正弦波駆動による空調機用 IPM モータの高効率運転制御法

正 員 松野澄和 (ダイキン工業) 非会員 板垣哲哉 (ダイキン工業)
 非会員 溝部浩伸 (ダイキン工業) 正 員 山際昭雄 (ダイキン工業)
 正 員 大山和伸 (ダイキン工業)

High Efficiency Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous
 Motor for Air conditioner fed by Sine-wave PWM Inverter
 Sumikazu Matsuno, Member, Tetsuya Itagaki, Non-member
 Hironobu Mizobe, Non-member, Akio Yamagiwa, Member
 Kazunobu Ohyama, Member
 (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.)

Due to the public growing concern about the environmental problems, each country in the globe is setting a specific target for the energy consumption cut down in each field. As response to the fact, the air conditioning companies are serving many types of energy efficiency including the PM motor driven compressor machines. Within these motors, the internal buried permanent magnet type (IPM) which is known by its high efficiency due to the use of the added reluctance torque to the normal PM one. In this paper, the maximum phase current efficiency is clarified from the motor equivalent circuit and confirmed by experiment. It is also shown that the IPM driving efficiency is higher than the conventional PM one. The simplicity of the current control method is presented and the lowering capacities efficiency from the maximum one is verified and the difference is acceptable. Furthermore, the motor steady characteristics and their independence from the rotating speed is pointed out. Finally, it is clarified that the sinewave driven motor has a higher efficiency than the 120 degree rectangular wave driven one.

キーワード：PMモータ，埋込磁石構造，電流位相制御，正弦波PWM，高効率

1. まえがき

地球環境問題に対する関心が高まってきている中で、97年12月に京都で開催されたCOP3（「気候変動枠組み条約」の第3回締結国会議）にてCO₂削減の数値目標が決定され、我が国でも各産業・機器毎に消費エネルギー削減目標が具体化されつつある。

このような背景と消費者からの維持費削減要求の高まりから空調機の省電力化が強く望まれている。特に空調機の中で圧縮機が消費電力の大部分を占めているため圧縮機駆動用モータを高効率化することが効果的であり、永久磁石同期モータ (PMモータ) が多く採用されてきている。その中で永久磁石を回転子内部に埋め込む埋込磁石構造PMモータ (IPMモータ) は永久磁石により発生するトルクに加えてリラクタンストルクを併用することができるため高効率に運転できることが広く知られつつある⁽¹⁾⁽²⁾。

IPMモータを高効率に駆動するには、従来のSPMモータで用いられている制御法では不十分である。本論文ではリラクタンストルクと鉄損を考慮して、IPMモータの効率が最大となるモータ電流の位相を明らかにする。更

に、実用化する上での容易性を考慮した電流位相の簡易制御について効率低下が問題ないレベルであることを実験試験結果で示す。また、空調機で広く用いられている120度方形波インバータに比べて180度正弦波PWMインバータが高効率にIPMモータを駆動できることを示す。

2. IPMモータの高効率運転制御法

図1に代表的なPMモータの回転子構造を示す。図1(b)に示す表面磁石構造PMモータ (SPMモータ) の回転子

図1. PMモータのロータ構造図

Fig.1 Typical rotor configurations of PM motor

ルクは磁石トルクのみであり、図1(a)に示す IPM モータは磁石トルクに加えてリラクタンストルクも併用できる回転子構造を持つ⁽³⁾。

図2に鉄損を考慮した IPM モータの d-q 軸等価回路を示す。鉄損は近似的に鉄損抵抗 R_c で表し、各軸等価回路の電機子反作用による誘起電圧と並列に挿入した。d-q 座標上で表した電圧方程式とトルクは、次式で与えられる⁽⁴⁾。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = Ra \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \left[1 + \frac{R_a}{R_c} \right] \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_a \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots ①$$

$$T = P_n \left\{ \psi_a + (L_d - L_q) i_{od} \right\} i_{oq} \quad \dots\dots\dots ②$$

