

永久磁石同期電動機複数台並列運転におけるダンピング制御の安定性および補助インバータの出力電力に関する検討

学生員 長野 剛 正員 ゴー テック チャン 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Investigation of the stability of the damping control and the output power of the auxiliary inverter for Multi-parallel Motor Drive System of Permanent Magnet Synchronous Motors

Tsuyoshi Nagano, Student Member, Goh Teck Chiang, Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses the output power of the auxiliary inverter and the stability of the damping control in a multi-parallel connected motor drive system of the Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs). From the stability analysis of the root locus, it is confirmed that the PMSM can be stabilized by applying the damping control in the proposed system. Moreover, the relationship between the damping gain and the output power of the auxiliary inverter is clarified.

キーワード : 永久磁石同期電動機, 並列運転, V/f 制御, ダンピング制御

Keywords : Permanent Magnet Synchronous Motor, Parallel operation, V/f control, Damping control

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。誘導電動機では1台のインバータで複数台の誘導電動機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する必要があるため, 1台のインバータで群運転することができない。そこで, 2台の PMSM を駆動可能な電力変換回路に関する研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。しかし, PMSM の並列台数が3台以上の場合には, それらの手法を直接適用することができない。そこで, 筆者らはこれまでに並列運転時に問題となる乱調を抑制する手法を提案している⁽⁴⁾。提案手法は3台以上の PMSM の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動作と実験にて乱調抑制効果を確認している。しかし, これまでに, 提案システムでは, 補助インバータに適用するダンピング制御のゲインと安定性および補助インバータの出力電力との関係について明らかにされていない。

そこで本論文では, 提案システムに適用するダンピング制御の安定性およびゲインと補助インバータの出力電力との関係を明らかにすることを目的とする。本論文では, まず, 提案システムの概要について述べる。次に MG セットに基づいた状態方程式を導出し, 根軌跡からダンピング制御を適用した際の安定性について検討する。その後, 検討結果に基づいて, 実験におけるダンピング制御を適用した際の乱調抑制効果を示す。さらに, 伝達関数から時間応答を導出し, ダンピングゲインと補助インバータの出力電力との関係を明ら

かにする。その結果, ダンピング制御によりシステムの安定化が実現できること, 加速減速で生じる補助インバータの最大出力電力とダンピングゲインの関係を明らかにしたので報告する。

2. PMSM 複数台並列運転システムの構成

(2-1) 提案システム

図1に提案システムの構成を示す。PMSM は別途にダンピング制御用の補助巻線を設けたものを専用設計し, 補助巻線は主巻線と同スロットに設置する。提案システムではメインと補助用の2種類のインバータを用いる。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たトルク振動を打ち消すトルクを出力するように電流制御を行う。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

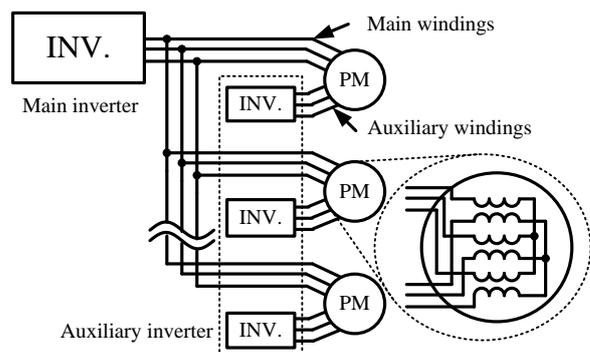


Fig 1. The configuration of the proposed system.

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ない安定な並列運転を可能にする。なお、各補助インバータが各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、各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低コスト化が望める。

(2.2) 提案システムの制御ブロック

図2に提案システムの制御ブロック図を示す。メインインバータにはV/f制御、補助インバータにはベクトル制御および比例制御の速度制御系を付加する。各補助電力変換器の座標軸は、通常のベクトル制御と同じく、d軸を永久磁石がつくる磁束ベクトルと一致させる。V/f制御では、インバータ出力電圧ベクトル方向を δ 軸、 δ 軸より 90° 遅れた軸を γ 軸として制御器の直交座標を定義する。そのため、dq座標系と制御器の $\gamma\delta$ 座標系では常に負荷角分のずれが生じている。速度指令 ω^* と実回転速度 ω と負荷角 δ の関係を(1)式に示す。

$$p\delta = \omega - \omega^* \dots\dots\dots(1)$$

乱調発生時には負荷角が振動する。そこで、(1)式より負荷角の微分 $p\delta$ が制御器の速度指令 ω^* とモータ座標系の角速度 ω の差であることに着目し、図2に示すように速度指令と回転角速度の偏差を入力として、負荷角の変動 $p\delta$ を補償するq軸電流指令 i_q^* を生成する。なお、磁極位置の情報は簡便のため、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. 根軌跡による安定解析

