

# 永久磁石同期電動機の複数台並列運転システムの基礎検証

長野 剛\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Fundamental Verification of Multi-Parallel Drive System  
for Permanent Magnet Synchronous Motors  
Tsuyoshi Nagano \*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a multi-parallel drive method for the Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs) by an inverter. This proposed system uses two type power converters, which are a main inverter with V/f control for parallel drive and an auxiliary inverter with vector control and damping control. When the hunting which is a vibration of the torque and the rotational speed occurs, the damping control of the auxiliary inverter suppresses the hunting of the PMSM. In order to confirm on influence of the capacity of the auxiliary inverter on the damping control, the motor parameters are calculated by a permance method when the capacity of the auxiliary inverter is 50% and 10% of the capacity of the main inverter. From the simulation results, it is confirmed that the capacity of the auxiliary inverter affects the response of damping control. Furthermore, the effect of damping control is confirmed by simulation. As a result, it is confirmed that the hunting is suppressed by damping control.

キーワード：永久磁石同期電動機，並列運転  
(Permanent Magnet Synchronous Motor, Parallel operation)

## 1. はじめに

近年，省エネルギーの観点から，永久磁石同期電動機(以下，PMSM)の駆動方法に関する研究が盛んに行われている。誘導電動機(以下，IM)では1台のインバータで複数台のIMを駆動する群運転が可能であるが，PMSMでは磁極位置に応じて電流を制御しなくてはならないため，1台のインバータで群運転することはできない。

1台のインバータで複数台のPMSMを駆動した場合，各々の磁極位置が異なるため，各々のモータに合った回転座標上(磁石の発生する磁束方向をd軸，逆起電力の発生する方向をq軸としたdq軸座標系)で電流を制御することができない。また，磁極位置の違いから各々のモータの回転座標とインバータの回転座標にずれが生じる。回転座標のずれが生じた状態でPMSMを駆動させた場合，乱調とよばれるモータのトルク振動および速度振動が発生する。乱調が起きると，最悪の場合，PMSMは脱調を引き起こし，制御不能に陥るため，PMSMの並列運転を実現するには乱調を抑制する必要がある。一方，V/f制御では，通常，単独運転，並列運転に限らず，dq軸上でPMSMを制御していないため，乱調現象が問題となる。そこで，単独運転において，電流情報を利用した制御により乱調を抑制する手法が提案されている<sup>(1)(2)</sup>。しかし，これらの手法はモータ単体の

乱調を抑制する手法のため，並列運転時における有効な手段とはいえない。

一方，2台のPMSMを駆動可能なキャパシタ中性点を利用したインバータ<sup>(3)</sup>や5レグインバータ<sup>(4)(5)</sup>，9スイッチインバータ<sup>(6)</sup>などの電力変換回路に関する研究が盛んに行われている<sup>(7)(8)</sup>。上記の電力変換回路は2台のPMSMを独立駆動可能であるが，PMSMの並列台数が3台以上の場合には，上記の電力変換回路を直接適用することは不可能である。また，これらの回路はインバータの電圧利用率が制限されることや，デバイスの電流容量が増加するなどの問題点がある。

そこで，筆者らはこれまでに別途で固定子に補助巻線を設けたPMSM(補助巻線付きPMSM)と補助インバータを用い，乱調を抑制するダンピング制御を提案している。この方法は3台以上のPMSMを並列運転が可能であり，これまでシミュレーションにて安定した並列運転動作を確認している<sup>(9)</sup>。

本論文では，提案システムにおけるダンピング用の補助モータの容量とダンピング制御の乱調抑制効果について検討する。本論文は，まず，2章で提案システムの構成を述べ，3章で補助モータへの要求と補助モータの設計について説明し，補助モータのパラメータを導出する。第4章で，導出したモータパラメータを用い，補助モータの容量がダン