ここで、 $i_{od} = i_d - i_{cd}$
 $i_{oq} = i_q - i_{cq}$

②式は第1項が磁石トルクを表し、第2項がリラクタンストルクを表している。

ここで、q 軸インダクタンスは q 軸電流による磁気飽和の影響を受け変化しやすく⁽⁵⁾、そのインダクタンス変化をほぼ線形と見なすと③式のように表すことができ、発生トルク T は④式になる。

$$L_q = L_{qo} - \alpha i_{oq} \quad \dots\dots\dots ③$$

v_d, v_q : モータ端子電圧の d, q 軸成分(V)
 i_d, i_q : モータ電流の d, q 軸成分(A)
 L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス(H)
 ω : 電気角速度(rad/sec)
 ψ_a : 鎖交磁束数(Wb)
 R_a : 巻線抵抗(Ω)
 R_c : 等価鉄損抵抗(Ω)

図2. d-q 軸等価回路

Fig.2 Equivalent circuits of PM motor

表1 IPM モータの機器定数

Table 1. Electrical motor parameters

鎖交磁束数 ψ_a	0.176Wb
d 軸インダクタンス (定格)	3.5mH
q 軸インダクタンス (定格)	6.3mH
電機子抵抗 R_a	0.143 Ω
鉄損抵抗 R_c	200 Ω

図3. 電流位相に対する発生トルク

Fig.3 IPM Torque-Phase characteristics

$$T = P_n \psi_a i_{oq} + P_n (L_d - L_{qo} + \alpha i_{oq}) i_{od} i_{oq} \quad \dots\dots\dots ④$$

図3に表1に示す機器定数を持つ量産機として設計された IPM モータの電流位相に対する磁石トルクとリラクタンストルクを示す。破線はインダクタンスの飽和を無視した場合のリラクタンストルクであり、発生トルクの評価には磁気飽和の考慮が不可欠であることを示している。また、図3から明らかなように電流位相 β を適切に制御することによって磁石トルクとリラクタンストルクの合成トルクを $i_d=0$ ($\beta=0$) 制御時のトルク以上に発生することができる。

一般に PM モータで発生する電気的損失には、鉄芯で発生する鉄損(W_{Fe})と、巻線抵抗で発生する銅損(W_{Cu})がある。各々の損失は図2の等価回路から⑤、⑥式のようになり、モータの全電気的損失(W_E)はそれらの和で与えられる⑦式となる⁽⁴⁾。また、モータの効率(η)は機械損を無視すると⑧式となる。

$$\begin{aligned} W_{Cu} &= R_a (i_d^2 + i_q^2) \\ &= R_a \left\{ i_{od}^2 - \frac{\omega(L_{qo} - \alpha i_{oq}) i_{oq}}{R_c} \right\}^2 \\ &\quad + \left(i_{oq} + \frac{\omega(\psi_a + L_d i_{od})}{R_c} \right)^2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots ⑤$$

$$\begin{aligned} W_{Fe} &= R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \\ &= \frac{\omega^2 \left\{ (L_{qo} - \alpha i_{oq}) i_{oq} \right\}^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (\psi_a + L_d i_{od})^2}{R_c} \quad \dots\dots\dots ⑥ \end{aligned}$$

$$W_E = W_{Cu} + W_{Fe} \quad \text{.....⑦}$$

$$\eta = \frac{T \cdot \omega}{T \cdot \omega + W_E} \quad \text{.....⑧}$$

但し、 ω は電気角速度。

ここで⑧式に表1の機器定数を適用し、回転数 $N=1800[\text{r/min}]$ の時の最大効率となる電流位相を求める。図4のようになる。但し、鉄損抵抗は全領域に亘って数式化することが困難であるため代表点（空調機使用時に長時間運転されるトルク）で求めた値を全トルク範囲に亘って適用した。鉄損を考慮しない場合の最大効率位相、つまり同一電流で最大トルクとなる電流位相（一点鎖線）と、実験結果（破線）もあわせて示す。図4より鉄損を無視した場合、効率が最大となる電流位相に10度以上の差異が生じることが分かる。