提案システムにおける補助インバータの制御では、同期リアクタンスとモータのイナーシャの共振による速度やトルクの振動を抑制しなければならない。そこで、本章では、ダンピング制御を適用した場合における速度の安定性について議論する。本論文の制御系の解析は、簡単化のため、d軸インダクタンスとq軸インダクタンスが等しいSPMSMを対象とした解析を行うが、突極比が異なるIPMSMでも同様の効果が得られる。

図3にダンピング制御の乱調抑制効果を確認するための実機構成を示す。提案システムでは、通常のPMSMと異なり、ダンピング巻線を設けた特殊なPMSMを使用する。そのため、本来、主巻線と補助巻線の間には磁気的相互干渉が生じるため、制御が複雑化する。そこで今回は磁気的相互干渉を無いものとし、MGセットの構成で制御の実機検証を行う。そのため、状態方程式は図3に示すようなMGセットの構成で議論する。

V/f制御では磁極位置に応じて電流を制御しないため、メイン側は推定回転座標系の電圧電流方程式となる。一方で、補助側はベクトル制御で駆動しているため、dq座標系の電圧電流方程式となる。メイン側の電圧電流方程式を(2)式に、補助側の電圧電流方程式を(3)式に、トルク方程式を(4)式に、モータの電気角回転速を(5)式に示す。

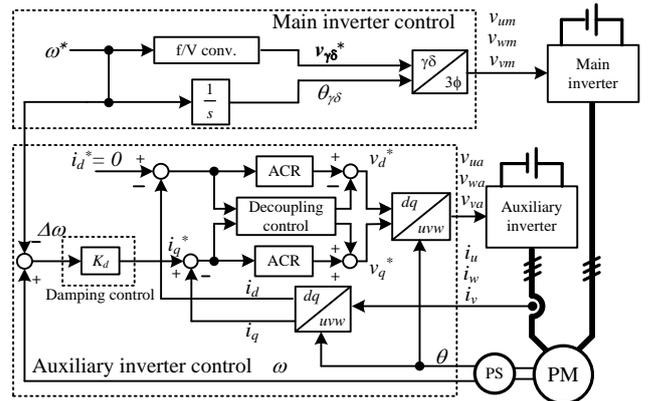


Fig.2. Control block diagram of the proposed system.

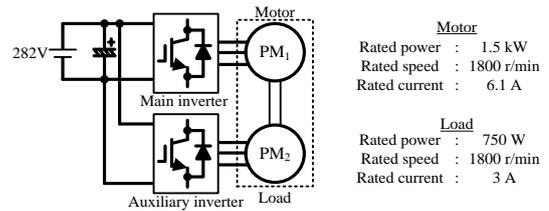


Fig.3. Experimental construction in order to verify the suppress effect of damping control.

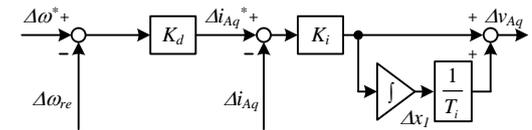


Fig.4. State variable diagrams of the auxiliary inverter control.

$$\begin{bmatrix} v_{M\gamma} \\ v_{M\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_M + pL_M & -\omega^* L_M \\ \omega^* L_M & R_M + pL_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M\gamma} \\ i_{M\delta} \end{bmatrix} + \omega_{re} \Psi_{mM} \begin{bmatrix} \sin\delta \\ \cos\delta \end{bmatrix} \dots\dots(2)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Ad} \\ v_{Aq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A + pL_A & -\omega_{re} L_A \\ \omega_{re} L_A & R_A + pL_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ad} \\ i_{Aq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \Psi_{mA} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3)$$

$$T = T_M - T_A = \frac{3}{2} P_f \Psi_{mM} (i_\gamma \sin\delta + i_\delta \cos\delta) - \frac{3}{2} P_f \Psi_{mA} i_q \dots\dots\dots(4)$$

$$p\omega_{re} = \frac{P_f}{J} (T_M - T_A) \dots\dots\dots(5)$$

ただし、 R : 固定子巻線抵抗、 L : 同期リアクタンス、 Ψ_m : 永久磁石の鎖交磁束、 P_f : 極対数、 J : 慣性モーメントである。また、サフィックスのMはメイン側、Aは補助側を指す。