ピング制御の乱調抑制に与える影響をシミュレーションにより検証する。

## 2. 提案する並列運転システム

### 〈2・1〉 システム構成

PMSM は本質的に V/f 制御で駆動すると、同期リアクタンスとの慣性モーメントの共振により、トルク振動が発生する<sup>(9)</sup>。この負荷トルク振動が乱調と呼ばれる負荷角の振動およびトルク、回転速度の振動として現れる。最悪の場合、この負荷角の振動により負荷トルクが脱出トルクを超え、脱調が起きる。そのため、並列運転するには、トルク振動をいかに抑制するかが重要となる。

図 1 に提案システムの構成を示す。図中の PMSM は主巻線に加えて別途にダンピング制御用の補助巻線を設けている。提案システムでは、メインと補助用の 2 種類のインバータが存在する。メインインバータは大容量を想定しており、複数台の PMSM を群運転し、V/f 制御にて制御する。一方、各 PMSM に付随する補助インバータは、補助巻線を介して乱調により生じるトルク振動を打ち消すトルクを発生させる電流を PMSM に流すことで、乱調による振動トルクを相殺する。ここで、補助巻線および補助インバータは主巻線およびメインインバータに対し、十分小さい定格容量に設計する。その結果、提案システムでは出力トルクおよび回転速度に乱調が生じず、並列運転を可能にする。なお、各々のモータに付随する補助インバータが各々のモータで生じる乱調を抑制するため、3 台以上の並列運転でも、同様のシステムで安定化が可能である。この結果、1 台 1 台の PMSM に中容量のインバータを接続するシステムに比べ、大容量のメインインバータ 1 台に複数の PMSM を接続し、小容量の補助インバータを接続することで、システムの低コスト化が望める。

### 〈2・2〉 制御法

図 2 に提案システムの制御ブロック図を示す。本提案システムでは、メインインバータは V/f 制御、補助インバータはベクトル制御により、個別に電流制御を行い、速度制御器がダンピング制御器として動作させ、乱調の抑制を図る。各補助インバータの座標軸は、通常のベクトル制御と同じく、d 軸を磁束ベクトルの方向と一致させる。d 軸電流指令は最大効率運転を実現するように制御する方法もあるが、ここでは簡単のため d 軸電流の指令値をゼロとする。一方、q 軸電流指令は、トルクの振動を抑制するため、磁極位置の変動分に応じて逆方向にカウンターを与える。

図 3 にダンピング制御のブロック図を示す。磁極位置指令と磁極位置検出値の差を擬似微分して、位置の変動分を取り出す。位置の変動分に比例ゲインを乗じて q 軸電流指令とする。しかし、この方法は位置情報を微分するため、ノイズの影響を受けやすいという問題や疑似微分による帯域の制限がある。そこで、位置の微分が速度であることに着目し、図 3(b)のように速度情報を用いて、速度指令と回転角速度の偏差にダンピングゲインを乗算し、q 軸電流指令

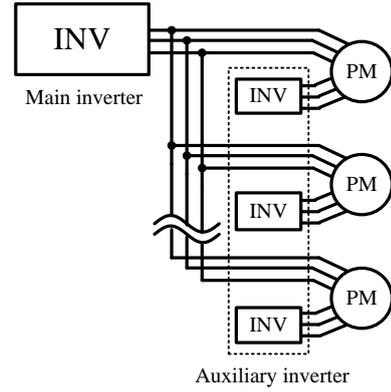


Fig. 1. Configuration of proposed system.

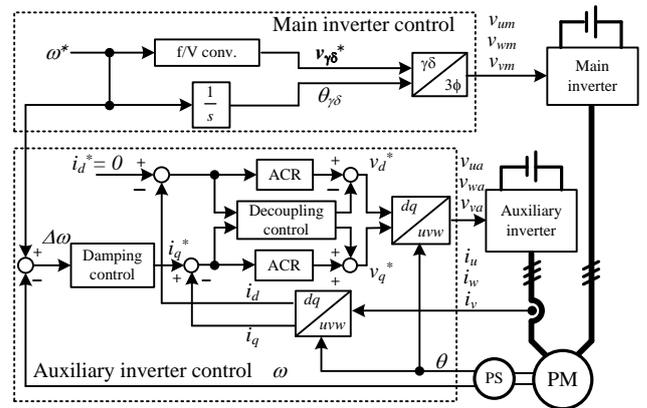
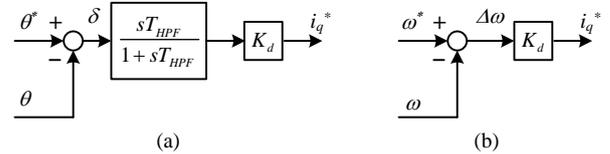


