PM モータ駆動に適した変形台形波変調信号

正員 米澤 裕之* 正員 谷口 勝則**
正員 森實 俊充** 正員 木村 紀之**

Modified Trapezoidal Modulating Signal suitable for PM Synchronous Motor Drives

Hiroyuki Yonezawa*, Member, Katsunori Taniguchi**, Member, Toshimitsu Morizane**, Member,
Noriyuki Kimura**, Member

In this paper, a new modulating signal for pulse width modulation (PWM) inverter system suitable for Permanent Magnet synchronous motor (PMSM) drive is proposed. The PMSM with the sinusoidal electromotive force (EMF) driven by the non-sinusoidal PWM voltage generates a torque ripple. And, the torque ripple is similarly generated in PMSM with the trapezoidal EMF driven in the sinusoidal PWM voltage. The new PWM strategy makes a great improvement of the characteristics in the three-phase PWM inverter for the PMSM. The proposed PWM strategy can reduce torque ripple more than sinusoidal PWM method. Although the output voltage waveform is a non-sinusoidal waveform, the motor driven by the proposed modulating signal produces approximately constant torque. By using the proposed modulating signal, the amplitude of the fundamental component is increased more than that of a conventional sine wave inverter. The usefulness of the proposal method was confirmed by a theoretical analysis, the simulation by modeling the system, and the experiments.

キーワード：PMSM，トルクリプル，誘起電圧，変形台形波変調信号

Keywords: PMSM, Torque ripple, Electro-motive force, Modified trapezoidal modulating signal

1. まえがき

一般に電動機駆動用のインバータ出力波形には正弦波出力が好ましいと言われ、正弦波 PWM 制御方式や第 3 次調波注入方式⁽¹⁾などを採用し、正弦波出力が得られるように制御されている。高調波成分を含んだ非正弦波出力で電動機を駆動すると、重大な問題を引き起こすことがある。特に問題になるのがトルクリプルの発生であり、電動機自体の振動・騒音などを招く原因となる。

ギャップの磁束分布が正弦波状となる永久磁石形同期電動機 (PMSM) を正弦波電圧で駆動すればトルクリプルを生じないが、磁束の有効利用率が悪い。ギャップの磁束分布が台形波状となる PMSM は磁束の有効利用率は向上するが、正弦波電圧で駆動しても高調波成分によるトルクリプルが生じる。出力に高調波成分が含まれたとしても、ト

ルクリプルの低減が可能であれば、転流回数の低減や直流電源電圧利用率の改善など、インバータの性能向上を図ることに重点をおける。その例として変形台形波変調信号による PWM インバータがある^{(2)~(5)}。

任意の誘起電圧波形に対しトルクリプルを低減するための電流波形を計算し、それを電流指令値として電機子電流をリアルタイムに追従させればトルクリプルの低減が可能である^{(6)~(9)}。この方式では電流指令値と電機子電流が一致しなければならないので高精度な電流検出回路が必要となる。モータトルクを推定しトルク指令値に追従させることでトルクリプルを低減させる方法⁽¹⁰⁾も報告されているが同様の課題がある。

本論文では、非正弦波誘起電圧を有する PMSM を非正弦波電圧で駆動した場合の高調波トルクを解析し、提案する変形台形波信号による PWM インバータは正弦波誘起電圧と台形波誘起電圧のいずれに対しても PMSM 駆動に適していることを理論的に述べる。また、実験システムと等価なシミュレーションモデルにより解析結果の妥当性確認を行う。非正弦波誘起電圧を有する PMSM を正弦波 PWM 方式と提案する PWM 方式で駆動した場合のトルクの実測を行い、有用性を実験的にも明らかにする。

電流指令値や電流制御の演算は高速処理が必要で高いソ

* 富士電機機器制御 (株)
〒513-8633 鈴鹿市南玉垣町 5520
Fuji Electric FA Components & Systems Co., Ltd.
5520, Minami Tamagaki-cho, Suzuka 513-8633