次に回転数 $N=1800[\text{r/min}]$ 、負荷トルク $T=10[\text{Nm}]$ とした場合の電流位相に対するモータ損失を図5に示す。モータ損失は電流位相 $\beta=0$ 時の損失で正規化した。等価回路を用いた計算値を実線に、実測値を破線で示す。鉄損を考慮した計算値は実機とほぼ一致しており $\beta=35$ 度付近で損失が最小となり、 $\beta=0$ 度時と比較して損失が約

図4. IPMモータの電流位相特性
Fig.4 IPM current phase characteristics

図5. 電流位相に対するモータ損失
Fig5. Relations between current phase and electrical loss

30%低減できていることが分かる。

これらのことから従来の SPM モータで広く用いられている $id=0$ 制御ではなく IPM モータでは電流位相を大きく進めることによって最大効率が得られることが明らかとなった。

以上に示した鉄損を考慮した電流位相の決定法を実用化する上でいくつかの方法が考えられる。

- 代表点で求めた鉄損抵抗から電流位相を決定
- 代表点で求めた電流位相に固定
- 鉄損を無視して電流位相を決定

これらの3つの制御法について最大効率からの効率低下量を図6に示す。負荷トルクは空調機の実運転状態で出現する範囲とした。c)の鉄損を無視した場合には最悪0.6%効率が低下してしまうが、a)の制御法では0.1%の低下に抑えられる。また、b)の制御法は非常に簡便で、かつ効率低下量を0.3%以下にすることができ実用上最も有用なものとする。

鉄損には周波数依存性があるため、回転数が最大効率となる電流位相に与える影響が懸念される。そこで実機を用いて、回転数変化に対する最大効率の位相を計測し図7に示す。図より位相の変化が無視できる程度に十分

図6. 効率低下量
Fig.6 Efficiency drop

図7. 回転数毎の最大効率電流位相
Fig.7 Relation current phase and maximum efficiency with speed variation

小さい事がわかる。また、効率低下量も図6と同様に0.3%以下となることが確認でき、回転数・トルクに関わらず電流位相を一定に制御することで高効率運転ができる。

3. 正弦波PWMインバータ

一般に、空調機用途ではPMモータの駆動に120度方形波インバータが広く用いられている。高調波損失やトルクリプルの観点からは正弦波駆動が望ましい事が従来から広く知られている。正弦波PWMを実現するためにはロータリーエンコーダなどの高精度な回転位置センサを用いるが、空調機用圧縮機モータは高温・高圧環境下にあるため、それらを使用できない。そのため、一般的に回転子永久磁石の逆起電圧等を利用した電気角360度に6パルスの低精度センサが用いられる。そこで、筆者らは低精度センサの信号をもとに正弦波PWM信号をマイコン内部で演算する方式⁹⁾を採用し、180度正弦波PWMインバータを実用化した。

低精度位置検出器の出力から分解能の高い位置情報を得る位置推定ロジックの構成を図8に示す。位置推定ロジックはすべて16bitワンチップマイコンのプログラムで構成されている。

モータ回転数が一定で正確に電気角60度毎に位置検出信号 P_H が入力されるとすると、ロータ推定位置 θ_D は、60度ごとの基準位相 $\theta_R (=0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, \dots)$ と、位置信号 P_H が最後に発生してから現在までの位相進み角 θ_N との和で求められる。

$$\theta_D = \theta_R + \theta_N \dots\dots\dots (9)$$

基準位相 θ_R は、信号 P_H が発生するたびに、60度ずつ加算される。

次に、位置信号 P_H が最後に発生してから現在（キャリアごとの出力電圧変更タイミング）までの位相進み角 θ_N について説明する。

常にカウントアップを続けているカウンタで位置検出信号 P_H の発生時刻を測定し、信号 P_H が発生するたびに、

位置検出時刻 T_P を保持する。今回の位置検出時刻 T_P と、前回の位置検出時刻 T_{P-1} から、電気角で60度回転する時間 ΔT_{60} が求められる。