Fig. 2. Block diagram of the proposed system.



Damping control block

Fig. 3. Damping control block diagram.

とする。ここで、ダンピング制御は速度制御器と同様の構成になるが、制御器を比例制御器とすることで、V/f 制御が設定する速度指令に対して、変動分のみを補償する形で動作する。

なお、磁束情報は、ここでは簡便のため、センサ付きを仮定するが、センサレスベクトル制御の技術を用いて、推定することも可能である。

## 3. 補助モータの設計

### 〈3・1〉 パーミアンス法を用いたモータパラメータの算出

補助モータは乱調を抑制するための十分なダンピングトルクを出力できなくてはならない。また、提案システムは、補助モータの容量が小さいほど電力変換器容量の低減することができる。したがって、補助モータの設計が重要となる。そこで、本章では、補助モータの電圧比がメインモータに対して小さくなるように設計したときに、ダンピング

制御に影響を与えるか検討する。本提案システムでは、補助巻線付き PMSM を使用するが、2 種類の巻線が混在するため、磁路設計が複雑になる。そこで、本論文では、最初のステップとして簡易的にメインモータと補助モータの鉄心を別々に考え、設計を行う。

モータの設計法には、JMAG などの有限要素法を利用した方法がある。しかし、精度が高い反面、モデル作成に多くの時間を必要とする。そこで、モータパラメータの概略がわかればよいため、今回は磁気回路を利用して簡易設計を行えるパーミアンス法を用い、補助モータの設計を行う。

図 4 と図 5、図 6 に q 軸方向と d 軸方向、永久磁石に着目したモータの概形とその磁気回路を示す。ただし、モータ概形は幾何学的に等価とし、その対称性から 4 象限に分割している。本論文では、図 4 と図 5、図 6 のロータ、ステータの概形をもとに、パーミアンス法を利用して、モータパラメータを導出する。モータパラメータを求める上でそれぞれで異なる磁路を検討する。q 軸インダクタンスを導出する場合、図 4 のように q 軸磁束について磁気回路を解くことで、q 軸インダクタンスを導出することができる。また、d 軸インダクタンスの場合には図 5 から d 軸磁束を、誘起電圧の場合には図 6 から永久磁石から発生する磁束を磁気回路から求める。(1)式に誘起電圧係数、(2)式に d 軸インダクタンス、(3)式に q 軸インダクタンスを示す<sup>(9)</sup>。磁気回路から算出した磁束と、直列導体数、極対数といった設計段階で得られる値から d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンス、誘起電圧係数を算出することができる。

$$K_E = \frac{p_f}{2} k_w N_{ph} \frac{\Phi_g}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (1)$$

$$L_d = \frac{2N \times \Phi_d}{\sqrt{\frac{3}{2} I_{max}}} \times n \dots\dots\dots (2)$$

$$L_q = \frac{2N \times \Phi_q}{\sqrt{\frac{3}{2} I_{max}}} \times n \dots\dots\dots (3)$$

ここで  $N_{ph}$ : 直列導体数,  $N$ : 1 スロットあたりの導体数,  $I_{max}$ : 相電流最大値 [A],  $p_f$ : 極対数,  $n$ : 分割した象限数,  $k_w$ : 巻線係数である。

