ベクトル制御可変速同期機の新しい解析法

正員 金 東海 (上智大学) 正員 中野 求 (上智大学)

非会員 曾 光 (中国, 西安理工大学)

Novel Analytical Approach for Vector Controlled Adjustable Speed Synchronous Machines

Tung-Hai Chin, Member (Sophia University) Motomu Nakano, Member (Sophia University)
Guang Zeng, Non-member (Xi'an University of Technology, China)

Novel approach for operation analysis of vector control synchronous machine has been described. To draw the vector diagram under adjustable speed operation, the concept of normalized voltage has been introduced. It is to divide the voltage value by angular frequency of the machine, then the voltage vectors, which contain angular frequency immanently, will not change their length under adjustable speed operation, and the vector diagram will keep its size unchanged for the whole speed range. Also, reactance drop locus and its accompanying yardstick circle for determining current phase angle, in corresponding to the variation of the given armature current vector, were deduced. Then, the operation of the machine for the whole adjustable speed range can be represented in single diagram. As the accompanying matters, the methods for calculating the operating characteristics of maximum torque control and 100 % power factor control were shown.

キーワード: 同期機, ベクトル図, IPM-SM, 解析理論, トルク制御, 100%力率制御

Keywords: synchronous machine, vector diagram, IPM-SM, analytical theory, torque control, 100 % power factor control

1. はじめに

パワーエレクトロニクスの発達により, ベクトル制御された同期機や誘導機が可変速機器の主流となっている。誘導機についての解析理論は, $d-q$ 座標における基本式から2次鎖交磁束を中心に据えたベクトル制御理論がほぼ確立されているが, 同期機の方は電流軌跡マップを中心にといった解析法が数多く試みられているにもかかわらず⁽¹⁻⁶⁾, 解析の基礎となすすっきりした理論は未だに確立されていない。本論文はベクトル制御された可変速同期機の解析理論の確立を試みるものである。ここでは, 電流よりも, 電圧ベクトルを主役としてベクトル図を描くことにより, 同期機内各数値の相互関係を明確にし, その軌跡を描かせることによって, 全動作回転数領域におけるベクトル制御された同期機の動作状態の把握を可能とした。

同期機の場合, 突極と非突極の2種類があつて, 最近の埋込永久磁石タイプ(IPM-SM)の出現により, 更に正突極と逆突極と分かれる。しかし, 理論的には一貫としたものである。本論文では最近話題の IPM-SM を中心に取り上げて解析例を示しているが, 他のタイプにも等しく適用することができるものである。また, 用語についても, 直流機あるいはブラシレス直流機から引きずって用いられているものがあるが, 今後の発展と次世代教育のためにも, 可変速同期機は直流機とは違った新しい技術としてとらえ

るべきものと考え, 混乱を起し易い用語は避けるようにしている。例えば, 典型的用語で定出力動作は速減(ていげん)トルク動作としている。また, 内容の一般性を考えて, たとえば, ハイブリッド電気自動車の場合では力行と回生の概念よりも駆動と発電の概念がより強いので, 本論文では, 同期モータとせず同期機としたことに留意されたい。

なお, 突極同期機, 特に IPM-SM のように突極の度合いが著しいものでは磁気回路に飽和が起こるのが普通である。したがって, 飽和を伴った非線形機器を解析すべきであるが⁽⁷⁾, 紙面の関係上別の機会に譲る。

2. 基本方程式とベクトル図

同期速度 ω で反時計方向に回転する $d-q$ 座標系において, 瞬時空間ベクトルで表示された同期機の一般式を式(1)に示す。定常状態での特性解析が本論文の目的であるので, ダンパー巻線は考えない。空間ベクトル値は太線の斜体で表示されている。式(1)より, 定常状態の基本式とトルク式はそれぞれ式(2)と(3)のようになる。なお, 円筒形機についてはすでに前論文で論じているので⁽⁸⁾, ここでは突極機に限定している。

