ハイブリッド励磁形ブラシレス同期機の 動作原理と基本特性

正員 水 野 孝 行 (明 電 舎)

正員 永 山 和 俊 (明 電 舎)

正員 足 利 正 (明 電 舎)

正員 小 林 忠 夫 (明 電 舎)

Basic Principles and Characteristics of Hybrid Excitation Type Synchronous Machine

Takayuki Mizuno, Member, Kazutoshi Nagayama, Member, Tadashi Ashikaga, Member, Tadao Kobayashi, Member (MEIDENSHA CORPORATION)

Permanent magnet type synchronous machines have been widely used for industrial applications. It is commonly known that they are operated at high efficiency since no excitation input is required. However it is difficult to control the air gap magnetic flux, because the magnetic flux is determined by the property of the permanent magnet and approximately kept constant.

On the other hand synchronous machines with the field winding make it easy to control the air gap magnetic flux. But the copper loss of the field winding becomes large at the rated load.

In order to realize the magnetic flux control easily and improve the performance of the conventional synchronous machine, we propose a hybrid excitation type synchronous machine (HSY) with the permanent magnets and the field winding. Advantages of HSY are (1) it has no brushes (maintenance free), (2) required excitation input is small (high efficiency), (3) it is easy to get a sufficient magnetic flux control, and others. Therefore, HSY has a great possibility to use for various applications.

In this paper, basic principles and characteristics of HSY are mainly discussed and made clear.

キーワード：同期機，永久磁石，界磁巻線，ハイブリッド励磁，界磁制御，有限要素法

1. ま え が き

永久磁石式同期機（以下、PMSYと略記）は、ブラシレス構造であることはもとより、励磁入力が必要となり、他の回転機に比較して効率が高いという特徴を有している。このため、一般産業においても幅広く使用されるようになってきた。また、希土類磁石の出現により数十kW級のPMSYも容易に製作できるようになっている。しかし、界磁磁束が永久磁石の特性によってほぼ一定に保たれるため、巻線誘起電圧が回転数とともに変化し、電動機としての定出力運転、あるいは発電機としての定電圧運転を行うような場合には不利な点が多いことも事実である。電動機としては、磁石埋込形PMモータを用いた弱め界磁制御法⁽¹⁾⁽²⁾が実用化され、広範囲の定出力運転が可能となっている。しかし、界磁に希土類磁石のような高性能磁石を用いた場合には、弱め界磁制御のために大きな電機子電流が必要となること、この電流は無負荷でも必要となるこ

となどから、特に軽負荷時の効率を悪化させる原因となっている⁽³⁾。また、PMSYを用いた直流発電システム⁽⁴⁾では、定格容量相当のチョッパやコンバータが必要になり、システムとして大形となる問題もある。

一方、巻線界磁形同期機（以下、FWSYと略記）では、界磁巻線に流す直流界磁電流により界磁磁束が容易に調整できるので、前述のようなPMSYについての界磁制御上の問題点は少ないように思われる。特に、FWSYを用いた発電システムでは、小形小容量の励磁装置によって電圧制御が容易に行えることも周知のことである。しかし、界磁巻線、ブラシおよびスリップリングなどが必要となるため、回転機としての体格の増大、定格運転時の界磁損による効率低下、保守の必要性など、PMSYとは異なった問題点が存在することになる。

したがって、これらの同期機の応用範囲はその励磁方式に大きく左右されるとみることもでき、永久磁石界磁と巻線界磁との利点を兼ね備えたような同期機が製作できれ

ば、同期機の汎用性をより向上させることができるものと考えている。このような観点から、ここでは永久磁石界磁と直流界磁巻線とを備えたハイブリッド励磁形同期機⁽⁵⁾⁽⁶⁾（以下、HSYと略記する）を提案し、主としてその動作原理および基本特性を理論的および実験的に明確にするとともに、応用の可能性について検討する。

まず、永久磁石界磁と直流界磁巻線とを備え、直流界磁電流によりギャップ磁束が調整できる HSY の基本構造を示し、その動作原理および他の同期機に比較した場合の得失を明確にする。HSY の特徴は、プラシレス化を前提に、永久磁石界磁の磁路と界磁巻線の磁路とを基本的に独立させ、小さな界磁巻線起磁力によって、ギャップ主磁束の等価的な増減を可能としたことにある。このため、HSY は無保守化が可能であるとともに、効率よく界磁制御が行えることになる。