また、(4)式に固定子巻線抵抗の式を示す。固定子巻線抵抗  $R_a$  についても、以下の式から算出することが可能である<sup>(9)</sup>。

$$R_a = \rho(T) \times \frac{N_{ph} \times l_a}{q_a} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $q_a$ : 導線断面積,  $l_a$ : 1 スロットあたりの導線長,  $\rho(T)$ : 導電率である。

表 1 に(1)~(4)式を用い、モータの寸法・設計値をもとに補助モータの定格電圧をメインモータの定格電圧の 50%, 10%に設計したときの、モータパラメータを示す。ここで、

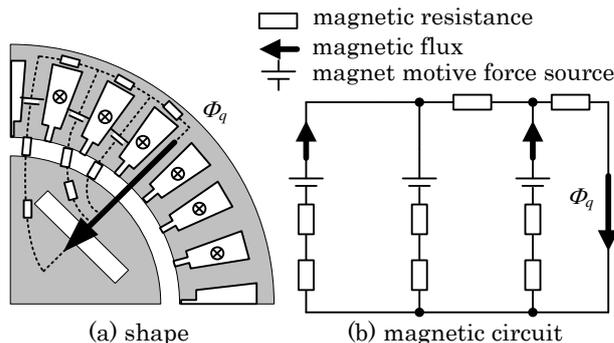


Fig. 4. . q-axis magnetic circuit

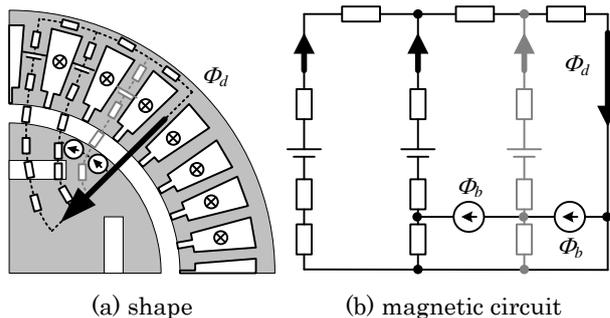


Fig. 5. d-axis magnetic circuit

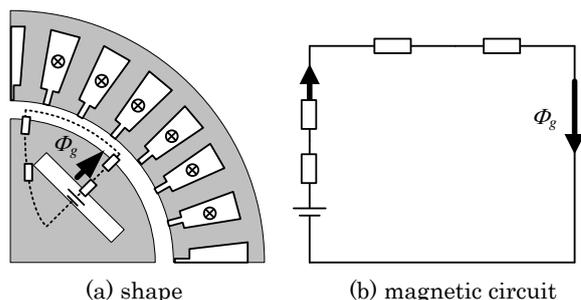


Fig. 6. The magnetic circuit on permanent magnet

Table 1. Motor parameters calculated using permeance method

	Main	Auxiliary		
		100%	50%	10%
Rated Power [W]	1500	1500	750	150
Rated voltage [V]	180	180	90	18
Rated speed [min-1]	1800	1800	1800	1800
Rated torque [Nm]	8	8	4	0.8
Rated current [A]	6.1	6.1	6.1	6.1
$K_E$ [V s/rad]	0.444	0.444	0.236	0.0488
Armature resistance $R_a$ [Ω]	0.522	0.522	0.447	0.222
q-axis inductance $L_q$ [mH]	23	23	4.296	1.418
d-axis inductance $L_d$ [mH]	11.5	11.5	4.33	1.44

ロータ、ステータの形状、サイズは同じとし、巻数比のみ減らすことで定格電圧を小さくしている。巻数比のみがことなるため、本来、d 軸インダクタンス値は q 軸インダクタンスの値よりも小さい。しかし、d 軸方向の磁気回路では、q 軸方向の磁気回路と比べて、磁気飽和の影響が強く、d 軸

