung-Il Kwon, "Wide Speed Range Operation of Non-Salient PM Machines", IEEE Transactions on Energy

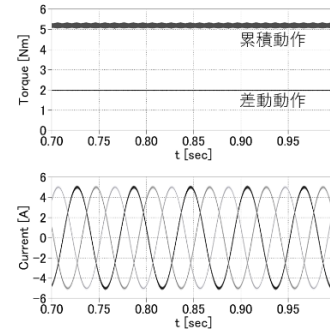


図 5 各動作の電流とトルクの波形 ($\delta = \pi/4$)

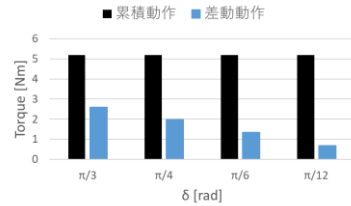


図 6 各動作, 各 δ の電流とトルクの関係

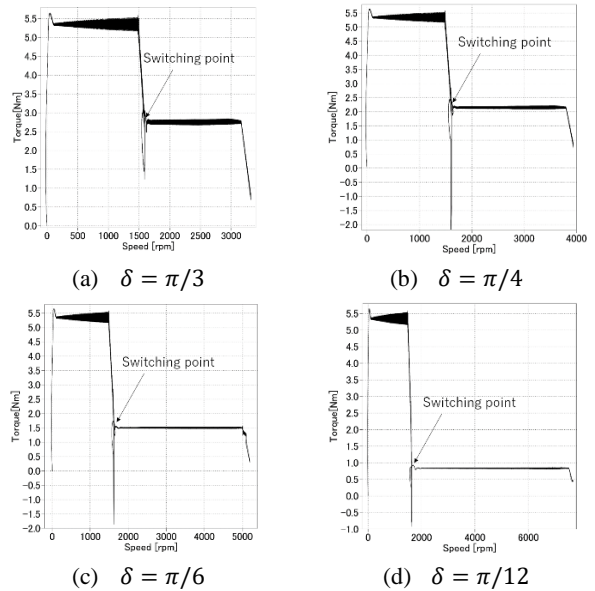


図 7 巻線切替モータの速度-トルク特性

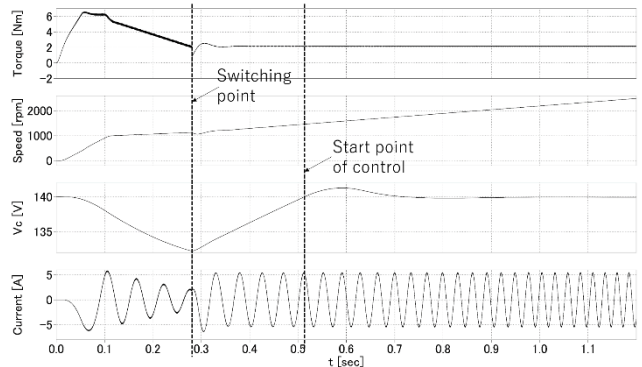


図 8 提案システムの加速動作

Conversion, Vol.31, Issue.3, pp.1179-1191, 2016.
 (2) Jeffrey Ewanchuk, John Salmon, 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 Transactions on Power Electronics, Vol.28, Issue.3, pp. 1348-1357, 2013.