次に、有限要素解析のための実用的な二次元モデルを考え、試作機の無負荷および負荷特性の解析を行う。負荷特性の解析は、有限要素法の解析と実システムでの制御方式の関係が明確となるように、二軸理論により導出した磁束密度基準の電圧方程式およびトルクの式に基づいている。

さらに、無負荷および負荷特性の実測値と解析結果との比較検討を行い、HSY の基本特性を明らかにするとともに、同期機としての電動機⁽⁷⁾あるいは発電機⁽⁸⁾として、十分応用できる可能性があることを示す。

2. HSY の構造と動作原理

〈2・1〉 基本構造 提案する HSY の基本構造を図 1

図 1 HSY の基本構造

Fig. 1. Basic construction of HSY.

に示す。同図(a)は HSY の横断面、(b)は回転子の構造図を示している。

HSY の電機子側は基本的にホモポーラ形同期機⁽⁹⁾と同一であり、電機子鉄心を二つの部分に分け、円周方向に巻いた界磁巻線を鉄心中央部のスペース部に装着している。この巻線に直流の界磁電流を流すことによって、ギャップ磁束の等価的な増減が可能となる。二つの電機子鉄心は、外側のバックヨークにより機械的および磁氣的に結合されている。また、電機子鉄心には円周方向にスロットが設けてあり、通常の三相交流巻線が施されている。

同様に、回転子側も電機子に対応して二つに分かれているが、説明の都合上、図面の左側（N 極磁石が装着）を N 極側、右側（S 極磁石が装着）を S 極側と称することにする。N 極側では、エアギャップ面が N 極となる永久磁石を 1 極おきに張り付け、他の極部分は積層鉄心により突極を形成している。以下、磁石のある極を磁石極、鉄心による突極を鉄心極と称する。一方、S 極側では、N 極側の鉄心極と同一軸上にある極にはエアギャップ面が S 極となる永久磁石を張り付け、N 極側の磁石極と同一軸上にある極には鉄心極を形成した構造となっている。また、両極側の回転子鉄心は内側のバックヨークによって機械的および磁氣的に結合されている。

〈2・2〉 動作原理 ここで、電機子中央部の界磁巻線に図 1 (a) に示すような方向で界磁電流を流すと、永久磁石部分は磁気抵抗が大きいので、ほとんどの磁束は回転子の鉄心極を通ることになる。すなわち、「電機子バックヨーク→S 極側電機子鉄心→S 極側鉄心極→回転子バックヨーク→N 極側鉄心極→N 極側電機子鉄心→電機子バックヨーク」といった経路で直流磁束が発生する。この磁束の方向および大きさは界磁電流の向きおよび大きさによって調整できることになる。

一方、永久磁石として希土類磁石のような保持力の大きなものを使用すると、多少の外部磁界が加わっても減磁の心配はなく、磁石の極性で決まる方向にほぼ一定の磁束を発生すると考えることができる。したがって、界磁電流による磁束を無視すれば、多少の漏れ磁束は存在するものの、基本的に N 極側磁石から出た磁束は、電機子バックヨークを通り S 極側磁石に入ることになる。

このように、界磁巻線および永久磁石による磁束の経路はそれぞれ独立して考えることができる。しかし、実際にはこれらの磁束が合成された形で存在することになり、以下に示すように、界磁電流の調整によって等価的なギャップ磁束の増減が可能となる。

(1) 無励磁の場合（界磁電流： $I_f=0$ A） この場合のギャップ磁束は、永久磁石および磁気回路の特性によって決まり、ギャップ磁束は磁石極のみに存在することになる。しかし、回転子が回転していると電機子巻線は N 極側あるいは S 極側のどちらかの磁束を切ることになり、電機子巻線には電圧が誘起される。このときの磁束の方向を図示すると図 2 (a) のようになる。ただし、図 2 では電

図2 HSYの動作原理
Fig. 2. Principle of HSY.