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_{1d} \\ \boldsymbol{v}_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{R}_1 + p\boldsymbol{L}_{1d} & -\omega \boldsymbol{L}_{1q} \\ \omega \boldsymbol{L}_{1d} & \boldsymbol{R}_1 + p\boldsymbol{L}_{1q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{1d} \\ \boldsymbol{i}_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \boldsymbol{\Psi}_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega L_{1d} I_{1d} + j\omega L_{1q} I_{1q} + E_0 \quad (2)$$

$$T = P I_{1q} \Psi_0 + P(L_{1d} - L_{1q}) I_{1q} I_{1d} \quad (3)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_1 \varepsilon^{j(\delta+\pi/2)} = \sqrt{3} V_a \varepsilon^{j(\delta+\pi/2)}, \\ I_1 &= I_1 \varepsilon^{j\beta} = \sqrt{3} I_a \varepsilon^{j\beta} \\ I_1 &= I_{1d} + j I_{1q}, \quad I_{1d} = I_1 \cos \beta, \quad I_{1q} = I_1 \sin \beta \\ \Psi_0 &= \Psi_0 \varepsilon^{-j0}, \quad E_0 = j\omega \Psi_0 \end{aligned} \right\}$$

V_a と I_a は三相相電圧と相電流の実効値, Ψ_0 は電機子巻線鎖交磁束数で磁束密度分布の基本波成分実効値の $\sqrt{3}$ 倍に電機子有効巻線数を掛けたものである。 δ は負荷角, β は d 軸を基準とした電流位相角(図 1 参照)。 I_{1q} と I_{1d} はそれぞれ q 軸と d 軸電流成分。式中の j は 90 度の座標回転をあたる。

<2.1> 正規化ベクトル図 式(2)を逆突極の IPM-SM ($L_{1d} < L_{1q}$) についてベクトル図で示すと図 1 のようになる。この図は角周波数 ω の変化に伴い寸法が変化して不都合であるので、電圧値を ω で割って正規化を行う。抵抗降下分の正規化は少々複雑であるので、その影響を 4 章において検討することとして、式(2)の抵抗降下分を無視して正規化すれば、式(4)のようになる。正規化ベクトルにはマーカー「 $\hat{\cdot}$ 」をつける。

図 1 逆突極同期機のベクトル図

Fig. 1 Vector diagram of an inversely salient pole synchronous machine

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= V_1 / \omega = j L_{1d} I_{1d} + j L_{1q} I_{1q} + E_0 / \omega \\ &= \hat{E}_X + \hat{E}_0 \quad (\hat{E}_0 = j \Psi_0) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、電圧ベクトルの正規化と同時に電流ベクトルの正規化も行えば、電圧電流の相互関係を理解するのに好都合であるので、これを実施する。ここでいう電流ベクトルの正規化とは電流ベクトルに jL_{1d} を掛け、90 度回転させて正規化電圧降下のディメンションとすることである。(正規化は電流に $j\omega L_{1d}$ をかけて電圧のディメンションとすることであるが、 ω は電圧の正規化の規則から消去されている。) また、 jL_{1d} を掛けて正規化するのは、IPM-SM において L_{1d} がほぼ一定がためである。正突極機の場合では、 jL_{1q} で正規化することも考えられる。

式(4)対応のベクトル図を図 2 に示す。図 2 では座標を -90° 回転させて q 軸を水平軸としている。これは図 1 を見ても分かるように、各ベクトルは q 軸の周辺に集中し、q 軸が図の主役であること。また、後述のようにもう一つの座標系を同じ図で表現するためである。

図 2 において、正規化誘導起電力 $\hat{E}_0 = j\Psi_0$ を q 軸上で $O-O'$ としている。それを基底に正規化端子電圧 $\hat{V}_1 (=V_1/\omega)$ と正規化リアクタンス降下 $\hat{E}_X = j(L_{1d}I_{1d} + L_{1q}I_{1q})$ とで電圧ベクトル三角形 $O-P_2-O'$ を構成している。ベクトル制御では電流制御インバータによって端子電圧は自動的にフィットされるもので、 $\hat{E}_0$ と $\hat{E}_X$ が決まれば、 $\hat{V}_1$ は自動的に決まる。