磁束に誤差が生じやすいためである。

#### 4. シミュレーション結果

##### 〈4・1〉補助巻線付き PMSM の模擬方法

図 7 に提案するシステムのシミュレーション検証で使用する PMSM のモデルを示す。なお、 $T_L$  は負荷トルクを表している。提案システムでは、通常の PMSM と異なり、ダンピング制御用に補助巻線を設けた特殊な PMSM を使用する。ダンピング制御ではトルク振動を相殺するように電流を制御する。しかし、この特殊な PMSM は 2 巻線モータと同様に巻線間の磁気的な相互干渉が生じるため、制御が複雑化する。そこで、補助モータとメインモータを別々の鉄心とすることで、巻線間の磁気的な相互干渉をなくし、補助巻線に流れる電流に起因するトルクが外部から加わると仮定することができる。よって、シミュレーションでは、1 つの軸で接続された 2 つの PMSM をモデルとして、制御の検証を行うことができる。

##### 〈4・2〉ゲインの差異による乱調抑制効果の検討

提案システムでは補助モータおよび補助インバータにより、ダンピングをかける。そこで、ダンピングゲイン  $K_a$  と補助インバータの出力電力との関係について検討する。

図 8(a) にダンピングゲインが大きいとき、図 8(b) にダンピングゲインが小さいときのシミュレーション結果を示す。なお、シミュレーションにおけるモータパラメータは表 2 の条件のうち、メインモータ、補助モータともに定格 100% のモータパラメータを使用し、各定格値を 1 pu としている。

図 8(a) では速度変化、負荷変化時に素早く乱調を抑制し、安定な動作をしている。一方、図 8(b) はダンピングが小さくトルク、速度、負荷角の振動が大きくなっている。このとき、補助インバータの出力電力に着目すると、図 8(a) では最大瞬時電力 0.65 pu (975W) であるのに対して、図 8(b) では最大瞬時電力 0.4 pu (600W) となっている。したがって、ダンピング制御が高速応答であるほど、乱調の抑制効果は期待できるが、その分、補助インバータの出力電力が増加し、補助インバータの変換器容量の増大につながる。つまり、ダンピング制御の応答は電力変換器の容量とトレードオフの関係にある。

##### 〈4・3〉モータ容量の違いによる乱調抑制効果の検討

3 章で算出した定格電圧がメインモータの 50%、10% の補助モータのモータパラメータをもとに、補助モータの容量が乱調抑制効果に与える影響を検討する。

図 9(a) に補助モータの容量がメインモータの容量に対して 50% のとき、図 9(b) に補助モータの容量が 10% のときのシミュレーション結果を示す。シミュレーションのモータパラメータは表 1 のパラメータをもとにし、その他については図 7(a) と同じ条件としている。また、補助インバータは定格出力を超えないようにし、定格電圧 100% のときの各定格値を 1 pu としている。

