

永久磁石電動機の方角波開ループ制御とその損失に関する一考察

学生員 小倉 工 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Open Loop Control with a Square Wave Operation and a Total Loss for a Permanent Magnet Motor

Takumi Ogura, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes analysis inverter loss and motor loss with open loop control. The loss analysis of an inverter and a permanent magnet motor is investigated by experimental results. The optimal operation pattern in the light load was PWM1kHz. The optimal operation pattern at the time of heavy load was a square wave drive. From now on, aim is carried out about the optimal PWM pattern of a permanent magnet motor.

キーワード：インバータ損失，PWM 駆動，方角波駆動，モータ損失

Keywords : Inverter loss, PWM drive, Square wave drive, Motor loss

1. はじめに

インバータの制御方法は様々な制御方式があり，用途や目的に応じた制御方式が選択される。例えば，電車やハイブリッド自動車では方角波駆動が使用され，家電製品では PWM 駆動が盛んに用いられる。このように用途によって運転方法が異なる。これまで，PWM 制御を用いた永久磁石電動機の開ループ制御はいくつか報告されており，また，単体の損失評価解析については多数の報告例がある⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし，永久磁石電動機の開ループ制御による方角波運転法や，駆動方法の違いによるインバータと永久磁石電動機との総合効率の違いという観点で論じている文献は筆者が知る限り少ない。

本論文では，開ループ制御による方角波運転方法を提案し，PWM 制御した場合との総合損失を比較する。インバータの制御に非同期 PWM 制御，及び方角波を用いている。実験結果より，永久磁石電動機とインバータの総合損失を低減するためのインバータの制御方法について考察したので報告する。

2. 開ループ制御による方角波運転

スイッチング周波数を下げるほどスイッチング損失が少なくなるため，インバータの損失は減少するが，出力電圧に低次高調波成分が増加するため，永久磁石電動機の高調波による損失が増加する。すなわち，スイッチング周波数に応じた電動機損失と変換器損失はトレードオフの関係にある。一般に使用されるベクトル制御ではキャリア周波数に応じて電流応答の設計を変更する必要があり，幅広いキャリア周波数で使用するのは困難である。そこで，V/f 制御に基づく開ループ制御を提案する。

図 1 に提案する開ループ制御の制御ブロック図を示す。誘導機と異なり，永久磁石電動機では，単純に開ループで方角波制御を実現すると電流が振動して不安定になる。そこで，制御方式の簡単化のため，本論文は方角波制御にこれまで V/f 制御で用いられていたダンピング制御⁽⁵⁾を適用する。ダンピング制御は，電動機の UVW 相電流の検出を行い， γ - δ 系に座標変換を行う。その後， γ 軸電流にハイパスフィルタとダンピングゲインを介して，速度指令値 ω^* にフィードバックすることで安定駆動を実現する。具体的には，発生する有効電力の脈動に応じて，インバータ周波数を調節することで，永久磁石電動機の負荷角を調整し，安定化する。この方法は速度検出器を用いず，PWM 制御でも方角波制御でも使用できる点に特徴がある。

3. 実験結果

表 1 に実験で使用した永久磁石電動機のモータパラメータを示す。実験では，永久磁石電動機を定格回転数 1800rpm で運転し，定トルク負荷をかけたときの永久磁石電動機とインバータの損失測定を行った。

永久磁石電動機の損失測定は，インバータ出力を入力電力 P_{in} とし，トルクメータより回転数 ω とトルク T を求め，(1)式より電動機の実出力電力 P_{out} として効率を算出した。

$$P_{out} = \omega \times T \dots\dots\dots(1)$$

図 2 に安定化制御を用いた安定化制御の動作波形を示す。方角波運転のため，電流波形はひずんでいるが，低周波ビートが発生することなく，安定した電流波形が得られていることがわかる。

図 3 に負荷率に対する永久磁石電動機の損失の実測結果を示す。PWM 波形の損失に比べ，方角波の損失は低い値となっているが，PWM1kHz が最も低い損失値をとっている

る。軽負荷に比べ重負荷の方がキャリア周波数による電動機の損失の差が少ない。なお、最大効率は約 85% であるが V/f 比を最適化することで効率の改善をすることが出来る。

図 4 に負荷率 25% 時と 100% の各キャリア周波数におけるインバータを含めた損失解析結果を示す。インバータの損失はスイッチング周波数の増加に伴い、損失も増加している。モータの損失は、PWM1kHz 時の損失が最小であった。今回使用した条件ではインバータと電動機の総合損失も PWM1kHz のときに最小損失であることがわかった。一方、100% 負荷時にはモータの損失はそれほど大きな差が見られない。総合効率で見ると、方形波駆動 90Hz が他の制御方式に比べ損失が最も少ないことがわかる。つまり、軽負荷領域では高調波による損失が支配的であり、高負荷領域では、基本波による損失が支配的であることがわかる。よって、速度だけでなく、負荷に応じて周波数を適宜変化させることで最大効率を得ることが出来る。