図 2 正規化ベクトル図ならびに電流振幅一定制御時のベクトル軌跡

Fig. 2 Normalized vector diagram with its vector loci under fixed current amplitude and controlled phase

電機子電流 $I_1 = I_{1d} + jI_{1q} = I_1 \varepsilon^{j\beta}$ の振幅 I_1 を一定とし、位相角 β をベクトル制御で変化させたときに、正規化電流 $\hat{I}_1$ のベクトルは図示の如く $L_{1d}I_1$ を半径とする円軌跡になる。一方、リアクタンス降下 $\hat{E}_X$ は図示の如く $L_{1d}I_{1d}$ を短径とし $L_{1q}I_{1q}$ を長径とする楕円軌跡になる。なお、この図は IPM-SM を想定した場合で、普通の正突極機では長短径が入れ替わる。

電圧の正規化は回転数に無関係な一定寸法のベクトル図を描くことを可能にした。一方、電流の正規化は電流ベクトルを電圧ベクトルと同じ土俵に表現することが可能とした。たとえば、実の値から 90 度のずれはあるが、 $\hat{I}_1$ と $\hat{E}_X$ は電機子電流起磁力の方向とその生成磁束方向をそれぞれ示している。図 2 を見れば、突極機においてそれらは一致していないことが明白で、円筒形同期機との間に大きな違いが存在することに気づくであろう。

正規化ベクトル図は同期機各磁束の様子をも間接に表現しているので、ベクトル図でよく見られる磁束ベクトルの表示は特に必要でなくなる。

なお、 $\hat{I}_1$ の軌跡は後述のように電流位相の決定により重要な役割をもつので、ここより以降において正規化電流の軌跡円を電流(位相)基準円と呼ぶこととする。

<2.2> O 座標系と O' 座標系 図 2 において、実は二つの座標軸が並存している。点 O を原点とする d-q 軸座標系と点 O' を原点とする $jL_{1d}-jL_{1q}$ 座標系である。O'

らない。すなわち、100%力率制御楕円と電流基準円の交点 Q_1 が 100%力率制御の位相角 β_{100} を与える。 Q_1 から垂直線を引き、リアクタンス降下楕円軌跡との交点を Q_2 とすると、 Q_2 が電圧ベクトル三角形の頂点となる。

図5 100%力率制御楕円の作図と電流位相決め

Fig. 5 Drawing the ellipse for 100 % power factor control and deciding the phase angle of the current

3. 動作領域と動作特性

前章で記述した解析法に基づき実機への適用を試みる。実機の機器パラメータとして文献 [3] の IPM-SM 例の数値を引用させて頂く。すなわち、端子定格電圧（制限電圧値） $V_{IM} = 50$ [V]，電機子定格電流（制限電流値） $I_{IM} = 8.66$ [A]，電機子抵抗 $R_1 = 0.57$ [Ω]，電機子鎖交磁束 $\Psi_0 = 0.108$ [Wb]，d 軸インダクタンス $L_{ld} = 8.7$ [mH]，q 軸インダクタンス $L_{lq} = 22.8$ [mH]。4 極。

<3.1> $\Psi_0 > L_{ld} I_{IM}$ の場合の動作特性 図6にはこれら数値に基づき、リアクタンス降下楕円 $P_2 - Q_2 - P_3$ ならびに電流位相基準円 $P_1 - Q_1 - P_3$ が描かれている。電流値は I_{IM} としている。モータモードの場合、動作は第2象限のみに限定されるので、その部分しか表示されていない。その他に最大トルク制御条件曲線 $O' - P_1$ ，100%力率制御条件楕円 $O' - Q_1 - O$ ，ならびに電流値対応の最大トルク制御動作曲線 $O' - P_2$ も示されている。この図を見れば、 $\Psi_0 > L_{ld} I_{IM}$ であることが分かる。さらに、励磁成分と比較してリアクタンス成分が大きなウエートを持つ機器であることも一目瞭然である。ここで、電流基準円の半径は制限電流値 $I_{IM} = 8.66$ [A] に合わせて描かれているので、この図は最大動作図に対応し、点 P_1 は最大電流で最大トルクを発生する動作点である。 P_2 点は P_1 を反映した正規化電圧ベクトル三角形の頂点である。したがって、正規の状態における機器のモータモード動作範囲は図示の太線上か、その内側に限られる。