実機ベースの提案システムにおける状態方程式を(6)式に示す。(2)、(3)、(4)式は非線形であるため、定常状態近傍で線形近似を行い、(1)、(5)式に代入して状態方程式を求めると、(6)式となる。(6)式は6次の状態方程式となるが安定性を簡単に議論するために機械系時定数が電気系時定数よりも十分大きいと仮定して2次系に近似する。なお、サフィックスの0は動作点での値を示す。また、ベクトル制御に非干渉制御適用していることを前提とする。

2次系に近似した提案システムの状態方程式を(7)式に示す。(7)式の状態変移行列 \mathbf{A} より、 $\omega L \gg R$ として、特性方程式を導出することができる。

図4に図2を基にしたダンピング制御を適用時の補助インバータの制御系の状態変数線図を示す。図4では、電流制御

の応答がダンピング制御の応答よりも十分速いとし、電流制御のループゲインは1とみなしている。図4より、メインインバータの δ 軸電圧指令を(8)式に、補助インバータの q 軸電圧指令を(9)式に示す。

$$\Delta v_{M\delta} = \psi_{mM} \Delta \omega^* \dots\dots\dots (8)$$

$$\Delta v_{Aq} = K_d (\Delta \omega^* - \Delta \omega_{re}) \dots\dots\dots (9)$$

(7)式に(8), (9)式を代入することで、ダンピング制御を適用した際の状態方程式を得ることができる。ダンピング制御を適用した際の状態方程式を(10)式に示す。

図5にダンピングゲイン K_d を変化させ、(7), (10)式を基に求めた単純なV/f制御で駆動した時とダンピング制御適用時の極配置の推移(根軌跡)を示す。また、表1に検証した際のパラメータを示す。なお、検証は図3と同じ構成で行っている。単純なV/f制御で駆動した場合(○)では、虚軸上に極が存在するため、システムが不安定であることがわかる。一方で、ダンピング制御(●)を適用した場合、虚軸上にあった極が負側に移動し、システムが安定になっていることが確認できる。したがって、ダンピング制御を適用した提案システムでは、乱調による速度振動を抑制し、システムの安定化を図ることができる。

4. ダンピング制御による乱調抑制の実験結果

図6にダンピング制御適用前後での加速試験結果を示す。図6(a)はダンピング制御適用前、図6(b)はダンピング制御適用後の実験結果である。加速試験では720 r/min から1800 r/min まで0.2 sec で加速している。また、本実験ではトルクを直接観測することができないため、代わりに各モータの q 軸電流を観測することで抑制効果を確認している。ダンピング制御を適用していない図6(a)では、メインインバータにより従来のV/f制御にダンピング制御を付加せずに駆動している。そのため、加速直後にメインインバータの q 軸電流に6A、速度に400 r/min の大きな振動が発生し、乱調が起きている。

Table 1. Verification condition

	PM ₁ &PM ₂
Rated power [W]	800
Rated speed [min ⁻¹]	2000
Rated torque [Nm]	3.82
Rated current [A]	8.2
Number of pole pairs P_f	2
Synchronous inductance $L_M L_A$ [mH]	3.78
Armature resistance $R_M R_A$ [Ω]	0.425
Electro-motive force constant $\psi_M \psi_A$ [Vs/rad]	0.233
Inertia momet $J_M J_A$ [kgm ²]	0.018

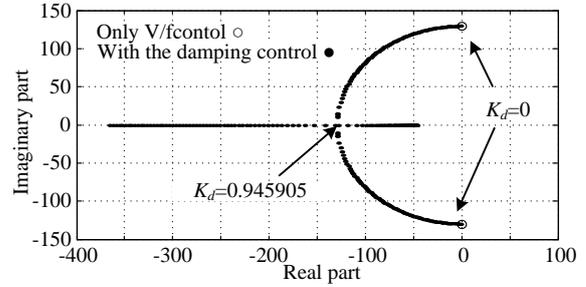


Fig.5.Root locus of the proposed system.

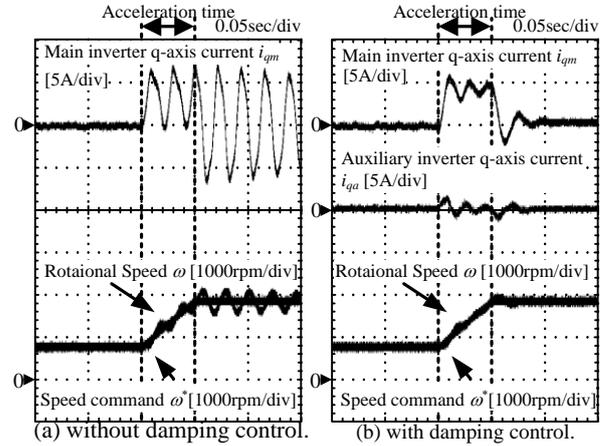


Fig.6.Acceleration test with/without the damping control.