4. まとめ

本論文では、永久磁石電動機をインバータ駆動させたとき、総合損失を低減するために最適なインバータの制御法について考察した。今後は永久磁石電動機に適した PWM パターンについて見当を行う予定である。

文 献

- (1) 瓜田, 山村, 常広:「同期機駆動用汎用インバータについて」, 電学論 D, 119 巻 5 号, pp.707-712,1999 年
- (2) 小坂, 鹿山, 松井:「スロットレス PM モータのロータ部 PWM キャリア損評価法」, 電学論 D, 125 巻 5 号, pp.511-518,2005 年
- (3) 山崎:「有限要素法による IPM モータの鉄損抵抗を含む等価回路定数算定」, 電学論 D, 123 巻 2 号, pp.67-74,2003 年
- (4) 山崎, 瀬戸, 谷田:「キャリア高調波を考慮した IPM モータの鉄損解析」, 電学論 D, 125 巻 7 号, pp.758-766,2005 年
- (5) 山崎, 阿部:「キャリア高調波を考慮した IPM モータの損失解析—三次元有限要素法による永久磁石渦電流損算定—」, 電学論 D, 127 巻 1 号, pp.87-94,2007 年
- (6) 伊東, 豊崎, 大沢:「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, 122 巻 3 号, pp.253-259,2002 年

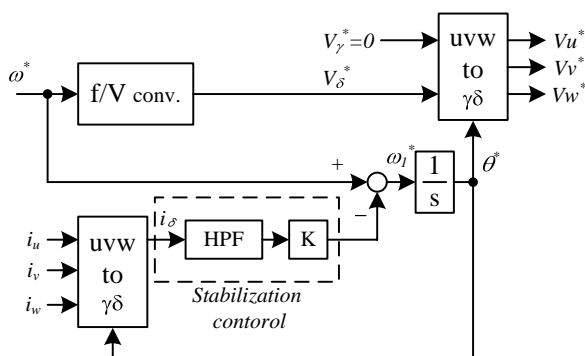


Fig.1 Block diagram of stable control.

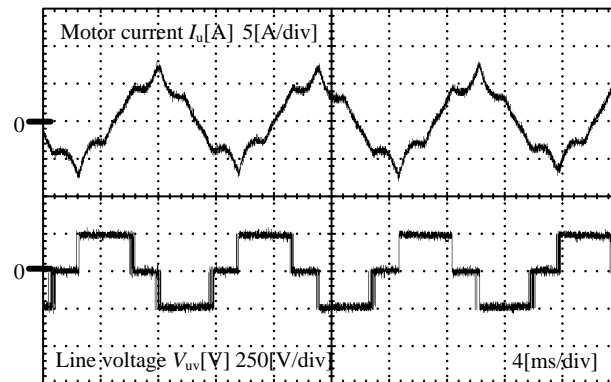


Fig.2 Operation waveform with stable control.

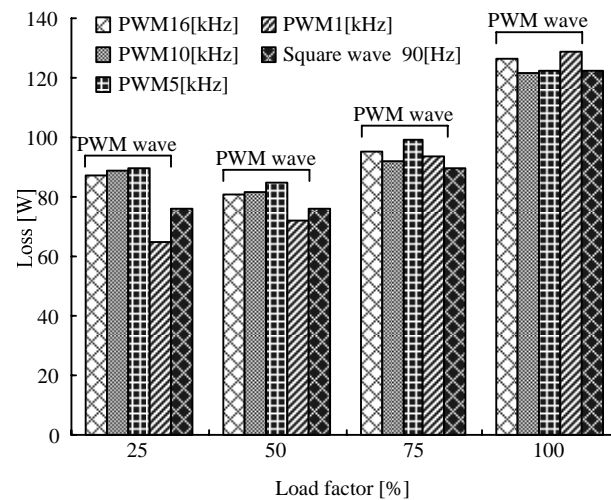


Fig.3 Relationship between loss and load factor.

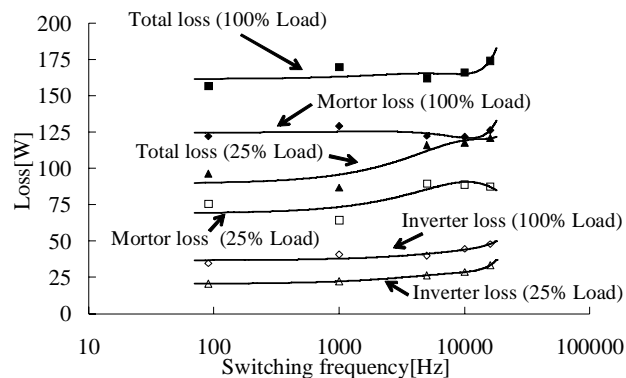


Fig.4 Each loss in the load factor 25% and 100%.

Table 1. Parameters of Permanent magnet motor

Parameters	Values
Rated power	0.75kW
Phases and poles	3phases, 4poles
Rated frequency	90Hz
Rated voltage	175V
Rated current	3.3A
Rated speed	1800r/min
Armature resistance R_a	1.975 Ω
γ -axis inductance L_γ	15.2mH
δ -axis inductance L_δ	33.2mH