次に、上記ベクトル軌跡図の適用方法について説明する。図6を各電流値対応の電流位相基準円(3, 5, 7, 8.66 [A] に対応)ならびにリアクタンス降下楕円を用いてスケッチすると、図7に示す SM チャート (Synchronous Machine Chart) が得られる。同図には、100%力率制御曲線(白抜き丸で表示)も示されている。各電流の基準円とリアクタンス降下楕円との関係については、両者の横軸は同じくして後者の縦軸は前者のその L_{lq}/L_{ld} 倍である。

図6 実機 IPM-SM の軌跡図と動作範囲の例

Fig. 6. The locus diagram and the operation area of the example IPM-SM

図7 実機例の SM チャートとそのベクトル図

Fig. 7. SM chart of the example machine with its vector diagram

ベクトル制御同期機において第1段階として、まず電流ベクトル値が与えられなければならない。その与え方については次節で説明するが、与えられた電流ベクトル I_1 は正規化電流ベクトル $\hat{I}_1 = O' - P_1 = [L_{ld} I_1]$ の形で SM チャートに表示される。この図では、 $O' - P_1$ はちょうど最大電流、最大トルク制御のケースに相当している。 P_1 から垂直線を立ち上げて対応するリアクタンス楕円との交点 P_2 が動作点を与える。ベクトル $O' - P_2$ は正規化リアクタンス降下 $\hat{E}_x$ を与え、ベクトル $O - P_2$ とベクトル $O - O'$ はそれぞれ正規化端子電圧 $\hat{V}_1$ と正規化誘導起電力 $\hat{E}_0$ を与える。ベクトル $O - P_2$ の長さは 0.182 [Wb] である。そのケースを最大正規化端子電圧 $\hat{V}_{IM} = (V_{IM}/\omega)$ に対応させると、基底速度 ω_B は次式のように計算される。

$$\omega_B = \frac{V_{IM}}{O - P_2} = \frac{50}{0.182} = 275 \text{ [rad/s]} \quad (= 1,313 \text{ [rpm]})$$

機械速度がこの基底速度未満の低い速度の場合でも、電流ベクトルが不変であれば、動作点はこの点に留まる。というのは、速度が変わっても、それに応じて端子電圧値が速度に比例して変化し、正規化された端子電圧 $\hat{V}_1 = (V_1/\omega)$ は変化しないからである。しかし、速度がこの基底速度を越えてくると、動作点はもはやこの点に留まることができない。最大電圧 V_{IM} は不変であるので、正規化端子電圧は速度の上昇に反比例して低下していく。電流振幅が一定に維持されているのならば、動作点はこのリアクタンス降下楕円の上を P_2 から P_3 へ向けて反時計方向に降下していく。限界速度 ω_{limit} において、動作点は P_3 に到達する。O - P_3 の長さ 0.0325 [Wb] から限界速度は次式で計算される。

$$\omega_{limit} = \frac{V_{IM}}{O - P_3} = \frac{50}{0.0325} = 1,538 [\text{rad/s}] (= 7,343 [\text{rpm}])$$

<3.2> SM チャートと各種電流制御法 同期機のベクトル制御では、まずは電流ベクトルが与えられなければならない。一般のシステムではフィードバック制御によって必要な電流のベクトル値が与えられるであろう。ここでは、定常動作を説明する上での標準的な電流ベクトルの与え方と SM チャートとの関連を説明する。

図 8 は SM チャートに表示された各種電流制御法である。右側の太線は最大トルク制御動作曲線を示す。各周波数と各電流値において、基底速度以下での最大トルク制御動作点は全部この曲線の上に存在する。基底速度を超えて一定電流振幅でベクトル制御したときには、動作点は定電流制御線上を移動する。一方、一定トルクで制御したときには、定トルク制御線上を移動する。また、電流を 100% 力率制御したときの制御曲線は○印付きの楕円曲線になる。