機子鉄心およびバックヨーク部分を省略し、磁束の経路を概念的に示している。

(2) 減磁する場合(界磁電流: $I_f < 0$ とする) 界磁電流の方向は図1(a)と同一である。磁石による磁束は(1)と同様で、これに界磁巻線による磁束が重畳される。前述のように界磁巻線による磁束のほとんどが鉄心極を通ることになるが、この場合、S極側の鉄心極は磁束が回転子側に入る方向(S極)であり、N極側の鉄心極は磁束が回転子側から出る方向(N極)となる。したがって、回転子の同一軸上で見た場合、両極側での磁束の方向が逆向きとなるため、電機子巻線に誘起される電圧には相殺される成分が発生し、界磁電流を0とした場合より誘起電圧が小さくなる。すなわち、等価的にギャップ磁束を弱めたことになる。また、磁石と界磁巻線による合成磁束の分布状況は複雑となるが、特に鉄心極と磁石極の磁束の量が同一の場合には、図2(b)のようになる。

(3) 増磁する場合(界磁電流: $I_f > 0$ とする) 界磁電流の方向は図1(a)の逆である。この場合も(2)と同様に考えることができるが、界磁巻線による磁束の方向が逆となり、S極側の鉄心極は磁束が回転子側から出る方向(N極)、N極側の鉄心極は磁束が回転子側に入る方向(S極)となる。したがって、回転子の同一軸上で見た場合、両極側での磁束の方向が同一となるため、電機子巻線に誘起される電圧は界磁電流を0とした場合より大きくなる。すなわち、等価的にギャップ磁束を強めたことになる。鉄心極と磁石極の磁束の量が同一の場合、磁束分布は図2

(c)のようになる。

以上の原理に基づき、直流界磁電流を変化させることによって、HSYのギャップ磁束および電機子巻線誘起電圧を等価的および連続的に調整することが可能となる。

〈2・3〉 HSYの得失 HSYの構造および動作原理は以上のとおりであるが、その構造上、種々の得失が存在することも事実である。ここではHSYとして予想される得失についてまとめておく。

(1) HSYの体格 HSYでは直流界磁のための界磁巻線とバックヨークが必要となる。このため、同一容量として設計した場合、一般にHSYの体格はPMSYより大きくなるとみることができる。しかし、設計によっては、直流界磁によりギャップ磁束密度をPMSYより大きくすることができ、またバックヨークとしてフレームを代用することもできるので、PMSYの体格と同等とすることも可能であると考えられる。一方、FWSYと比較すると、回転子上の巻線、ブラシおよびスリップリングなどが不要となることから、一般にHSYのほうが小形化できるといえる。

(2) 制御装置の構成 HSYでは直流界磁が必要となるので、電動機として使用する場合にはPMSYとしての駆動装置に加えて、界磁調整用の励磁装置およびその制御が必要となる。しかし、後述するように、HSYの励磁容量は比較的小さく励磁装置も小形化できるので、電動機の駆動装置内に収納することが可能となり、駆動装置の体格はPMSYと同程度にできるものと考えられる。また、制御的には界磁巻線による界磁制御に加え、従来の電機子電流による弱め界磁制御⁽¹⁾⁽²⁾なども行うことができ、より高機能的な制御を実行できる可能性もある。一方、発電機として用いた場合には、PMSYでは定格容量相当のチョッパやコンバータが必要となるが⁽⁴⁾、HSYでは小容量の小形で簡単な励磁装置⁽⁶⁾で構成することができ、この場合の制御装置はHSYのほうが数段小形化できるとみることができる。また、FWSYと比較しても、必要な界磁起磁力の多くを永久磁石が分担することになるので、励磁容量が小さく、制御装置も小形化できる。

(3) 励磁容量と効率 HSYを定格負荷で運転した場合、界磁損が多い分、PMSYより効率が悪くなることは事実である。しかし、界磁に必要な容量は、後述の試作機の場合、最大でも160 W程度と少なく、全体の効率に与える影響は非常に少ないと考える。特に、PMSYについて弱め界磁制御を行うような場合の軽負荷領域では、HSYでは界磁損が無視できるようになるのに対し、PMSYでは弱め界磁制御のための電機子電流による銅損が支配的となり効率も低下する⁽³⁾。したがって、HSYの使用によりこの領域での効率の改善ができるものと考えられる。また、FWSYに対しては、励磁容量が小さくなるとともに、ブラシ損もなくなるので、効率も全体的に向上するとみることができる。

このように、比較する対象によってHSYの得失の見方

表 1 試作機の仕様
Table 1. Specifications of test machine.