** 大阪工業大学
〒535-8585 大阪市旭区大宮 5-16-1
Osaka Institute of Technology.
5-16-1, Omiya, Asahi-ku, Osaka 535-8585

フトウェア処理能力が必要である。もしくは電流制御のための専用ハードウェアが必要である。提案するシステムは電機子電流を電流指令値にリアルタイムで追従させる電流制御 (ACR) が不要であるから CPU 負荷を軽減できる。ハードウェアとして必要な三相電流検出回路も前述の電流制御タイプで要求されるものより簡易に設計できる。

2. PMSM の高調波トルク解析

PMSM の発生トルク τ は以下のように計算できる。

$$\tau = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w}{\omega_m} \dots (1)$$

ここで, P_m : モータ出力, ω_m : 回転子の機械的角速度, e_u, e_v, e_w : u, v, w 相の誘起電圧 (相電圧), i_u, i_v, i_w : u, v, w 相の電機子電流

PMSM には表面磁石構造 (SPM) と埋込磁石構造 (IPM) がある。本論文では d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスが等しく非突極性を有する SPM の場合について述べる。この SPM では電機子電流を誘起電圧と同位相に制御することが効率がもっとも良く望ましい。また, 相電圧に含まれる 3 の整数倍成分はモータ出力には現れないことを考慮するとモータ出力は次式となる。

$$P_m = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} k_{mn} E_m I_n \dots (2)$$

ここで,

$$k_{mn} = \cos(m-n)\omega_e t \left\{ \frac{1}{2} + \cos \frac{2}{3}(m-n)\pi \right\} - \cos(m+n)\omega_e t \left\{ \frac{1}{2} + \cos \frac{2}{3}(m+n)\pi \right\}$$

$$m = 6k \pm 1 (k = 0, 1, 2, \dots, m \neq -1)$$

$$n = 6l \pm 1 (l = 0, 1, 2, \dots, n \neq -1)$$

E_m : 誘起電圧 m 次成分振幅, I_n : 電機子電流 n 次成分振幅, ω_e : 回転子の電氣的角速度

(2) 式を (1) 式に代入して整理することにより, 非正弦波誘起電圧を持つ PMSM を駆動する場合, 発生トルク τ はインバータ出力周波数の 6 の倍数のトルクリプルを含み, 主要な 6 次高調波トルクの振幅 τ_6 は次式となる。

$$\tau_6 = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega_m} \{ E_1(I_7 - I_5) + (E_7 - E_5)I_1 + E_5I_{11} + E_{11}I_5 + E_7I_{13} + E_{13}I_7 + E_{11}I_{17} + E_{17}I_{11} + \dots \} \dots (3)$$

図 1 は PMSM の一相分等価回路である。(3) 式の電機子電流 I_n は電機子電圧 V_n と誘起電圧 E_n との電位差によって生じ, 次式で表される。

$$I_n = \frac{V_n e^{jn\delta} - E_n}{R + jn\omega_e L} \dots (4)$$

ここで, δ : 電機子電圧 V_n と誘起電圧 E_n の位相角

PMSM の誘起電圧を台形波で近似した場合, (4) 式の誘

図 1 PMSM の等価回路 (一相分)

Fig. 1. Equivalent circuit of PMSM (per phase).

図 2 台形波誘起電圧

Fig. 2. Trapezoidal electro-motive force.

起電圧 n 次成分振幅 E_n は図 2 の台形波形をフーリエ級数展開することで得られる。

$$E_n = \frac{4E_p}{n^2\pi\alpha} \sin(n\alpha) \dots (5)$$

ここで, $n = 1, 3, 5, \dots$, E_p : 台形波振幅, α : 振幅が一定となる角度

誘起電圧を任意波形としたときの PMSM の電圧方程式は

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -\omega_e L \\ \omega_e L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \dots (6)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \cos \left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \left(\omega_e t - \frac{4}{3}\pi \right) \\ -\sin \omega_e t & -\sin \left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi \right) & -\sin \left(\omega_e t - \frac{4}{3}\pi \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix}$$

ただし, v_d, v_q : 電機子電圧の d, q 軸成分, i_d, i_q : 電機子電流の d, q 軸成分, e_d, e_q : 誘起電圧の d, q 軸成分, R : 電機子抵抗, L : インダクタンス