なお、定トルク制御線は T_a を任意トルクとして、正規化リアクタンス降下で示された次式によって計算され、図 8 において黒ドット付き線で表示されている。

$$[L_{1q}I_{1q}] = \frac{T_a L_{1q}}{P\Psi_0 + P(1 - L_{1q}/L_{1d})[L_{1d}I_{1d}]} \quad (10)$$

図 8 に示す各制御線上の動作点に対応してその動作特性を演算して図 9 に示す。図 9 にはトルクスピード曲線と出力スピード曲線が描かれている。各曲線は各電流の基底速度対応の縦線によって定トルク動作領域と速減トルク動作領域とに分割されている。トルク曲線は基底速度を越えたところで二つの曲線、すなわち、定電流制御特性と定トルク制御特性に分岐している。それらは、図 8 のそれぞれの制御線に対応している。

出力スピード曲線は太線で示されているが、基底速度を越えても上昇を続け、ちょうど 100% 力率制御点(白抜き丸)で最大となっている。

図 8 SM チャートと各種電流制御法

Fig. 8. SM chart with particular current control schemes

図 9 トルクスピード曲線と出力スピード曲線

Fig. 9. The torque-speed curves and the output-speed curves with the point of 100 % PF control indicated

<3.3> $\Psi_0 < L_{1d} I_{1M}$ の場合の動作特性 図 10 に $\Psi_0 < L_{1d} I_{1M}$ の場合の SM チャートが示されている。図 7 に示す実機例の励磁束 Ψ_0 だけを 3 分の 1 とした機器を想定したものである。作図法は全く同じで、原点 O がリアクタンス降下軌跡の内側に入り込んでいる。ベクトルなどすべて図 7 のものに対応している。この図より、励磁成分が減少した場合の動作特性変化の様子を把握することができる。

なお、図中の太線で表示されている長方形 $\square O-O'-P_3$ の面積は $L_{1d}\Psi_0 I_{1q}$ で、 $\square P_1-P_2-P_3$ は $(L_{1q}-L_{1d})I_{1q} \times L_{1d}I_{1d} = L_{1d}(L_{1q}-L_{1d})I_{1q}I_{1d}$ であることから、両長方形の面積比 $\square O-O'-P_3 / \square P_1-P_2-P_3$ は励磁トルク成分とリアクタンストルク成分との比に他ならない。図よりリアクタンストルクが凌駕していることが明白である。

図 10 $\Psi_0 < L_{id} I_{IM}$ の場合の SM チャートFig. 10 SM chart under the case of $\Psi_0 < L_{id} I_{IM}$

4. 電機子抵抗の影響

電機子抵抗を無視した場合の動作は前章で説明した。ここでは電機子抵抗の影響を考察する。正規化した電機子抵抗降下は $R_1 I_1 / \omega$ となる。電機子抵抗 $R_1 = 0.57 [\Omega]$ として、最大電機子電流 $I_{IM} = 8.66 [A]$ の場合を考える。これは $0.57 \times 8.66 / \omega = 4.93 / \omega$ [Wb] の正規化抵抗電圧降下を電流基準円の接線方向のベクトルとしてリアクタンス降下軌跡に加えることになる。(SM チャートでは正規化電流ベクトルが電流基準円上の 1 点で示される。その点における接線方向が電流ベクトルの方向である。) 図 11 において抵抗降下を含む軌跡の様子が示されている。対となっている丸をつなぐ線の距離と方向が抵抗降下成分を示している。二重丸のペアは 100% 力率のケースを示している。

図 11 抵抗降下の影響を考慮したベクトル軌跡

Fig. 11 Vector locus with the influence of the resistance drop being taken into account

