

# エアコンにおける V/f 制御とセンサレスベクトル制御の消費電力比較

HOANG MINH TUAN\*, 加藤 尚和, 東井 孝途, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Comparison of V/f Control and Sensorless Field Oriented Control based on Measuring Power Consumption of Air Conditioner  
Hoang Minh Tuan, Masakazu Kato, Takato Toi, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

近年、誘導電動機と比べて高効率、低コスト、小型といった特徴を持つ永久磁石同期電動機はファンやエアコンなどの産業用途に幅広く用いられている。エアコンに用いられる埋込磁石同期電動機(IPMSM)は一般的にセンサレスベクトル制御で駆動される。センサレスベクトル制御は磁極位置を推定することにより高速、高精度のトルク制御が可能であるが、モータパラメータが必要となる。そのため、モータパラメータの誤差や検出誤差が存在する場合、磁極位置推定誤差が発生し、制御性能が悪化する。また、高速な位置推定演算が不可欠であるが、推定演算が複雑となるため、制御装置が高コスト化する<sup>(1)</sup>。一方、代表的な IPMSM のオープンループ V/f 制御では、インバータの出力電圧ベクトルを基準とした座標軸に基づいて制御するため、本質的に磁極位置推定が不要である<sup>(1)</sup>。本論文では、両制御法の有用性を確認するため、家庭用エアコン実機を各制御法で駆動した際の消費電力の比較を行う。

## 2. 制御方法

図 1 にインバータの出力電圧ベクトルを基準として制御器の直交座標を定義した V/f 制御のブロック図を示す。IPMSM をオープンループの V/f 制御で駆動した場合、負荷角の持続振動が発生し、制御系が不安定になる<sup>(1)</sup>。そのため、ダンピングゲイン  $K_1$  とハイパスフィルタ(HPF)から構成される安定化制御が必要となる。安定化制御では、HPF を通じて得られた  $\delta$  軸電流にダンピングゲイン  $K_1$  を乗じて電気角周波数指令にフィードバックすることより、制御系の安定化を図る。また IPMSM を高効率で駆動するには、最大トルク/電流比 (MTPA 制御) が必要となる。図 2 に V/f 制御に基づく高効率制御のブロック図を示す。高効率制御では無効電力を制御することで電流位相を調節し、MTPA 制御を実現する<sup>(2)</sup>。一方、センサレスベクトル制御ではモータパラメータや電圧指令値、電流検出値を利用して磁極位置を推定する。また、 $d$  軸電流を制御することで電流位相を調節し、MTPA 制御を実現する。

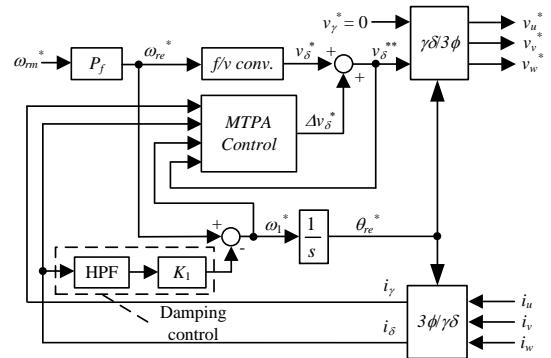


Fig. 1. V/f control method based on  $\gamma\delta$ -axis with MTPA control.

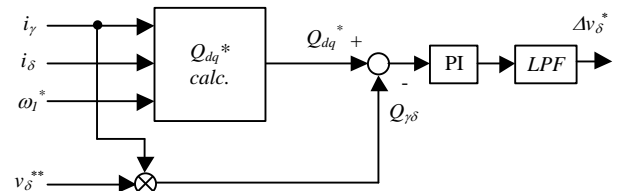


Fig. 2. MTPA control block diagram.

## 3. V/f における無効電力を用いた MTPA 制御

IPMSM における定常状態時の dq 軸座標上の無効電力  $Q_{dq}$  は(1)式で表される。

$$Q_{dq} = \omega_{re} \{ L_d I_a^2 \sin^2 \beta + L_q I_a^2 \cos^2 \beta - \psi_m I_a \sin \beta \} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 $\omega_{re}$  は電気角周波数、 $I_a$  は電流ベクトルの大きさ、 $L_d$  は  $d$  軸インダクタンス、 $L_q$  は  $q$  軸インダクタンス、 $\psi_m$  は永久磁石による鎖交磁束数、 $\beta$  は電流位相である。

また、電流位相  $\beta$  は(2)式にて求められる。

$$\beta = \sin^{-1} \left( -\frac{\psi_m}{4(L_q - L_d)I_a} + \sqrt{\left( \frac{\psi_m}{4(L_q - L_d)I_a} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right) \dots \dots \dots (2)$$

(1)式に(2)式を代入すると、(3)式が得られる。

$$Q_{dq} = \omega_{re} \{L_d X^2 + L_q (i_a^2 - X^2) - \psi_m X\} \dots \dots \dots (3)$$

ただし、 $X = I_a \sin(\beta)$ である。本制御では $\gamma\delta$ 座標上で求めた無効電力  $Q_{\gamma\delta}$ を MTPA 制御の dq 軸の無効電力  $Q_{dq}$ に一致するように  $v_\delta$ を調節することにより、dq 軸座標上の情報を用いず MTPA 制御を達成することができる<sup>(2)</sup>。すなわち、(4)式が成り立ちように制御する。

$$\omega_{re} \{L_d X^2 + L_q (i_\gamma^2 + i_\delta^2 - X^2) - \psi_m X\} = v_\delta i_\gamma \dots \dots \dots (4)$$

