

圧縮機用インバータの開発

Development of PMSM-Inverter for compressor in air-conditioner System

片平 洋一※
Yoichi Katahira
駒田 圭成※
Yoshinari Komada
長田 剛※
Takeshi Osada

1. はじめに

近年の世界的な環境意識の高まりにより、空調機や洗濯機などの家電製品において、省エネ技術への取り組みが大きく注目されている。

一方、内需が好調である中国では、テレビや洗濯機に続く家電製品として、「三種の神器」の一つに数えられている空調機の市場が急拡大している。現状は、比較的技術を必要としない誘導機駆動の圧縮機を使用したものがほとんどであるが、より高効率を目指した永久磁石同期モータ（以下、PMSM）駆動の圧縮機を使用した空調機の販売が始まっている。

当社は、ファン用を始め各種のPMSMを生産しており、基本的なPMSM駆動技術を持っていることと、アイチエレクトリック（株）製圧縮機用モータの販売を促進するために、空調機用インバータの開発を進めている。

空調機は、大きく家庭用と業務用に分かれる。業務用においては、家庭用に比べ冷房／暖房能力が高いため、複数のコンプレッサを使用することが一般的である。コスト的な理由により、1台は可変速のインバータにより駆動されるが、その他は誘導機駆動の圧縮機が一定速（インバータ無し）で用いられる。モータ出力としては、3.7kW、7.5kWが主流である。一方家庭用においては、1台の圧縮機を可変速インバータにて駆動する方式がほとんどである。

本稿では、開発中の3.7kW用インバータについて説明する。

2. 圧縮機用インバータの構成と仕様

2.1 構成

圧縮機用インバータは、AC受電部、コンバータ部、インバータ部、及び制御部により構成される（図1参照）。

インバータに印加された交流電源は、AC受電部のフィルタを通り、コンバータ部にて整流・平滑され、直流に変換される。この直流電圧を、後段にあるインバータ部にてスイッチングすることにより、三相交流電圧を発生させ、モータに電力を供給する。

制御部は、インバータ部のスイッチングを制御することにより、モータに印加される電圧及び電流を制御して、モータを効率よく駆動する。

今回開発のインバータは、制御部ソフトウェアとコンバータ部電流検出手法に特徴をもっている。

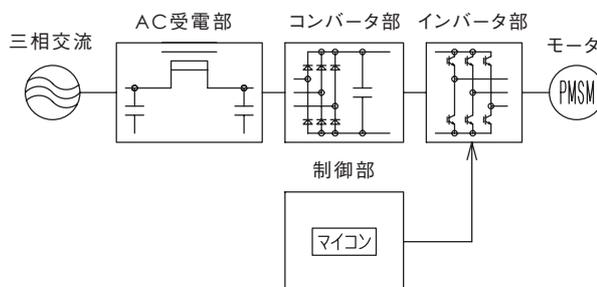


図1 構成図

2.2 仕様

3.7kW用インバータの仕様を表1に示す。

寸法及び質量は、当社の考えている駆動モジュール部分（インバータ部+制御部）となっている。その外観を図2に示す。

表1 仕様

項目	仕様	
電源電圧	AC380V 3φ 50Hz	
定格出力電流	AC10A	
インバータ最大出力電力	5.6kW	
回転数範囲	30~90s ⁻¹	
駆動方式	センサレス正弦波ベクトル制御	
PWMキャリア周波数	5kHz	
寸法	幅	162mm
	奥行き	105mm
	高さ	38 mm
質量	0.4kg	

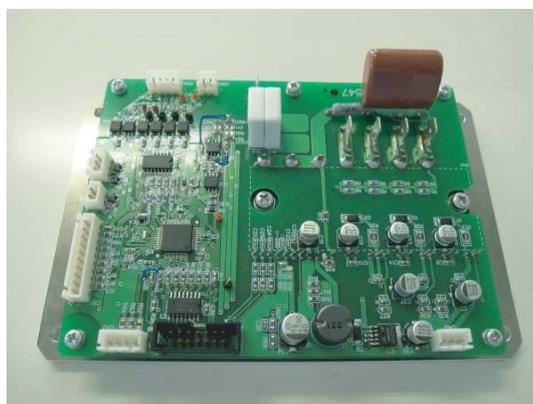


図2 外観

※ 機器事業部 技術部 製品戦略G

3. 技術概要

主要な技術として、三点を取り上げ順に説明する。

3.1 ベクトル制御について

圧縮機においてベクトル制御を使用する目的は、(矩形波通電方式に比べて)高効率な駆動を行うことと、弱め界磁制御による高回転駆動を行うことである。この二点については後述するとして、まずベクトル制御の概要を説明する。

ベクトル制御とは、モータ駆動方法のひとつで、サーボモータの駆動等に使用されている。PMSMでは永久磁石による磁界とモータ電機子に流れる電流の相互作用によりトルクが発生するが、ベクトル制御では、モータ電機子電流をトルクに関与する成分と関与しない成分に分け、それぞれを制御することによってモータの発生トルクを制御する。モータに印加される電圧や、電機子に流れる電流は正弦波であり、その振幅と位相を制御することからベクトル制御と呼ばれる。