定格出力	20 kW	極 数	8
定格電圧	200 V	周波数	200 Hz
電機子鉄心外径	195 mm		
電機子鉄心内径	135 mm		
電機子バックヨーク厚	12.5 mm		
電機子鉄心全長	175 mm		
ギャップ長	0.65 mm		
スロット数	36 (毎極毎相スロット数1.5)		
電機子巻線方式	二層分布重ね巻		
界磁コイル巻回数	176回		
永久磁石	Nd-Fe-B 磁石, $B_r=1.1$		

も異なるが、一般的には、PMSYとFWSYの両特性を兼ね備えた中間同期機であると位置づけることができ、積極的に界磁制御を行うような用途に適していると考えられる。

〈2・4〉 試作機の概要 試作機の概略の仕様を表1に示す。前述の原理図では6極機を例としているが、構造上任意の極数での製作が可能となる。ここでは、定格出力および電源周波数と1極分磁石の大きさとのかねあいから8極機とした。なお、本試作機は機能確認のための試作機の結果⁽⁶⁾より、磁石の種類、界磁巻線巻回数などを見直したものである。

3. HSYの特性解析

ここで、表1に示す試作機を対象に有限要素法による磁界解析を試みる。HSYの磁束の経路は三次元的であり厳密には三次元解析が必要となるが、ここでは近似的な解析モデルを考え、実用的な二次元非線形解析を中心に検討を進めることにする。

〈3・1〉 解析モデルと解析上の仮定 この場合、HSYの回転子に磁石極と鉄心極とが交互に存在していること、本試作機の電機子巻線が分数スロット巻となっていることなどから、解析モデルとしては2極分を考える必要がある。また、界磁巻線による起磁力は、その大部分がギャップ部に加わるため、ギャップ部に等価的な起磁力を与えることで近似できる。これらのことを考慮すると、二次元モデルでも十分解析が可能となる。文献(6)では、回転子の任意の位置での2極分断面をとり、界磁巻線起磁力を与えるための電流をギャップ面の両端に流すことで、無負荷特性の解析が良好に行えることを示している。しかし、周期境界条件を与えることができないため、負荷時の解析が行えない問題があった。

そこで、図3(a)および(b)に示すように、N極側およびS極側の磁石極部分、および鉄心極部分をそれぞれ組み合わせた二つのモデルを用意し、各々の解析結果を合成することによって、負荷状態に関係なく特性計算に必要なギャップ磁束が得られる方法をとることにした。これは、基本的にN極側磁石極からでた磁束はバックヨークを通りS極側磁石極に向かい、S極側鉄心極からでた磁

図 3 解析モデル

Fig. 3. Analytical models.

束は同様にN極側鉄心極に向かうと考えることができるからである。実際に電機子および回転子のバックヨークを通る磁束については、図3のモデルでは考慮できないが、バックヨークが厚く、磁氣的飽和の影響を受けないものとすれば、十分に実用的なモデルと考える。

図3において、円周方向の境界線にはポテンシャルを同一とする周期境界条件を与え、鉄心内外径の境界線にはポテンシャルを0とする拘束条件を与えている。また、界磁巻線起磁力はそれぞれの極における磁界の大きさおよび方向を考慮して、各極間のギャップ部に電流として与え、負荷時には各スロットに電機子電流に相当する電流を両モデルに与えている。ただし、実際には一つの界磁巻線によりN極側とS極側を励磁するので、このモデルでは実際の1/2の界磁巻線起磁力となる。したがって、試作機との混乱をさけるために、以下の検討において界磁電流および起磁力を論ずる場合、すべて試作機に換算した値で示すことにする。

〈3・2〉 無負荷特性の解析 図3の解析モデルによる無負荷時の解析結果の一例として、図4に界磁電流10Aにおける磁束線図を示す。無負荷の場合、永久磁石および界磁巻線による起磁力が各極均等に加わるので、磁束線図

は磁石極部と鉄心極部の両モデルにおいてほぼ同様となっていることがわかる。また、無負荷の状態では、界磁電流を変化させることで磁束の量は変化するが、この磁束線図の形自身はほとんど変化しないので、他の界磁電流に対する磁束線図は省略する。

実際の界磁巻線にそれぞれ -5, 0, 5 および 10 A を流し

図 4 無負荷時の磁束線図
Fig. 4. Flux plots at no-load condition.