図 11 を見ると、抵抗降下は同期機の動作に影響を与えるように見えるが、実際の機器では、電流制御インバータ

によって電機子電流ベクトルが与えられ、端子電圧はフィードバック制御によって自動フィットされる。したがって、インバータの発生電圧値に余裕がある範囲では、抵抗分は機器の外部にあるものとして考え、電機子抵抗分なしの同期機で動作特性を考えれば十分である。100% 力率制御は電機子が純抵抗の特性を示すということであるので、それにさらに抵抗を加えても力率は影響されない。図 10 における二重丸の丸ペアは 100% 力率の場合を示しており、抵抗成分の方向と電機の残り部分の電圧成分方向とは一致している。

もし、電圧に余裕がないときには、電機子抵抗を含めた機器で考察することが必要となる。例えば、最大動作点 P'_2 に対して、 $O-P'_2$ の長さが最大端子電圧 $V_{IM} = 50 [V]$ に対応する。最大電機子電流の場合、電圧ベクトル $O-P_2$ に対応する電圧値 V_1 は $50 \times |O-P_2| / |O-P'_2| = 46.3 [V]$ であるので、基底角速度 ω_B は

$$\omega_B = \frac{V_1}{O-P_2} = \frac{46.3}{0.182} = 254 [\text{rad/s}] (= 1,212 [\text{rpm}])$$

となり、機械的基底速度は 1,212 [rpm] に低下する。

5. 関連理論について

現存する可変速同期機の解析方法ないし制御法には電流軌跡マップの方法と MT 軸制御法がある。これらの方法の本質について検討し、本論文の方法との対比を行う。

<5.1> 電流軌跡マップによる方法^(1, 2, 3) 現在可変速同期機特に IPM-SM の特性演算や制御において図 12 に示す電流軌跡マップの方法が広く用いられている。図 12 は本論文の O 座標系に相当する $d-q$ 座標系に (1) 最大トルク制御双曲線、(2) 定トルク制御曲線、(3) 定振幅電流軌跡円ならびに (4) 電圧・速度値による電流制限曲線の 4 曲線が描かれている。図 12 は図 6 と同じ実機例の数値を用いているので、両者の比較が可能である。

図 12 電流軌跡マップによる電流ベクトル決定

Fig. 12 Determination of the current vector using current trajectory map

電流軌跡マップは電流ベクトルの選定に応用されている。電流制御を行う研究者は (1)、(3) と (4) を用

いて三曲線の交点から最適な電流ベクトルを選定する。一方、トルク制御を行う研究者は(2)、(3)と(4)を用いる⁽⁸⁾。図上のポイント P_1 , P_3 と O' を見ると、ディメンションは異なるが、図6にある P_1 , P_3 と O' と全く同じ形状であり、同じものである。それは、図6では電流ベクトルに直軸リアクタンス L_{ld} をかけてリアクタンス降下の形で表示されているからに過ぎない。したがって、電流軌跡マップ法は本論文の方法で言う第1段階の電流ベクトルの決定のみにベクトル図を利用し、より重要な電圧ベクトル三角形の決定までには到達していない。そのために、電圧情報ならびに位相情報は全く得られていない。

<5.2> MT軸制御による方法^(4, 5, 6) 同期機の制御にMT軸法が用いられている。特に大形機ではMT軸法による100%力率制御が盛んに用いられている。これは図13のように、回転座標系において電機子巻線鎖交磁束方向にM軸をとり、その直角方向にT軸をとって電流制御を行う方法である。電流のM軸成分をフィードバック制御で零とすることにより、力率を1とすることができる。しかし、実際の電流制御はd-q軸上で行う必要があること、MT軸とd-q軸間の換算は磁束の形に直して演算する必要があることで制御のための演算が複雑である⁽⁶⁾。

本論文の方法に基づく100%力率の条件式を用いれば、すべての制御はd-q軸上で行われること、また、100%力率制御に関してはフィードフォワード制御が可能となり(たとえば、文献[11]の高効率制御におけるように)、制御プロセスの簡易化とより高速な応答が期待される。

なお、図13に示すように、突極機ではM軸成分電流 I_M が零であっても、T軸成分電流 I_T によって Ψ_T と Ψ_M が形成されるので、円筒形機におけるようにギャップ磁束 Ψ_1 一定制御による線形的なトルク制御の達成は困難となる⁽⁴⁾。