PMSMのベクトル制御においては、固定子側の空間ベクトル座標と回転子側の空間ベクトル座標の二つの座標系を考え、電流及び電圧をそれぞれの座標で変換しながら制御を行う。回転子座標はdq座標と呼ばれる。d軸(direct-axis)は永久磁石による磁束と同位相にとられ、その成分は磁束制御に関係している。q軸(quadrature-axis)はd軸と直交方向にとられ、マグネットトルクに直接関係しているなのでこの成分の電流を制御することにより、モータの出力トルクが制御される。

ベクトル制御のブロック図を図3に示す。

速度制御部によって回転数目標(W_{ref})に対しトルク目標(I_{ref})が出力される。トルクとq軸電流は直接関係があるので、トルク目標値がq軸電流目標値に変換され、 I_q 制御部に指示される。

モータ電機子電流は、回転子角度によりd軸及びq軸成分に分解され、それぞれ目標値に対し制御される。基本的な駆動方法において、d軸電流目標値は0とされ、q軸電流目標値はモータトルクに応じた量となる。

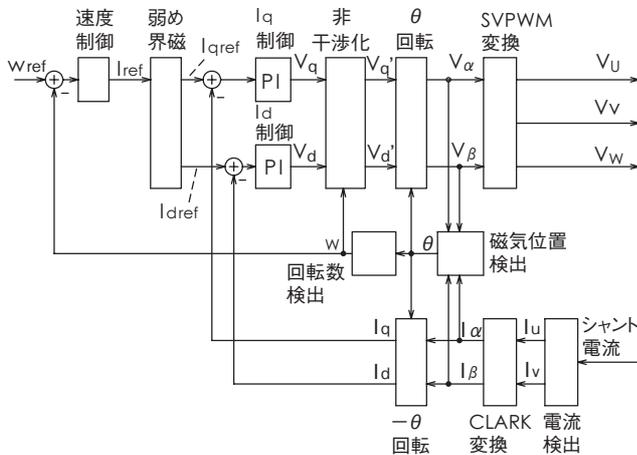


図3 ベクトル制御のブロック図

ベクトル制御の目的の一つ目である高効率な駆動については、リラクタンストルクを利用することにより効率を向上させることである。リラクタンストルクとは、回転子の磁気回路構造の突極性によって発生するトルクをいい、永久磁石の磁束と電流によって発生するマグネットトルクとは異なる。現在、一般的な磁石埋め込み型回転子のモータでは、リラクタンストルクを利用する為に突極性をもったモータとして設計されることが多い。実際のベクトル制御においては、q軸電流目標値に対し一定の割合でd軸に負の電流を流すことによりリラクタンストルクを発生させることができ、これによりモータ効率を向上させることができる。

次に、二つ目の目的である弱め界磁制御による高回転駆動について説明する。PMSMは回転数に応じた電圧を発生するので、これに電圧を印加し電流を流す為には、その発生電圧以上の電圧が必要となる。しかし、インバータの出力電圧は電源電圧により制限がある為、ある電圧以上には出力できず、モータの回転数に上限ができてしまう。弱め界磁制御においては、d軸に負の電流を流すことにより、等価的に発生電圧を下げるので、インバータ出力電圧が同じであってもより回転数を上げることができる。

弱め界磁制御を行わなくても巻線設計により、高回転型のモータを設計することは可能であるが、そうした場合、低～中回転数領域におけるモータ効率が低下してしまい、年間を通じた平均消費電力が増加してしまう。最高回転数での駆動は運転頻度が低いので、最高回転数での効率を犠牲にしても低～中回転数領域の効率を上げることが重要で、その為に弱め界磁制御による高回転数駆動が採用されている。

3.2 センサレス磁気位置検出について

従来のサーボモータシステムでは、回転子の磁気的な位置を検出する為ロータリーエンコーダ等を使用しているが、空調機用インバータにおいては、モータを冷媒の中で駆動する為エンコーダ等が取り付けられない。よってセンサレス磁気位置検出の手法が必須となっている。

このセンサレス磁気位置検出は次の原理に基づく。

回転子磁石による磁束と電機子電流による磁束の合成磁束により、電機子巻線に誘起電圧が発生するので、磁石による磁束ベクトル $\vec{\Phi}$ を、モータに印加される電圧ベクトルを \vec{v}_s 、電機子電流ベクトルを \vec{i}_s 、モータの巻線抵抗及びインダクタンスをR、Lとすると、

$$\vec{\Phi} = \int (\vec{v}_s - \vec{i}_s R) dt - \vec{i}_s L \quad \dots (1)$$

と表される。

ここで、インバータ内部においてモータに印加する電圧は既知であるので、モータ定数(R、L)とモータ電流が分かれば $\vec{\Phi}$ が計算できる。この $\vec{\Phi}$ の位相角により回転子角度が計算される。