たとして有限要素解析を行い、ギャップ部における磁束密度分布を求めた結果を図5に示す。図5の左側の欄には磁石極部のモデル、右側の欄には鉄心極部のモデルにおける磁束密度分布を示している。各磁束密度分布は、モデルの左端を原点として1周期分を表わしたものである。

また、実機ではN極側磁石極とS極側鉄心極とが同一軸上にあり、N極側鉄心極とS極側磁石極とが同一軸上にあるので、電機子巻線に誘起される電圧は、図5の左欄と右欄に示す磁束密度分布の合成値（平均値）に比例することになる。この合成値の基本波成分を電機子巻線から見た場合の等価ギャップ磁束密度と称することにする。この等価ギャップ磁束密度の値も図5に併記してある。

図5より、界磁電流を変化させることによって、磁石極部分の磁束はほぼ一定に保たれているものの、鉄心極部分の磁束が増減することが確認でき、その結果として両者の合成値である等価ギャップ磁束密度の値が調整できることがわかる。

以上の解析を界磁電流を変化させて数点行い、界磁電流に対する等価ギャップ磁束密度を曲線にまとめると図6となる。図6より明らかなように、等価ギャップ磁束密度は界磁電流に対してほぼ直線的に変化する傾向にあるが、界磁電流が大きくなると、特に電機子鉄心歯部の磁氣的飽和の影響により、磁束密度の増加が頭打ちになることがわかる。

界磁電流	磁石極部分	鉄心極部分	磁束密度 (T) (基本波成分最大値)
- 5 A			磁石極部 : 1.164 鉄心極部 : -0.852 合 成 値 : 0.156
0 A			磁石極部 : 1.100 鉄心極部 : 0.000 合 成 値 : 0.550
5 A			磁石極部 : 1.035 鉄心極部 : 0.852 合 成 値 : 0.944
10 A			磁石極部 : 0.966 鉄心極部 : 1.229 合 成 値 : 1.098

図 5 無負荷時の解析結果
Fig. 5. Simulation results at no-load condition.

図 6 等価エアギャップ磁束密度
Fig. 6. Equivalent air gap flux density.

図 7 電機子バックヨークの磁束密度
Fig. 7. Armature back-yoke flux density.

一方、N 極側あるいは S 極側のギャップ面における磁束の総和がバックヨークを通して循環する直流磁束となる。この値は、図 5 の磁石極部と鉄心極部との磁束密度の差と、ギャップ面積から容易に求めることができる。また、バックヨーク部の磁束密度は、この直流磁束とバックヨークの断面積から得られる。これを、回転子側に比較して断面積が小さくなる電機子バックヨークについて、界磁電流に対する曲線で表わすと図 7 となる。図 7 より、バックヨークを通る直流磁束は、等価ギャップ磁束を増加させる場合に小となり、等価ギャップ磁束を減少させる場合に大きくなることからわかる。界磁電流が 0 の場合でも、電機子バックヨークの磁束密度は 1.2T となっており、バックヨークにおける磁気飽和の影響から、本試作機においては、界磁電流 $I_f \geq 0$ が実用的な等価ギャップ磁束の調整範囲であることがわかる。したがって、等価ギャップ磁束をさらに減少させる必要がある場合には、磁気飽和の影響を考慮してバックヨーク厚を決定する必要がある。

なお、本計算結果は二次元非線形解析に基づいているので、バックヨークにおける磁気飽和は考慮されていない。したがって、界磁電流が負となる範囲においては、後述するように実測値との誤差が大きくなる。

〈3・3〉 負荷特性解析法 HSY は電動機⁽⁷⁾ としてあるいは発電機⁽⁸⁾ として応用できる可能性がある。しかし、ここでの目的は HSY の動作原理および基本特性を明確にすることにあるので、電機子巻線の誘起電圧と電機子電流の位相関係が明確であると便利である。そこで、誘起電圧と電機子電流とが同期するような負荷運転を対象に解析を

進めることにする。具体的には、磁石式 AC サーボモータなどで周知の制御方式 (q 軸電流のみを流す方式、以下 $I_d = 0$ 制御と略記)、発電機としての力率 1 の負荷運転などがほぼこれに相当する。

HSY の定常状態における電圧方程式およびトルクの式は、PM モータの式⁽²⁾ に界磁巻線による磁束分を付加すればよく、これを回転子の回転角速度に同期した回転 dq 軸上で表わせば (1) 式および (2) 式となる。

$$\left. \begin{aligned} V_d &= R_a I_d - \omega L_q I_q \\ V_q &= \omega L_d I_d + R_a I_q + \omega (\Lambda + M_f I_f) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

$$T = k_t \cdot \{ (\Lambda + M_f I_f) I_q + (L_d - L_q) I_d I_q \} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 V_d, V_q : 電機子相電圧の d 軸、 q 軸成分、 I_d, I_q : 電機子電流の d 軸、 q 軸成分、 I_f : 直流界磁電流、 R_a : 電機子巻線抵抗、 L_d, L_q : 電機子巻線自己インダクタンスの d 軸、 q 軸成分、 Λ : 磁石による電機子巻線への鎖交磁束、 M_f : 界磁巻線と電機子巻線との相互インダクタンス、 ω : 電源角周波数、 k_t : 定数である。