電機子電流を誘起電圧と同位相に制御するためには (6) 式の i_d を 0 にすればよい。(6) 式に $i_d = 0$ を代入し, 微分項を無視して定常状態での電圧 V'_1 (線間電圧を $'$ で表現する) を求めると

$$v_d = -\omega_e L i_q, \quad v_q = R i_q + e_q \\ V'_1 = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \dots (7)$$

となり, 電機子電圧の基本波成分の振幅が (7) 式の V'_1 と等しくなるように電圧を与えることで, (4) 式の V_n が得られる。(4) 式の δ は

$$\delta = \tan^{-1} \frac{\omega_e L i_q}{R i_q + e_q} \dots (8)$$

で計算できる。

モータ回路定数と (5) 式, (7) 式, (8) 式から (4) 式の電機子電流 I_n を求め, (5) 式と (4) 式から (3) 式の 6 次高調波ト

ルクの振幅 τ_6 が計算できる。なお、機械系の時定数は電気系の時定数より十分大きく、 $\omega_e = \omega_1$ と近似できるものとする。 ω_1 はインバータ出力の基本波角周波数である。

3. 正弦波 PWM 制御方式による PMSM の特性

高調波トルクを小さくする場合は、分布巻やスキューの採用、永久磁石の形状の工夫等により誘起電圧を正弦波に近づけることが行われている。しかし、誘起電圧の正弦波化はコストアップの要因となるばかりではなく、誘起電圧が低下するため出力や損失の面から必ずしも有利ではない。そのため、一般用途では非正弦波の誘起電圧としていることが多い。

図 3 は表 1 の PMSM の仕様を適用して上述の方法によって求めた 6 次高調波トルクの振幅 τ_6 の計算結果であり、台形波誘起電圧の α との関係を示している。電機子電圧は正弦波、運転周波数は 5 Hz である。図中の記号 (○,) は解析を容易にするために適用した近似の影響を把握するために実施したシミュレーション結果である。シミュレーションブロック図は後述の図 15 である。

図 3 より、 $\alpha = 42^\circ$ の台形波誘起電圧をもつ PMSM を用いれば一般的な正弦波 PWM インバータでも 6 次高調波トルクを小さくできる。台形波誘起電圧の α を管理するのは誘起電圧を正弦波化するよりも容易であり、また、汎用インバータで制御するアプリケーションでは、この程度の高調波トルクは許容できると考える。

表 1 PMSM の仕様

Table 1. Specifications of PMSM.

Rated power P_n	1.5kW
EMF at rated speed e	115Vrms
Number of pole pairs P	3
Rated frequency f	100Hz
Rated current I	7.5A
d-axis inductance L_d	4.8mH
q-axis inductance L_q	4.8mH
Armature resistance R	0.775 Ω
Moment of inertia J	0.015kgm ²
Rated torque τ	7.16Nm

図 3 α に対する 6 次高調波トルク

Fig. 3. Amplitude of 6th harmonic torque as a function of α .

一方、図 3 より α が最適値から外れると急激にトルクリブルが増加することがわかる。磁束の有効利用の面から α は小さく設計されやすい。次に述べる変形台形波変調信号を PWM 制御方式として用いれば α が変化してもトルクリブルの増加を防ぐことが可能である。

4. 提案 PWM 制御方式による PMSM の特性

4.1 PWM 制御方式 図 4 には PM モータ駆動に適した PWM パルス発生原理を示す。この変形台形波変調信号は台形波に方形波を重ねた変調信号である。図 4 中の γ は台形波に方形波を重ねる割合を示し、 $\gamma = 0$ で台形波、 $\gamma = 1$ で方形波となる。

PWM 出力電圧波形の波形解析は複素二重フーリエ解析により求められる。波形解析の結果、図 4(e) の PWM 出力電圧波形に含まれる周波数成分は基本波成分、高調波成分、キャリア周波数のサイドバンドとなる。そのうち、基本波成分および高調波成分の振幅値 V'_n は以下の通りになる。

$$V'_n = ME_d \left\{ \frac{4\gamma}{n\pi} \cos \frac{n}{6}\pi + \frac{24(1-\gamma)}{n^2\pi^2} \sin \frac{n}{6}\pi \right\} \cos \frac{n}{6}\pi \quad \dots\dots\dots(9)$$