$$\Delta T_{60} = T_P - T_{P-1} \dots\dots\dots (10)$$

位置信号 P_H が最後に発生してから現在までの経過時間 ΔT_N は、次式で求められる。

$$\Delta T_N = T_N - T_P \dots\dots\dots (11)$$

位置信号 P_H が最後に発生してから現在までの位相進み角 θ_N は、次式で求められる。

$$\theta_N = \frac{\Delta T_N}{\Delta T_{60}} \times 60^\circ \dots\dots\dots (12)$$

このようにして、現在のロータ推定位置 θ_D は、⑨式で求められる。

モータ回転数が一定であるとの仮定の下では推定位置 θ_D は実際の位置と一致すると言えるが、モータ回転数が変化する場合には推定誤差が生じる。このため、回転角速度 ω [rad/s]で回転している時に加速度 α [rad/s²]で加速した場合について考える。時刻 t の推定角度 $=\omega t$ に対して実角度 $=\omega t + \frac{1}{2}\alpha t^2$ となるため、時刻 t での推定誤差は $\frac{1}{2}\alpha t^2$ となる。業務用空調機に使用されるスクロール圧縮機の場合一回転中での負荷脈動が極めて小さく、また通常使用状態では図9に示すように比較的緩やかな $\alpha = 4\pi$ [rad/s²]程度の加減速である。最も推定間隔の長いモータ回転数を最低速の600[r/min]で考えると、60度毎の位置推定時間は1/60[sec]となる。この間に予想される推定誤差 δ は、

$$\delta = \frac{1}{2}\alpha t^2 = \frac{1}{2}4\pi\left(\frac{1}{60}\right)^2 = \frac{\pi}{1800} \text{ [rad]} = 0.1 \text{ [deg]}$$

となり、ロータ推定位置 θ_D に与える影響は無視することができる。

ここで、製品に搭載した正弦波PWM波形でIPMモータを駆動した際のモータで発生する高調波損失を他の駆動波形と比較する。表2にIPMモータを120度方形波インバ

図8. 位置推定ロジックの構成
Fig.8 Position estimating block diagram

図 9. 空調機の加減速動作

Fig.9 Changing speed for air-conditioner

表 2. 駆動波形によるモータ効率改善率

Table.2 Improving efficiency by driving waveforms

回転数 [r/min]	180 度方形波	180 度正弦波 PWM
1800	+0.5 [%]	+0.9 [%]
3000	+1.0 [%]	+2.3 [%]

ータで駆動した時の効率を基準として、効率改善率を各駆動波形別で示す。180度方形波は、180度通電期間中に等パルス幅変調する電圧形インバータである。この表から明らかなように180度正弦波PWMインバータで駆動することによりモータ効率を最大で2.3%高めることができ、高効率に駆動できていることが分かる。この主な要因は120度方形波インバータ駆動に対し駆動電流の低次高調波成分が減少するためである。

4. IPMモータの運転特性

図10に製品に搭載した180度正弦波PWMインバータでIPMモータを駆動した際の電圧・電流波形を示す。キャリア周波数が3kHzと低く、回転数も5400[r/min]と高速であるにもかかわらずIPMモータのインダクタンスが大きい事とあいまって、高調波の少ない電流波形となっている。さらに、キャリア周波数が低い事で主回路素子の損失低減にも役立っており、モータ/インバータシステムの高効率化にも寄与している。

次に、図11に量産機に搭載した正弦波PWMインバータ駆動時のモータ効率特性を示す。正弦波駆動による高調波電流損失の低減とリラクタンストルク併用によるモータ駆動電流の低減³⁾により、低速回転域での効率低下が非常に少ない。さらに電流位相を代表点で求めた鉄損抵抗から求めた値に一定に制御することで最大効率近傍で運転することができ、空調機に要求されるほとんどの回転数・トルク範囲で90%を超える極めて高効率な特性を実現できた。