ここで、(1) 式および (2) 式をギャップ磁束に着目した式で書き直せば (3) 式および (4) 式となる。

$$\left. \begin{aligned} V_d &= R_a I_d - \omega (l_d I_q + K_v B_q) \\ V_q &= R_a I_q + \omega (l_d I_d + K_v B_d) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

$$T = K_t \cdot (B_d I_q - B_q I_d) \dots\dots\dots (4)$$

ただし、(3) 式および (4) 式においては以下の関係がある。

$$\left. \begin{aligned} K_v B_q &= l_q I_q \\ K_v B_d &= l_d I_d + \Lambda + M_f I_f \\ K_t &= k_t \cdot K_v \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ここに、 l_d : 電機子巻線漏れインダクタンス、 l_q : 電機子反作用インダクタンスの d 軸、 q 軸成分、 B_d, B_q : ギャップ磁束の d 軸、 q 軸成分 (最大値)、 K_v, K_t : 定数である。

以上により、界磁電流および電機子電流に対するギャップ磁束密度の d 軸および q 軸成分が求まれば、端子電圧およびトルクが計算できることになる。これらのギャップ磁束密度は、解析モデルに電流を与えて解析を行い、等価エアギャップ磁束を求め、これより磁束密度の d 軸および q 軸成分を求めればよいことになる。

一般に、電機子電流が流れると電機子反作用磁束の影響により磁気的な飽和が生じ、トルクの線形性が損なわれるが⁽¹⁰⁾、本方法では磁気飽和を考慮した磁束分布が直接得られるので、より精度の高い解析が可能になると考える。

なお、 K_v および K_t は電機子巻線の直列巻回数、ギャップの面積などによって決まり、本試作機の場合、 $K_v = 0.0893$ 、 $K_t = 1.072$ である。また、 R_a および l_d は設計上の定数を用い、 $R_a = 0.0449 \Omega$ 、 $l_d = 0.233 \text{ mH}$ としている。また、ここでの検討は $I_d = 0$ 制御を対象とするので、電機子電流 I_d は $I_d = I_q$ となる。

〈3・4〉 負荷特性の解析結果 図 8 に、界磁電流を 10

電機子電流		磁石極部分	鉄心極部分	磁束密度 (T) (基本波成分最大値)
50 A	磁束線図			磁石極部 d 軸成分: 0.962 q 軸成分: 0.070 鉄心極部 d 軸成分: 1.172 q 軸成分: 0.244
	磁束密度分布	(T) ギャップ磁束密度分布	(T) ギャップ磁束密度分布	合 成 値 d 軸成分: 1.067 q 軸成分: 0.157
100 A	磁束線図			磁石極部 d 軸成分: 0.958 q 軸成分: 0.139 鉄心極部 d 軸成分: 1.017 q 軸成分: 0.533
	磁束密度分布	(T) ギャップ磁束密度分布	(T) ギャップ磁束密度分布	合 成 値 d 軸成分: 0.987 q 軸成分: 0.336
150 A	磁束線図			磁石極部 d 軸成分: 0.954 q 軸成分: 0.209 鉄心極部 d 軸成分: 0.839 q 軸成分: 0.806
	磁束密度分布	(T) ギャップ磁束密度分布	(T) ギャップ磁束密度分布	合 成 値 d 軸成分: 0.896 q 軸成分: 0.507

図 8 負荷時の解析結果
Fig. 8. Simulation results at loaded condition.

A 一定とし、電機子電流を 50 A、100 A および 150 A とした場合の解析結果を示す。図 5 と同様に、左側の欄に磁石極部のモデルによる解析結果、右側の欄に鉄心極部のものを示しているが、同図では各状態における磁束線図およびギャップ磁束密度分布の両方を示している。また、磁石極部と鉄心極部の磁束密度、および等価ギャップ磁束密度の d 軸成分および q 軸成分についても併記している。

図 8 より、電機子電流を変化させた場合、磁石極部の磁束はほぼ一定に保たれるが、鉄心極部の磁束が電機子反作用の影響を受けて、ギャップ磁束分布の中心が q 軸方向にずれていくことがわかる。その結果、電機子鉄心の歯部において局部的に大きな磁束密度となる場所が存在し、この部分で磁氣的飽和が生じることになる。このため、主磁束が減少しトルクも小さくなることが予想される。