ここで、 $n = 6k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, \dots, n \neq -1$)、 E_d : 直流電源電圧、 γ : 台形波に方形波を重ねる割合 ($0 \leq \gamma \leq 1$)

(9) 式から導き出された PWM 出力電圧波形の基本波成分および高調波成分の振幅値 V'_n は γ の値により、制御可能であることを示している。図 5 に γ を変数として、 V'_n/ME_d の変化を示す。最低次の高調波成分である第 5 次調波成分 V'_5 の値が正負に変化しており、 V'_5 の成分を消去することも

図 4 PWM 発生原理

Fig. 4. Generation principle of PWM pulses for the power inverter to reduced the motor-torque ripple.

図5 γ と主要周波数成分振幅値の関係

Fig. 5. Relation between γ and major frequency components included in output PWM voltage.

図6 γ に対する 6 次高調波トルク

Fig. 6. Amplitude of 6th harmonic torque as a function of γ .

可能であり、 γ の値で低次高調波成分の制御を実現できる。

非正弦波誘起電圧を有する PMSM を正弦波 PWM 制御方式で駆動するとトルクリプルが発生し、電動機自体の振動・騒音の発生などを招く。そこで、電動機駆動に用いられるインバータの変調信号として図 5 に示すような V_5' 、 V_7' などの低次高調波成分を γ によって制御できる変形台形波を用いて適当な γ を選べば、非正弦波出力であってもトルクリプルを抑制しながら電動機を駆動でき、且つ直流電源電圧の利用効率改善を図ることができることを示す。

4・2 正弦波誘起電圧時の特性 最初に誘起電圧が正弦波の場合について提案の制御方式が有用であることを示す。

図 6 は運転周波数 5 Hz 時の γ と 6 次高調波トルクの関係を示している。図の実線と破線は解析結果、○印と □印はシミュレーション結果である。無負荷、100% 負荷トルクともに $\gamma = 0.42$ の状態で 6 次高調波トルクは最小値となり、振幅は 1% 以下に低減できている。 $\gamma = 0.42$ の変形台形波変調信号を用いた PWM インバータの出力電圧の基本波成分は正弦波 PWM 制御方式に比べて約 17% 増加する。

図 7 は $\gamma = 0.4$ の変形台形波時のシミュレーション波形で、負荷トルクは 100% である。(a) は相電圧、(b) は電機

図7 シミュレーション波形

Fig. 7. Simulation waveforms.

図8 6 次高調波トルクを最小とする γ

Fig. 8. γ of minimum 6th harmonic torque.

子電流、(c) はトルク波形、(d) はトルクの周波数スペクトルである。6 次高調波トルクの振幅は 0.2%、トルクリプルの振幅は 0.9% と小さい。

図 8 は表 1 の PMSM の仕様を (3) 式に適用して、一次周波数に対する 6 次高調波トルクを最小とする γ を計算した結果である。6 次高調波トルクを最小とする γ は運転周波数や負荷条件によって変わるが、そのパターンはあらかじめ計算できるのでテーブル化しておけば制御は容易である。

4・3 台形波誘起電圧時の特性 図 9 から図 11 は運転周波数 5 Hz 時の誘起電圧の各 α に対する γ と 6 次高調波トルクの関係を示している。図の実線と破線は解析結果、○印と □印はシミュレーション結果である。 $\alpha = 40^\circ$ 以外では正弦波電圧駆動時の高調波トルクは大きい。変形台形波電圧駆動では台形波の α に応じた γ を適用することで、正弦波電圧駆動よりも高調波トルクを小さくすることができる。 $\alpha = 40^\circ$ は正弦波電圧駆動でも高調波トルクが小さいが変形台形波も同等レベルまで低減できる。

図 12 は $\alpha = 35^\circ$ の台形波誘起電圧をもつ PMSM を正弦波電圧駆動したときのシミュレーション波形で、負荷トル

図9 6次高調波トルク（台形波誘起電圧， $\alpha = 45^\circ$ ）

Fig. 9. 6th harmonic torque (Trape. EMF, $\alpha = 45^\circ$).

図10 6次高調波トルク（台形波誘起電圧， $\alpha = 40^\circ$ ）

Fig. 10. 6th harmonic torque (Trape. EMF, $\alpha = 40^\circ$).