従来では、1台のPMSMにつき1台のインバータで駆動する場合、V/f制御でもダンピング制御が可能である⁽⁶⁾。しかし、1台のインバータで複数台のモータを駆動する場合、上記の

$$\begin{bmatrix} p\Delta i_{Mq} \\ p\Delta i_{Ms} \\ p\Delta i_{Ad} \\ p\Delta i_{Aq} \\ p\Delta \omega_{re} \\ p\Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_M}{L_M} & \omega_0 & 0 & 0 & -\frac{\psi_m}{L_M} \sin \delta_0 & -\frac{\omega_0 \psi_m}{L_M} \cos \delta_0 \\ -\omega_0 & -\frac{R_M}{L_M} & 0 & 0 & -\frac{\psi_m}{L_M} \cos \delta_0 & \frac{\omega_0 \psi_m}{L_M} \sin \delta_0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_A} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L_A} & 0 & 0 \\ \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \sin \delta & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \cos \delta & 0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} & 0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} (i_{\gamma} \cos \delta - i_{\delta} \sin \delta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{Mq} \\ \Delta i_{Ms} \\ \Delta i_{Ad} \\ \Delta i_{Aq} \\ \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_M} & 0 & 0 & 0 & i_{M\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L_M} & 0 & 0 & -i_{M\gamma 0} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_A} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_A} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{Mq} \\ \Delta v_{Ms} \\ \Delta v_{Ad} \\ \Delta v_{Aq} \\ \Delta \omega^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$\begin{bmatrix} p\Delta \omega_{re} \\ p\Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3 P_f^2 \psi_m^2}{2 J L_M} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3 P_f^2 \psi_m}{2 J} \frac{\sin \delta}{\omega_0 L_M} & -\frac{3 P_f^2 \psi_m}{2 J} \frac{1}{R_A} & -\frac{3 P_f^2 \psi_m}{2 J} \frac{((\omega_0 L_M + R_M) i_{\delta 0} \sin \delta + (\omega_0 L_M - R_M) i_{\gamma 0} \cos \delta)}{\omega_0^2 L_M} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{\delta} \\ \Delta v_q \\ \Delta \omega^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

$$\begin{bmatrix} p\Delta \omega_{re} \\ p\Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{3 P_f^2 \psi_m}{2 J} K_d & \frac{3 P_f^2 \psi_m}{2 J} \frac{\psi_m}{L_{Main}} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \left(\frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J \omega_0} \left(\frac{\psi_{mM} \sin \delta}{L_{Main}} - (i_{\delta 0} \sin \delta + i_{\gamma 0} \cos \delta_0) \right) + \frac{P_f^2 \psi_m}{J} K_d \right) \\ 1 \end{bmatrix} \Delta \omega^* \dots\dots\dots (10)$$

方法では乱調を抑制することができない。そこで、補助巻線と補助インバータを用いたダンピング制御を適用すると、図6(b)のように、加速直後に補助インバータがトルク制御を行い、乱調を抑制する。そのため、主電力はメインインバータから供給されているにもかかわらず、加速直後の振動はほぼ発生しておらず、図6(a)と比較して定常時の速度振動は400 r/minからほぼ0 r/minに抑制できており、メインインバータのq軸電流は振動せず、良好な結果が得られる。以上の実験結果からダンピング制御の乱調抑制効果を確認できる。

5. 補助インバータの出力電力とダンピングゲインの考察

3章の示すシステムの状態方程式より容易にシステムの伝達関数が得られる。そこで本章では、補助インバータ出力電力の伝達関数のランプ応答を求めることで補助インバータの出力電力とダンピングゲインの関係を明らかにする。

補助インバータ出力電力は損失を無視すれば、補助インバータに接続されているモータの機械出力に依存する。しかし、モータの機械出力は速度とトルクの積であり、非線形であるため、前章と同様に線形化を行い、補助インバータ出力電力の伝達関数を求める。補助インバータ出力電力の伝達関数を(11)式に示す。

$$\frac{\Delta P_A}{\Delta \omega^*} = \frac{s \frac{3}{2} \omega_0 K_d \psi_{mA}}{s^2 + \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J} K_d s + \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_{mM}^2}{J L_m}} \times \left(s + \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J \omega_0} \left(i_{M\gamma} \cos \delta_0 + i_{M\delta} \sin \delta_0 \right) - \frac{\psi_{mM}}{L_M} \sin \delta_0 \right) \quad \dots (11)$$