以上の解析を電機子電流を変化させて数点行い、電機子電流に対する等価ギャップ磁束密度の d 軸成分および q 軸成分を求めると図 9 (a) および (b) となる。図 9 より明らかなように、電機子電流の増加に伴い、 d 軸磁束は磁気飽和の影響を受けて、界磁電流が正の領域では減少し、負の領域では増加することがわかる。また、電機子電流と q 軸磁束の関係は、界磁電流の影響も受けるものの、電機子電流が少ない場合にはほぼ比例関係にあり、電機子電流が大きくなると飽和する傾向にある。これらの値を (3) 式および (4) 式に代入することで電機子電圧およびトルクを計算することができる。

4. 試験結果と考察

〈4・1〉 実験装置の構成と制御方式 実験装置は、試

 (a) d 軸磁束密度

 (b) q 軸磁束密度

 図 9 等価ギャップ磁束密度と電機子電流の関係
 Fig. 9. Equivalent gap flux density vs. armature current.

作機を動力計に直結して、これを一定速度で制御することによって、無負荷試験および負荷試験が可能となるように構成されている。HSY 駆動用のインバータは IGBT を用い、搬送波周波数を 7 kHz としている。また、界磁電流調整用の励磁電源は 4 象限チョップパにて構成している。これらのインバータおよび励磁電源に適当なトルク指令、界磁電流指令を与えることにより任意の負荷を与えることができる。また、電圧および電流はデジタルパワーメータにより、トルクは動力計により測定している。

なお、負荷試験における HSY の制御ブロック図は図 10 のとおりであり、ここでは $I_d = 0$ 制御を行っている。インバータの電流制御系および座標変換部はソフトウェアで処理しており、界磁電流制御はアナログ回路で実現している。

〈4・2〉 無負荷特性試験結果 図 11 に回転数を 3000、2000 および 1000 rpm として、界磁電流を変化させたときの電機子巻線誘起電圧の実測値を示す。また、同図には図 6 の等価ギャップ磁束密度と電機子巻線の実効巻回数とから得られる誘起電圧の計算値も示している。

実測値における誘起電圧の推移は、図 11 の曲線に示すように、界磁電流の増加とともに各曲線の下側の曲線を通り最大値に達し、最大値より界磁電流の減少とともに各曲線の上側の曲線を通り最小値に達している。界磁電流に対する誘起電圧の変化がこのような線形的ではなく、かつヒステリシス特性となっているのは、磁気飽和および鉄心極の残留磁束の影響であると考えられる。また、計算値は界

 図 10 HSY 制御システム
 Fig. 10. Control system of HSY.

 図 11 HSY の無負荷飽和曲線
 Fig. 11. Saturation curves of HSY.

磁電流が正の領域では実測値と比較的よく一致するが、直流界磁電流が負となる領域では、前述のバックヨーク部の磁気飽和の影響により誤差が大きくなることがわかる。

本試作機では、実用的な使用範囲を界磁電流が正の領域として設計しているが、この結果をもとにバックヨーク厚などを検討すれば、界磁電流が負となる領域にも HSY の使用範囲を拡大できるものと考えられる。

〈4・2〉 負荷特性の実験結果 負荷特性の一例として、HSY を電動機として駆動し、回転数を 1000 rpm 一定とした場合のトルクおよび端子電圧特性を図 12 および図 13 に示す。制御方式は $I_d = 0$ 制御とし、界磁電流をパラメータとして電機子電流に対するそれぞれの特性を示している。両図より、トルクおよび端子電圧は、界磁電流が大きいほど増大し、界磁制御が効果的に行われていることがわかる。

また、電機子電流に対するトルクの変化は、界磁電流が 0 A の場合にほぼ線形となっているが、界磁電流を大とするほどトルクが飽和する傾向にある。これは、界磁電流が大きいほど鉄心極部の磁束密度が高くなり、さらに電機子

図 12 電機子電流-トルク特性
Fig. 12. Characteristics of torque vs. armature current.

図 13 電機子電流-端子電圧特性
Fig. 13. Characteristics of voltage vs. armature current.