図11 6次高調波トルク（台形波誘起電圧， $\alpha = 35^\circ$ ）

Fig. 11. 6th harmonic torque (Trape. EMF, $\alpha = 35^\circ$).

クは0%である。図13は $\gamma = 0.19$ の変形台形波電圧で駆動した時の波形である。正弦波印加時は6次高調波トルクの振幅は1.4%，トルクリプルの振幅は1.4%である。変形台形波印加時は6次高調波トルクの振幅は0.1%，トルクリプルの振幅は0.2%である。変形台形波電圧駆動では12次高調波トルクも小さく，正弦波電圧駆動時よりトルクリプルは低減できている。

図12 トルク波形とその周波数スペクトルのシミュレーション結果（正弦波電圧）

Fig. 12. Simulation results of torque waveform and frequency spectrum of torque (Sinusoidal power supply).

図13 トルク波形とその周波数スペクトルのシミュレーション結果（変形台形波電圧， $\gamma = 0.19$ ）

Fig. 13. Simulation results of torque waveform and frequency spectrum of torque (Modified trapezoidal power supply, $\gamma = 0.19$).

図14 誘起電圧波形（線間電圧）

Fig. 14. EMF waveform (line-to-line).

5. 実験結果

提案 PWM 制御法を用いたインバータに PMSM を接続して， γ を変化させた時のトルク波形の実測をおこなった。PMSM の仕様は表 1 の通りである。図 14 は負荷側から定格速度 2000 r/min で駆動したときの PMSM の誘起電圧波形（線間電圧）である。実効値は 115 V で，周波数成分分析の結果は誘起電圧に含まれる第 5 次高調波成分の振幅が基本波の 2.4%，第 7 次高調波成分の振幅が基本波の 0.8% であった。

(3) 式より 6 次高調波トルクは 5 次と 7 次の誘起電圧の差電圧の影響を受けることがわかる。6 次高調波トルクに

着目すると誘起電圧に含まれる高調波成分の分析結果より、 $\alpha = 39^\circ$ の台形波相当と考えられる。

図 15 はシミュレーションおよび実験機のシステム構成図である。PMSM の電機子電圧を (7) 式で与えることで

図 15 PMSM の制御システム構成図

Fig. 15. Block diagram of PMSM control.

図 16 PMSM のベクトル図

Fig. 16. Vector diagram of PMSM.

図 17 i_{qc} とトルクの比較 (正弦波電圧)

Fig. 17. Comparison of i_{qc} and torque (Sinusoidal power supply).

$i_d = 0$ としている。 q 軸電流 i_q はトルク演算値を (極対数 × 磁束) で割ることで求めている。また、検出電流を HPF により直流分をカットして電圧指令と周波数指令にフィードバックすることで電流の安定化を図っている⁽¹¹⁾。

図 15 のシステム構成で PMSM を駆動したときのベクトル図を図 16 に示す。モータの磁束軸方向を d 軸、その直交方向つまり誘起電圧方向を q 軸としている。図 15 のインバータ出力電圧 V_1 は、モータの q 軸に対して (8) 式で与えられる負荷角 δ だけ進んだ位置にある。非正弦波誘起電圧の場合、 q_c 軸電流 i_{qc} とトルクは必ずしも一致しない。しかし、高調波トルクを正確に測定することは困難である。

図 3 より α が最適値からはずれると正弦波電圧で駆動しても大きなトルクリプルを生じる。図 17 は $\alpha = 32^\circ$ の台形波誘起電圧を持つ PMSM を図 15 のシステムにより正弦波電圧で駆動した場合のシミュレーション波形である。 i_{qc} は定格電流で規格化し実線で、トルクは定格トルクで規格化し点線で示している。運転周波数は 5 Hz、負荷は 0% である。解析結果の通り大きなトルクリプルを生じているが i_{qc} とトルクはよく一致している。また、負荷が 0% の場合は負荷角の定常値は 0 であるから、 d - q 軸と d_c - q_c 軸はほぼ

図 18 実験波形 (正弦波変調信号)

Fig. 18. Experimental Waveforms (Sin modulating signal).