(11)式は、速度指令 ω^* から補助インバータ電流に起因するトルク T_A までの伝達関数である。(11)式のランプ応答から逆ラプラス変換により、加速時の補助インバータ出力電力の時間応答の極値を求めることで、ダンピングゲインと出力電力の関係を求める。ここでは簡単化のため、 $\delta_0=0$ 、 $i_{M\gamma}=0$ 、 $i_{M\delta}=0$ とする。(11)式より求めたシステムの制動係数 ζ と補助インバータ出力電力のピーク値 ΔP_{A_PEAK} の関係を(12)式に、制動係数 ζ のダンピングゲイン K_d の関係式を(13)式に示す。

$$\Delta P_{Peak} = - \frac{\psi_{mA} \omega_0 \zeta T_n}{\psi_{mM} \sqrt{\zeta^2 - 1}} \frac{T_R}{T_{accel}} \left(2\zeta^2 + 2\zeta \sqrt{\zeta^2 - 1} - 1 \right) \times \exp \left(\frac{\zeta}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \right) \sin \left(i \frac{1}{2} \log \left(2\zeta^2 + 2\zeta \sqrt{\zeta^2 - 1} - 1 \right) \right) \quad \dots (12)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_f}{J} \frac{K_d}{2} \sqrt{\frac{L_M}{J}}} \quad \dots (13)$$

ここで、 T_n ：定格トルク、 T_R ：定格加速時間、 T_{accel} ：加速時間(速度0 p.u.から1 p.u.までの加速時間に換算した値)を指す。

図7に(12)式および(13)式を用いて、表1の条件における定格加速時間 T_R の1倍、2倍、4倍の加速時間で加速した時の補助インバータ出力電力のピーク値とダンピングゲイン K_d

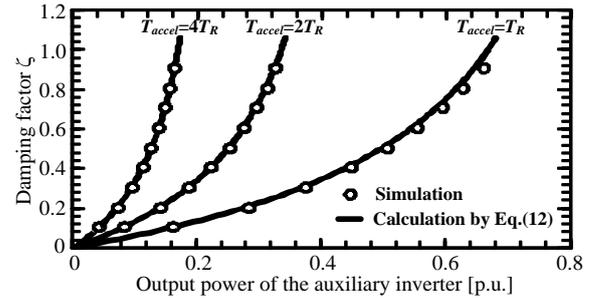


Fig.7. Relationship between the damping factor ζ and the output power of the auxiliary inverter.

の関係を示す。ダンピングゲイン K_d は(13)式により規格化している。ダンピングゲイン K_d が増加し、制動係数 ζ が増加することで、出力電力が増加していることがわかる。補助インバータ容量の観点から、補助インバータ最大出力電力を小さくする必要がある。図7より、定格加速時間で加速した際に出力電力を0.1p.u.に抑制する場合、制動係数が0.1以下になるようにダンピングゲインを調節することで補助インバータ出力電力の増加を抑制することができる。しかし、図7に示すように加速時間によっても補助インバータの最大出力電力は変化するため、一定速度駆動用途へ適用した場合、更なる補助インバータ容量の低減が期待できる。

6. まとめ

本論文では3台以上のPMSM並列運転を実現可能なPMSMの複数台並列運転システムの安定性およびゲインと出力電力の関係について議論した。根軌跡による安定解析を行い、ダンピング制御を適用することでシステムの安定化を図ることができること、伝達関数から補助インバータ最大出力電力とダンピングゲインの関係を明らかにした。

今後の課題は、主巻線と補助巻線間に生じる磁気干渉に対する非干渉制御の検討が挙げられる。

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) 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)
- (2) 岡, 松瀬: 「2アーム変調適用5レグインバータのPWM制御法」, 電学論D, 129, pp.811-816 (2009)
- (3) Seyed Mohammad, et al.: "Space Vectors Modulation for Nine-Switch Converters", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol.25, pp.1488-1496, 2010
- (4) T. Nagano, J. Itoh: "Design of Multi-Parallel Drive Technique for System with Numbers of Permanent Magnet Synchronous Motors", PEDS, pp. 193-198 (2013)
- (5) 伊東, 豊崎, 大沢: 「永久磁石同期電動機のV/f制御の高性能化」, 電学論D, 122, pp.253-259 (2002)