反作用による磁束が重畳されるために、磁氣的飽和の影響が大となるためである⁽¹⁰⁾。

解析結果と比較すれば、実用的使用範囲である界磁電流が正の領域では、トルク、端子電圧とも実測値と計算値が良好な一致を示しており、本解析法で十分設計に対応できるものと考ええる。なお、界磁電流が -5 A の場合においては、電機子バックヨーク部の飽和の影響が大きい実機での減磁効果が小となり、計算値よりも実測値のほうがトルク、端子電圧とも大きくなっている。

これらの結果から、HSYの動作原理およびその基本特性が理論的、実験的に明確にできたものと考ええる。また、HSYでは界磁制御が良好に行い得るので、高機能同期機として種々の用途に応用が可能であると考ええる。

なお、HSYの電動機および発電機としての特性の明確化、最適な制御方式の確立などの応用面についての詳細検討は今後の課題とする。

5. あとがき

ここでは永久磁石界磁と直流界磁巻線とを備えたハイブリッド励磁形同期機(HSY)を提案し、主としてその動作原理および基本特性を理論的および実験的に明確にした。

明らかになった要点は以下のようである。

(1) HSYの界磁起磁力は、永久磁石と直流界磁巻線による起磁力との合成となる。このため、永久磁石が一定の起磁力を分担し、必要起磁力の過不足分を界磁巻線から供給することになるので、小さな励磁容量で界磁制御を行うことができる。

(2) 無負荷特性ならびに負荷特性の実験結果より、無負荷誘起電圧特性、負荷時のトルク特性および端子電圧特性などが界磁電流の向きおよび大きさにより効果的に変化し、界磁制御が良好に行い得ることが確認できた。

(3) 理論解析においては、回転子の磁石極部分と鉄心極部分とを分離した二次元磁界解析モデルを提案し、解析結果と実験結果とを比較検討した。この結果、無負荷試験および負荷試験において良好な一致を示し、HSYの動作原理および基本特性が理論的および実験的に明確にできたものとする。

(4) 以上の結果より、HSYでは界磁制御を容易に行うことができ、そのための励磁入力も小さくできるので、高効率でかつ汎用性を持たせた高機能同期機として、界磁制御の必要な種々の用途への応用が可能であると考ええる。

(平成7年1月30日受付, 同7年6月5日再受付)

文 献

- (1) B. K. Bose: "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent-magnet synchronous motor drive", *IEEE Trans. Industr. Applic.* IA-24, 987 (1988)
- (2) 森本・島中・童・武田・平紗: 「PMモータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転」, 電学論D, 112, 292 (平4-3)
- (3) 水野・吉田・山田・小林: 「誘導電動機と永久磁石式電動機の定出力運転領域における特性比較」, 電気学会産業電力電気応用研究, IEA-93-20 (平5-7)
- (4) 木本: 「高速特殊発電機とその応用」, 神鋼電機技報, 114, 32, 112 (昭62)
- (5) 永山・水野・堀・市原・小林: 「ブラシレス同期機における新励磁方式の提案」, 平6電気学会全大, No. 863
- (6) 水野・永山・堀・市原・足利・小林: 「ハイブリッド励磁形同期機の一構成法と基本原理」, 平6電気学会産業応用全大, No. 25
- (7) 永山・水野・足利・小林: 「ハイブリッド励磁形同期電動機のトルク特性」, 平7電気学会全大, No. 996
- (8) 永山・水野・足利・森・小林: 「ハイブリッド励磁形ブラシレス同期機の発電機特性」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-94-105 (平6-12)
- (9) 千葉: 「超高速ACドライブ技術とその応用例」, 平6電気学会全大, No. S.9.8
- (10) 寺嶋・足利・水野・山本・名取・藤原: 「4輪駆動高性能電気自動車用ACドライブシステム」, 電学論D, 114, 33 (平6-1)

水野孝行 (正員) 1956年7月22日生。1981年3月中部工業大学大学院工学研究科博士前期課程電気工学専攻修了。同年4月(株)明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて、主として回転機の研究開発に従事。工学博士。1981, 1990年電気学会論文賞受賞。

足利正 (正員) 1954年12月21日生。1975年3月秋田工業高等専門学校電気工学科卒業。同年4月(株)明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて、主として電動機制御の研究開発に従事。1992年オーム技術賞受賞。

永山和俊 (正員) 1968年12月8日生。1993年3月明治大学大学院工学研究科博士前期課程電気工学専攻修了。同年4月(株)明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて、主として電動機制御の研究開発に従事。

小林忠夫 (正員) 1943年5月8日生。1967年3月北海道大学工学部電気工学科卒業。同年4月(株)明電舎入社。同社電力機器工場を経て、現在、電動システム工場EV開発部長。この間、主として半導体電力変換装置の研究開発に従事。