図 19 実験波形 (変形台形波変調信号, $\gamma = 0.4$)

Fig. 19. Experimental Waveforms (Modified trapezoidal modulating signal, $\gamma = 0.4$).

図 20 5 Hz 時の γ とリプル率の関係 (実測値)

Fig. 20. Relation between γ and torque ripple component (Experimental value).

一致する。シミュレーションで確認した結果、誘起電圧が非正弦波であっても負荷が 0% の場合は正弦波電圧、変形台形波電圧ともに i_{qc} とトルクはよく一致したので、今回の実験では i_{qc} により高調波トルクを測定した。

変調信号が正弦波時の実験波形を図 18 に、変形台形波 ($\gamma = 0.4$) 時の実験波形を図 19 に示す。(a) は変調信号 S_u 、(b) は電機子電流 i_u である。(c) はトルク (制御座標軸の q_c 軸電流 i_{qc}) である。(d) は (c) の周波数スペクトルである。図 18 の正弦波 PWM 制御方式は 6 次高調波トルクが波形と周波数スペクトルにはっきりと現れているが、図 19 の変形台形波 PWM 制御方式では測定が困難な程度に高調波トルクが低減されていることがわかる。

図 20 に変形台形波の γ を変化させた時の 6 次高調波トルク振幅とトルクリプルの振幅を示す。実線は 6 次高調波トルク振幅 (周波数分析結果) であり、破線はトルクリプルの振幅 (波高値) である。図 20 より変形台形波の γ が 0.4 付近では、正弦波変調信号時よりトルクリプルが約 1% 低減されていることが確認できた。実験結果は図 10 の $\alpha = 40^\circ$ の台形波誘起電圧の解析結果と比較的よく一致している。

図 6 の解析とシミュレーション結果から変形台形波変調信号は、正弦波誘起電圧をもつ PMSM の駆動に適する結果を得たが、非正弦波誘起電圧を有するモータについても正弦波駆動法より本論文で提案した制御法がさらに有効である。

6. むすび

電源電圧の有効利用を図りインバータ出力を正弦波にする手法として、二相変調方式⁽¹²⁾があるが非正弦波誘起電圧を有する PMSM を駆動すると高調波トルクが発生する欠点がある。さらに、直流中間電圧自体の電圧降下や主回路半導体スイッチング素子による電圧降下を考えると二相変調方式は PWM インバータの入力電圧と同一の電圧を出力することはできない。変調信号の振幅を三角波キャリア信号より大きくする過変調を行えばそれらの電圧降下分を補償できるが高調波成分が急激に増加する。このため線間電圧を正弦波とする PWM インバータは PMSM 駆動用とし

て最適とはいえない。

PWM インバータで電源電圧を有効利用するには方形波信号のように平坦部をできるだけ長くすることが望ましい。誘起電圧が台形波であることとインバータ出力の高調波成分抑制を合わせて考えると台形波を採用する方法も考えられるが、高調波トルクを低減するための台形波波形が必ずしも電源電圧を最大限に利用できるとは限らない。

本方式の変形台形波 PWM インバータは PMSM の誘起電圧が正弦波であっても方形波を重ねる割合 γ を適切に設定することで高調波トルクを実用上支障ない程度に低減できる。誘起電圧が台形波状の場合は正弦波 PWM インバータより高調波トルクを小さくすることができからさらに有利である。変形台形波変調信号はインバータ出力の線間電圧の振幅を直流中間電圧以上にするのでこの点でも有用な方式である。

本文では、正弦波電圧と変形台形波電圧、正弦波誘起電圧と台形波誘起電圧のそれぞれを組み合わせた場合の高調波トルク解析を行った。また、実験システムと等価なモデルによるシミュレーションを行い解析時の近似は妥当であることを示した。実験では非正弦波を有する PMSM を正弦波 PWM インバータと変形台形波変調信号による PWM インバータにより駆動し提案制御法の有用性を明らかにした。

今回は提案する PWM インバータの原理について説明し無負荷にて実験結果との比較を行った。負荷時には、理論検討と実験結果との比較を行い、負荷時の i_{qc} とトルク

の関係を明確にし、稿を改めて報告する予定である。

(平成 15 年 12 月 16 日受付, 平成 16 年 7 月 30 日再受付)