図12に試験で使用したIPMモータの外観と諸元を示す。回転子内部には希土類磁石を4枚挿入しており、従来の同一容量の圧縮機で用いられてきた誘導モータに対

図 10. IPM モータ駆動波形
Fig.10 Inverter output voltage
and current waveforms 図 11. モータ効率マップ
Fig.11 Efficiency of IPM motor

極対数	2
固定子外径	150mm
回転子外径	84mm
回転子積厚	70mm
最大回転数	7,500r/min
最大トルク	15Nm
最大出力	6.5kW

図 12. 製品搭載 IPMモータ
Fig.12 Photo of IPM motor

して約 20%小型化できている。

5. あとがき

本論文では IPM モータに対しモータ効率が最大となる電流位相がトルクが最大となる位相から大きくずれていることを鉄損を考慮した等価回路と実験結果の両面から明らかにした。また制御の容易さから電流位相一定とする簡易な制御を用いても効率の低下が実用上問題ないことを示した。駆動波形についても 180 度正弦波 PWM インバータにより PM モータ駆動に従来から用いられてきた 120 度方形波インバータに比べて低損失に駆動できることを実機試験結果で示した。

以上の結果は、家庭用および業務用の空調機に既に搭載されている量産モータに反映され、省エネルギーに大きく貢献している。また、高効率・低速大トルク・高速回転を同時に実現できることから、空調機用の圧縮機のみならず他の用途にも同様の効果を発揮できるものと期待する。

(平成 11 年 3 月 26 日受付, 同 11 年 6 月 7 日再受付)

文献

- (1)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, (平 6-6)
- (2) 大山和伸:「省エネルギーエアコンの開発」, 電学論 D, 118, 813(平 10-6)
- (3)「制御用電磁アクチュエータの駆動システム」, 電気学会技術報告第 614 号, pp12-21, 1996
- (4)S.Morimoto,Y.Tong,Y.Takeda,T.Hirasa:“Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”,IEEE Trans. Ind. Electro. ,pp511,1994
- (5)山際昭雄,木村泰三,井形誠男,大山和伸:「エアコン用埋込磁石構造 PM モータの運転特性」平成9年電気学会産業応用部門大会全国大会 No.111
- (6)森本茂雄, 西村成正, 武田洋次:「分解能の低い位置センサのみを用いた PM モータの正弦波駆動」, 電学論 D, 118, 67, (平 10-1)

松野 澄和 (正員) 昭和35年8月3日生。59年3月愛媛大学工学部電子工学科卒業。同年4月ダイキン工業㈱入社。現在電子技術研究所勤務。空調機用IPMモータのインバータ制御技術開発に従事。

板垣 哲哉 (非会員) 昭和36年8月17日生。60年3月福井大学工学部電子工学科卒業。同年4月ダイキン工業㈱入社。現在電子技術研究所勤務。空調機用IPMモータのインバータ制御ソフト開発に従事。

溝部 浩伸 (非会員) 昭和37年8月30日生。63年3月九州工業大学工学部電子工学科卒業。同年4月ダイキン工業㈱入社。現在電子技術研究所勤務。空調機用IPMモータのインバータ制御技術開発に従事。

山際 昭雄 (正員) 昭和40年6月3日生。平成2年3月富山大学大学院電気工学専攻修士課程修了。同年4月ダイキン工業㈱入社。現在電子技術研究所勤務。モータおよび駆動システムの研究開発に従事。平成10年度電気学会進歩賞受賞。機械学会会員。

大山 和伸 (正員) 昭和31年8月19日生。56年3月東京工業大学大学院修士課程修了。同年4月名古屋工業大学助手。61年2月ダイキン工業㈱入社。現在電子技術研究所主席研究員。主として、インバータ・モータ応用システムの研究開発に従事。平成10年度電気学会進歩賞受賞。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。