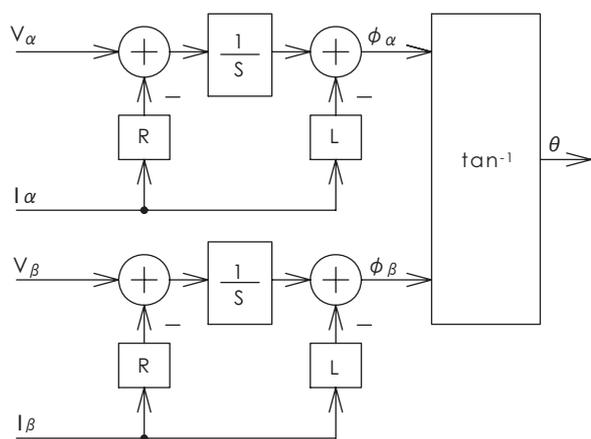


図4 センサレス磁気位置検出ブロック図

実際の計算ブロック図を図4に示す。

3.3 1シャント電流検出について

ベクトル制御及びセンサレス磁気位置検出には、モータの相電流が既知であることが必要で、最低二相分の電流を検出する必要があり、コスト的に有利である1シャント電流検出を本件では採用している。

これは、従来二つのCT(Current Trans)を使用するのに対し1個の電流検出用シャント抵抗を用いて二相分のモータ電流を計算で求める手法である。

三相のインバータにおいて、出力電圧ベクトルの位相に応じて、UVW上下にある6個の半導体スイッチがオン/オフされるが、そのパターンによりコンバータ部PN間に流れる電流は変化する。本件のインバータにおいては、マイナス側(N側)に電流検出用シャント抵抗を設けその電流を検出しており、N側にある半導体スイッチ3つのうちオンしている相のモータ電流を合計した電流がこのシャント抵抗に流れる。スイッチングパターンによりPWM半周期時間内において二種類の電流がシャント抵抗に流れ、この二種類の電流と三相相電流との間には線形な関連がある。よってシャント抵抗に流れる電流を測定することで、三相相電流を計算することができる。

出力電圧ベクトルの位相角とスイッチングパターン及び相電流計算式を表2に示す。

表2 スイッチングパターンと相電流計算式

sect	角度範囲		スイッチングパターン		シャント電流		計算式	
			V1	V2	I1	I2	Iu	Iv
1	0	60	U	-W	Iv+Iw	Iw	-I1	I1-I2
2	60	120	V	-W	Iu+Iw	Iw	I1-I2	-I1
3	120	180	V	-U	Iu+Iw	Iu	I2	-I1
4	180	240	W	-U	Iu+Iv	Iu	I2	I1-I2
5	240	300	W	-V	Iu+Iv	Iv	I1-I2	I2
6	300	360	U	-V	Iv+Iw	Iv	-I1	I2

技術的な問題としては、検出回路には1μsのオーダーの応答が要求されることと、出力電圧位相角によって検出が不可能な領域が存在することである。

検出不可能な領域があることに対しては、その直前の結果から電流を推定するという手法を使って問題を解決している。これは、PWM1周期時間程度では回転数がほぼ一定であると仮定することにより、直前の電流値から正弦波の電流値を推定する方法である。圧縮機におけるモータ回転数の時間変化は1sあたり3s⁻¹以下と低いので、前述の仮定が問題なく成立し、この手法により安定な駆動が実現できた。

4. 試験結果

3.7kW用インバータにおける定格出力時の駆動特性を図5に示す。

インバータ効率は96.8%、モータ効率は95.2%であった。(90s⁻¹、10.1Nmにて)

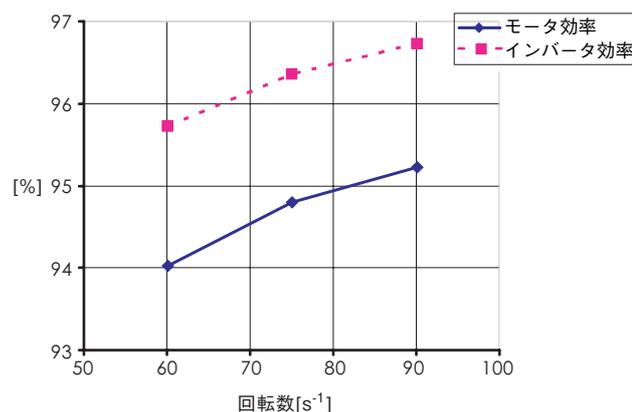


図5 駆動特性

5. あとがき

今回、圧縮機用インバータの基本性能が確認できたので、今後は中国向けPMSM駆動モジュールとして量産をめざし開発を進めていく。またベクトル制御は様々なアプリケーションに有用である為、モータ制御の基礎技術として応用を進める。

参考文献

- (1) 新中新二著：「永久磁石同期モータのベクトル制御技術・上巻/下巻」電波新聞社