図 9(a) では、定格 50% の補助モータでダンピング制御を行なっている。そのため、図 8(a) と同様に速度変化、負荷

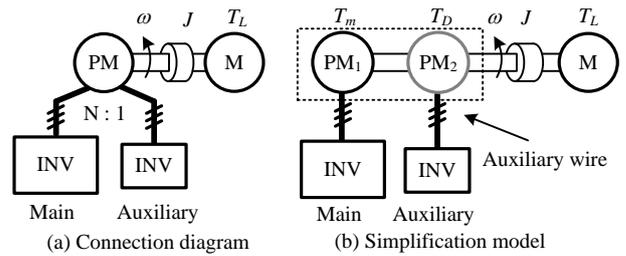


Fig. 7. A model of the PMSM with an auxiliary wire in the simulation

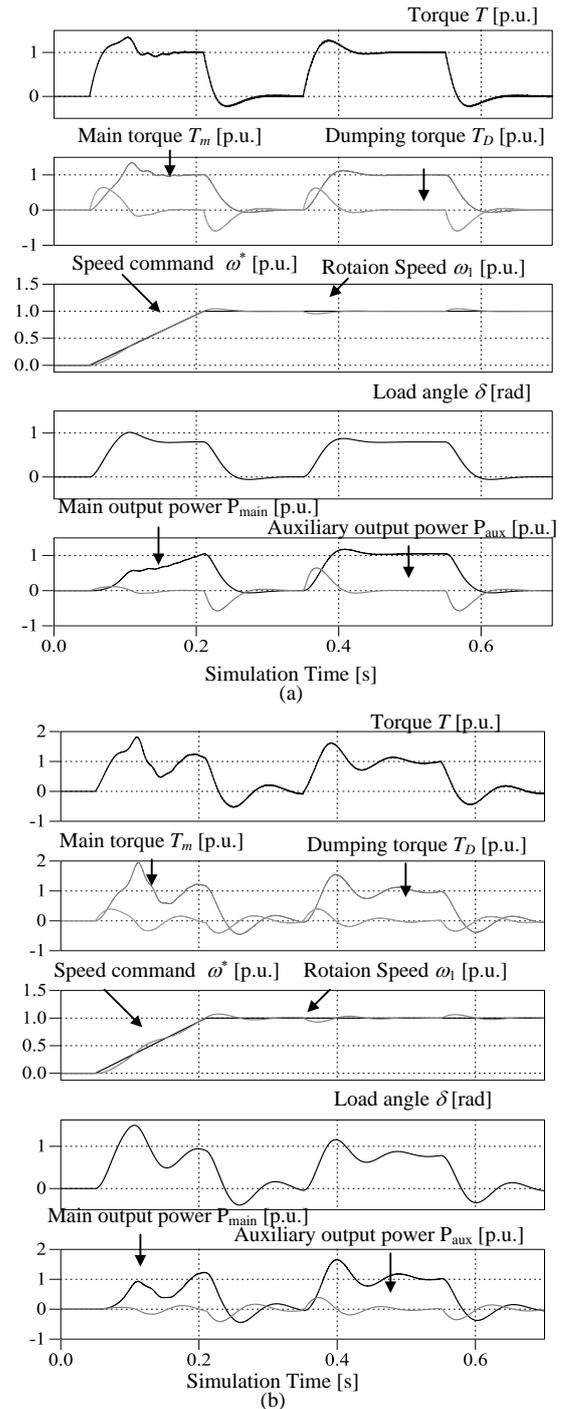


Fig. 8. Simulation results when the damping gain is insufficient and sufficient

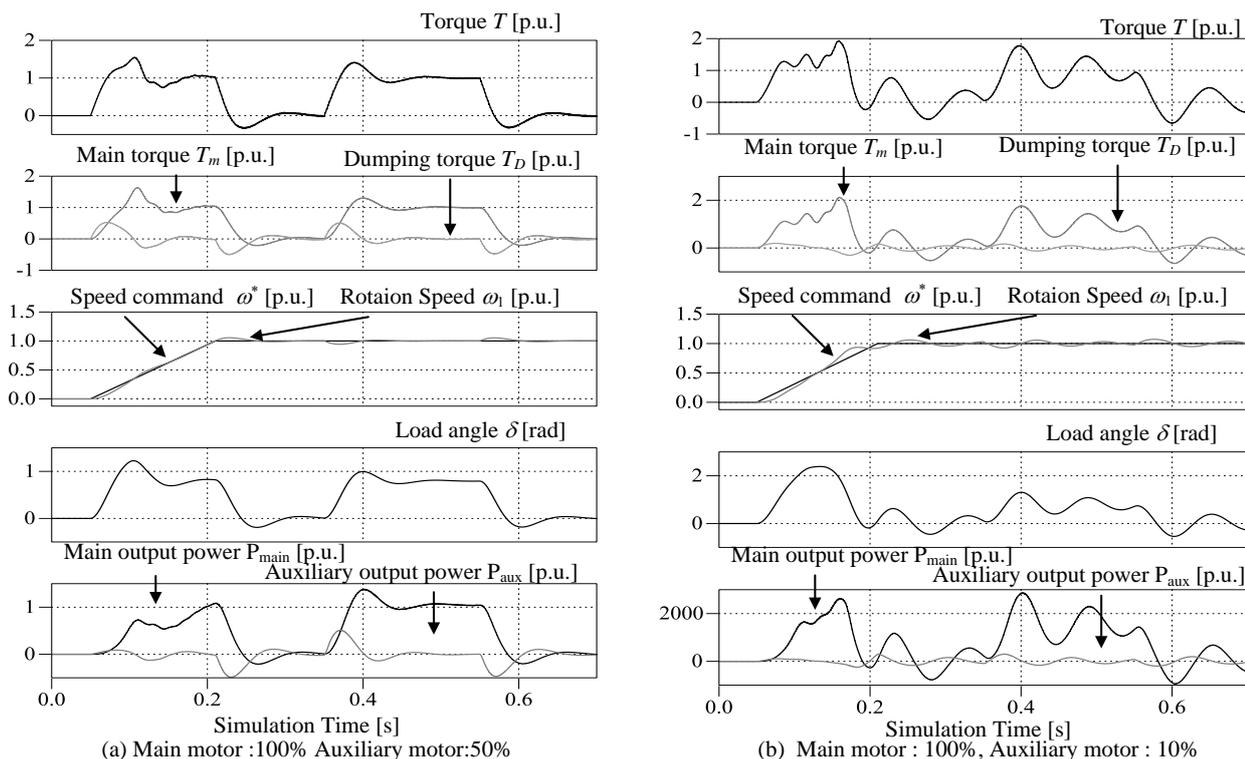


Fig. 9. Simulation results when the capacity of auxiliary motor is smaller than main motor.

変化時にすみやかに乱調を抑制し、安定な動作をしている。一方で、図 9(b)では乱調を抑制するのに十分なトルクが出力できていないため、トルク、速度ともに振動的になっている。定格範囲内での動作に限定する場合、補助モータの容量が小さい場合、乱調の抑制に大きく影響を与える。しかし、負荷変動時や始動時のみ補助インバータは動作するため、過負荷出力を前提とした設計であれば、小容量でも十分な効果が期待できる。

## 5. まとめ

本論文では、補助巻線の容量と乱調の抑制効果の関係を明らかにした。具体的には、簡易的にメインモータと補助モータの鉄心を別々に考え、提案システムにおけるダンピング制御用の補助モータについて検討した。まず、補助モータの設計を行い、パーミアンス法を用いて、補助モータのパラメータを算出した。次に、算出したモータパラメータを用い補助モータの容量がダンピング制御の乱調抑制に与える影響をシミュレーションにより検証した。

今後の課題は、補助モータの最小容量に関する検討、センサレス制御の適用が挙げられる。

なお、本研究の一部は NEDO 平成 23 年度 課題設定型産業技術開発費助成事業の支援を受けており、関係者各位に感謝の意を表します。

## 文 献

- (1) 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」, 電気学会論文誌 D, 122, pp.253-259 (2002)