また、dq 軸座標上での無効電力  $Q_{dq}$ と $\gamma\delta$ 座標上での無効電力  $Q_{\gamma\delta}$ の偏差を求め、PI 制御器により偏差がゼロとなるように $\delta$ 軸電圧指令値を補償する。さらに、PI 制御器後段のローパスフィルタは、過度的には MTPA 制御を無効すること、安定性や応答を確保するために挿入している。

#### 4. 実験結果

図3および図4に、ダンピングゲイン  $K_1$ を変化させ、コンプレッサを加減速した際の三相電流波形を示す。ダンピングゲイン  $K_1$ が 0.04 p.u.の場合、三相電流の振動が大きくなり、 $K_1$ が 0.11 p.u.の場合には三相電流の振動が小さくなる。したがって、本実験ではダンピングゲイン  $K_1$ を調整することにより安定化制御を達成できている。

図5に、コンプレッサを速度指令値 0.5 p.u.で駆動時、V/f 制御に基づく MTPA 制御を適用した際の三相電流波形を示す。3.4 sまではV/f制御で駆動し、その後、MTPA 制御でコンプレッサを駆動した。MTPA 制御追加後で、インバータ出力電流が 5.2 A から 4.4 Aへ15.4%低減した。

図6に、エアコン実機をV/f制御またはセンサレスベクトル制御の各制御法で駆動した際の消費電力測定結果を示す。なお、本実験では直接コンプレッサの速度を測定できないため、インバータの速度指令値をコンプレッサの速度とする。図6よりV/f制御で駆動時のほうがセンサレスベクトル制御適用時より最大で21.3%増加する。また、MTPA 制御を適用したV/f制御で駆動時のほうがセンサレスベクトル制御適用時より最大で6.77%増加するが、全速度領域で両制御法の消費電力がほぼ同じである。また、MTPA 制御を適用したV/f制御で駆動時のほうがV/f制御適用時より14.5%減少する。しかし、消費電力量としては両者で大差なく、モータパラメータを用いないV/f制御のほうが制御の簡便化の観点から有利である。なお、V/f制御でもMTPAゲイン等を最適化することで、さらなる特性の改善が期待できる。

#### 文献

- (1) 伊東・豊崎・大沢：電学論 D, Vol. 122, No. 3, pp. 253-259 (2002)
- (2) 中島・伊東：SPC 苫小牧, MD-12-032 (2012)

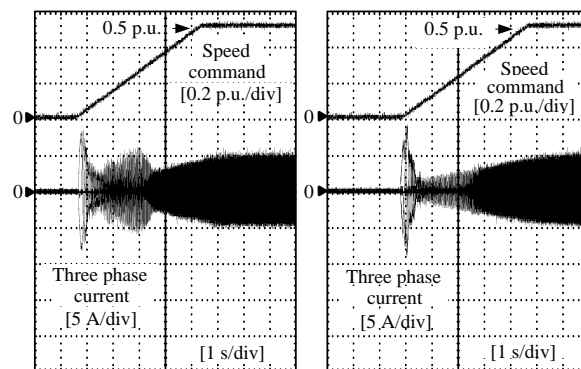


Fig. 3. Current waveforms of compressor accelerated from 0 p.u. to 0.5 p.u. of rated speed.

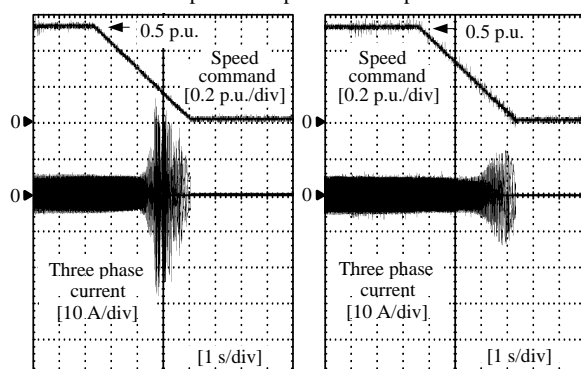
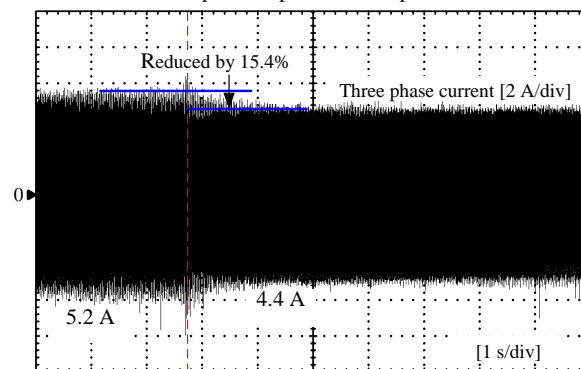


Fig. 4. Current waveforms of compressor decelerated from 0.5 p.u. to 0 p.u. of rated speed.



MTPA control :active  
Fig. 5. Current waveforms of compressor before and after activating MTPA control at 0.5 p.u. of rated speed.

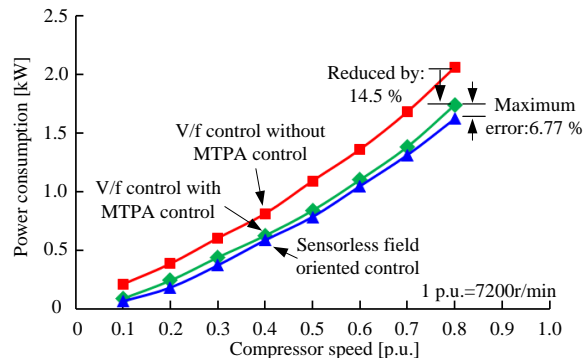


Fig. 6. Relationship between power consumption and compressor speed.