図13 100%力率MT軸制御における突極機の従来のベクトル図

Fig. 13 Ordinary vector diagram for describing MT-axes control of the salient-pole synchronous machine under 100% PF

6. 終わりに

可変速同期機の新しい解析法について説明した。本論文においてその成果として次のものを提案した。

- 1) 電圧ベクトルと電流ベクトルの正規化
- 2) O と O' 座標系
- 3) 100%力率制御の条件式
- 4) SMチャート

これによって、速度に関係なく電圧・電流ベクトルがすべて一つの図面に表現されるために、ベクトル間の位相関係が明確に表示され、間接的にトルク値も読み取れるので、同期機の動作状態が明解に把握できる。特に、計算機によって容易に作図できるSMチャートの導入により、全速度領域における同期機の動作状況の理解と計算を助ける。また、100%力率制御の条件式の導出は同期機の新しい制御方式の開発に役立つものと信じる。本解析理論は正弦波回転磁界で説明されるすべてのタイプの同期機に適用できる。

なお、将来の発展として、実用的に欠くことのできない磁気飽和を伴う機器の作図も容易に行えるのが本方法の強みである⁽⁷⁾。

(平成12年9月26日受付, 同13年5月25日再受付)

文 献

- (1) Ion Boldea, S.A. Nasar: "Electric Drives," CRC Press, 1999
- (2) Z. Zhang, F. Profumo, A. Tenconi: "Axial flux interior PM motor torque performance analysis for traction drives," Trans. IEEJ, vol.116-D, no. 12, p. 1246, 1996
- (3) 武田洋次, 森本茂雄, 大山和伸, 山際昭雄: 「PMモータの制御法と回転子構造による特性比較」, 電学論D, 114, 662 (1994-6)
- (4) 中野孝良: 「交流モータのベクトル制御」 日刊工業新聞社, 1996
- (5) B. K. Bose (秦泉寺敏正, 内藤治夫訳): 「パワーエレクトロニクス&ACドライブ」 電気書院{1987年9月}
- (6) 電気学会交流電動機駆動方式の技術分類・用語整理調査専門委員会編: 「交流電動機可変速駆動の基礎と応用」 コロナ社, (1998年10月)
- (7) T-H Chin, M. Nakano, G. Zeng: "Novel Approach for Operation Analysis of the Interior Permanent Magnet Synchronous Machines", IPEC-Tokyo 2000, pp. 1201-1206, April 3-7, 2000
- (8) 金東海, 中野求: 「ベクトル制御同期機理論についての一考察」 電学誌D, 120, 248 (2000-2)
- (9) 松野澄和, 板垣哲哉, 溝部浩伸, 大山和伸: 「空調機用IPMモータの高効率位相制御法」 平成11年電気学会産業応用部門大会 227, 1999
- (10) T. Nakano, H. Ohsawa, K. Endoh: "A High Performance Cyclo-converter-Fed Synchronous Machine Drive System", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-20, 1278 (1984)
- (11) 柴田尚武, 出光利明, 亀井健: 「IPMモータの高効率可変速ドライブ」 電気学会研究会資料 MID-98-12

金 東海 (正員) 昭和 9 年 7 月 19 日生。38 年 3 月東京大学大学院数物系研究科電気工学専門課程博士課程修了、工学博士。同年 4 月上智大学理工学部講師、39 年同助教授、50 年同教授。主としてパワーエレクトロニクス技術、交流電動機制御等に関する研究に従事。IEEE Fellow。

中野 求 (正員) 昭和 14 年 1 月 19 日生。37 年 3 月電気通信大学通信科卒業。62 年 3 月東京電機大学工学部電気工学科卒業。37 年 4 月上智大学理工学部電気・電子工学科助手、現在に至る。主として、パワーエレクトロニクス技術に関する研究に従事。IEEE 会員。

曾 光 (非会員) 1957 年 11 月 15 日生。1988 年 5 月中国西安理工大学大学院電力・電子科修了、工学修士。1994 年 10 月西安理工大学助教授。2000 年 4 月 - 8 月、上智大学客員教授。主として、交流電動機制御に関する研究に従事。