文 献

- (1) 半導体電力変換技術委員会:「PWM インバータ制御方式の最新技術動向」, 電気学会技術報告 635 号, pp.13-19 (1997)
- (2) 谷口勝則・小林尚生:「電源電圧と磁束の有効利用を図った PMSM のトルクリプル」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-89-1 (1989)
- (3) K. Taniguchi, M. Inoue, Y. Takeda, and S. Morimoto: "A PWM Strategy for Reducing Torque-Ripple in Inverter-Fed Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.30, No.1, pp.71-77 (1994)
- (4) K. Taniguchi, T. Morizane, N. Kimura, and H. Lee: "A PAM Inverter System with High Power Factor for Induction Motor Drive", ICPE'95, Seoul, pp.641-646 (1995)
- (5) K. Taniguchi, Y. Matano, T. Morizane, and N. Kimura: "PAM Inverter System with Power Factor Corrected Converter", *IEEE Trans. IA*, Vol.117, No.9, pp.1077-1084 (1997-9) (in Japanese)
- (6) 谷口勝則・股野安浩・森實俊充・木村紀之:「高力率コンバータを活用した PAM 形インバータシステム」, 電学論 D, **117**, 9, pp.1077-1084 (1997-9)
- (7) F. Piriou, A. Razek, R. Perret, and H. Le-Huy: "Torque Characteristics of Brushless DC Motors with Imposed Current Waveform", *IEEE IAS Meet.*, 1, pp.176-181 (1986)
- (8) H. Le-Huy, R. Perret, and R. Feuillet: "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.1A-22, No.4, pp.748-755 (1986)
- (9) J.Y. Hung and Z. Ding: "Design of Currents to Reduce Torque Ripple in Brushless Permanent Magnet Motors", *IEE Proc. B*, Vol.140, No.4, pp.260-266 (1993)
- (10) D.C. Hanselman: "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol.41, No.3, pp.292-300 (1994)
- (11) T.S. Low, K.J. Tseng, T.H. Lee, K.W. Lim, and K.S. Lock: "Strategy for the instantaneous torque control of permanent-magnet brushless DC Drives",

IEE Proc. B, Vol.137, No.6, pp.355–363 (1990)

- (11) J. Ito, J. Toyosaki, and H. Ohsawa: “High performance V/f control method for PM Motor”, *IEEE Trans. IA*, Vol.122, No.3, pp.253–259 (2002-3) (in Japanese)
伊東淳一・豊崎次郎・大沢 博:「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, **122**, 3, pp.253–259 (2002-3)
- (12) インバータドライブハンドブック編集委員会編:「インバータドライブハンドブック」, 日刊工業新聞社, 初版, p.672 (1995)

米 澤 裕 之 (正員) 1961 年 12 月 4 日生。1984 年 3 月大阪工業大学卒業。1986 年 3 月大阪工業大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月富士電機(株)入社。汎用インバータの開発・設計に従事。第 1 種電気主任技術者。パワーエレクトロニクス学会会員。

谷 口 勝 則 (正員) 1943 年 4 月 21 日生。1970 年 3 月大阪府立大学大学院修了。1974 年工学博士。大阪工業大学助手, 講師, 助教授を経て 1988 年電気工学科教授。現在に至る。PWM インバータ・コンバータなど半導体電力変換回路および電動機駆動の研究に従事。1995 年電気学会著作賞受賞。IEEE, EPE, パワーエレクトロニクス学会会員。

森 實 俊 充 (正員) 1967 年 4 月 17 日生。1990 年 3 月東京大学工学部電子工学科卒業。1992 年同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程および 1995 年同博士課程修了。博士(工学)。同年大阪工業大学講師。2002 年 4 月より大阪工業大学助教授。現在に至る。パワーエレクトロニクスと電気機器の研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会会員。

木 村 紀 之 (正員) 1953 年 10 月 29 日生。1978 年 3 月大阪大学大学院修了後, 三菱中央研究所, 大阪大学工学部助手, 大阪工業大学助教授を経て, 2003 年 4 月より大阪工業大学教授。現在に至る。工学博士。直流送電および電力連系用変換器の研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会会員。