- (2) P. D. Chandana, et al.: 「A Sensorless, Stable V=f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives」, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 39, pp.783-791 (2003)
- (3) 星, 柴田: 「永久磁石同期電動機の 2 台一括制御用インバータのコンデンサ電圧補償法に関する一考察」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会, pp.357-358 (2008)
- (4) 岡, 松瀬: 「2 アーム変調適用 5 レグインバータの PWM 制御法」, 電気学会論文誌 D, 129, pp.811-816 (2009)
- (5) Ibrahim, Z.; Lazi, J.M.; Sulaiman, M.: 「Independent speed sensorless control of dual parallel PMSM based on Five-Leg Inverter」, Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 9th International Multi-Conference on 2012, pp1-6 (2012)
- (6) 小南, 藤本: 「2 つの負荷に対して振幅・周波数を独立制御可能な 9 スイッチインバータの提案」, 電気学会論文誌 D, 128, pp.561-568 (2008)
- (7) "D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, M. Fadel: 「Mono inverter dual parallel PMSM - Structure and Control strategy」, IECON'08, pp.268-273 (2008)"
- (8) 長野, 伊東他: 「永久磁石同期電動機の複数台並列駆動システムの一手法」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, pp.III-169-172 (2012)
- (9) 藤田 宏: 「電気機器」, 森北出版 (1991)