

インバータによる永久磁石電動機駆動時の総合損失評価

小倉 工* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Evaluation of total loss for an Inverter and permanent magnetic motor by applying modulation strategies.

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

This paper evaluates total loss of a permanent magnetic motor drive system depending on each inverter modulation strategies, which are a PWM operation and a six-step operation. At first, the loss analysis of an inverter and an permanent magnetic motor is implemented by a theoretical model. As a result, when synchronous reactance is less than 26%, the PWM drive should be used in order to obtain the minimum loss. On the other hands, when the synchronous reactance is more than 26%, the six-step operation is suitable to obtain total high efficiency. Additionally, the optimum switching frequency is mentioned according to the leakage inductance. In future study, the iron loss will be considered and the optimization of the modulation strategy PM motor will be discussed in the term of experiment.

キーワード：インバータ損失, 方形波駆動, PWM 駆動, モータ損失
(Inverter loss, PWM drive, Square drive, Motor loss)

1. はじめに

近年、モータは電車やハイブリッド自動車、数多くの家電製品などで使用されており、その需要は飛躍的に拡大している。また、総電力の大部分をモータが消費しており、モータの高効率化は重要な課題である。

省エネルギーの観点から、インバータを用いた交流電動機はさまざまな分野に適用されている。インバータの出力制御方法は様々な方式があり、用途や目的に応じた変調方式が選択される。例えば、電車やハイブリッド自動車では方形波駆動が使用され、家電製品ではPWM駆動が盛んに用いられる。方形波駆動の場合、出力周波数の5次と7次高調波成分を多く含んでいるため、出力周波数の6倍のトルク脈動が生じる。トルク脈動分は平均トルクに寄与しないので、高調波成分はモータの銅損を増加させる。しかし、方形波駆動の利点として、PWM駆動よりもスイッチング周波数が低く、インバータのスイッチング損失を抑えられること、基本波振幅をPWM駆動より増加できることが挙げられる。一方、PWM駆動の場合、スイッチング周波数を高くすることにより、高調波成分を高次の周波数に移行させ、リップル電流を低減することができる。このため、モータの銅損を抑えられるだけでなく、トルク脈動を抑えることができる。しかし、PWM駆動ではスイッチング周波数が高くなるにつれ、インバータのスイッチング損失が増加する問題がある。

以上のように、駆動方式により、インバータ損失とモータ損失はトレードオフの関係にある。

インバータの損失解析や誘導機、永久磁石電動機の個々の損失解析に関する研究は多数の報告例がある^{(1)~(4)}。例えば現在モータの損失解析は、有限要素法を用いた電磁界数値解析(以下、FEM)が広く用いられている。しかし、個々のモータについての議論であり、モータパラメータが大きく変わった場合、PWM駆動と方形波駆動の得失は定量的に不明瞭であると思われる。現在まで PWM駆動と方形波駆動のトレードオフについてモータパラメータから一般的にアプローチしている論文は著者らの知るかぎりない。

本論文ではモータパラメータに応じて、最適なインバータの駆動方式を選択することを目的として、インバータとモータの損失解析を机上検討により行う。

本論では、まず、インバータの定量的な損失計算法と永久磁石電動機の銅損の計算法について述べる。次に永久磁石電動機の場合、鉄損が無視できなくなるため永久磁石電動機の磁石中渦電流損失について、FEMによる解析を行う。そして、インバータの出力高調波解析を行い、モータの等価回路から高調波成分に関する銅損を算出し、モータパラメータと総合損失の関係を明らかにする。高調波によるモータ損失は、モータパラメータの同期リアクタンス L_a に支配される⁽¹⁰⁾⁽¹²⁾。よって、同期リアクタンス L_a に応じて駆動方式を変更することで、総合損失を最小化できる。

2. 損失解析方法

〈2・1〉 インバータの損失解析

インバータでは、インバータを構成するスイッチング素子により損失が発生する。スイッチング損失は、スイッチング素子がオンまたはオフ時に発生するスイッチング損失と、オン状態で電流が流れることにより発生する導通損失にわけられる。

図 1(a)にスイッチング素子に流れる電流と電圧波形を示す。スイッチング損失は、理想スイッチでは電圧と電流が瞬時に入れ替わるが、実際には図 1(a)のように電圧電流ともにある時間をかけて変化するため生じ、図 1(a)斜線部の面積に比例する。ターンオン損失 P_{on} とし、ターンオフ損失 P_{off} とすれば、スイッチング損失 P_{sw} は(1)式で表される。

$$P_{sw} = P_{on} + P_{off} \dots\dots\dots (1)$$

$$P_{on} = E_{on} \times f_s \times \frac{1}{\pi} \dots\dots\dots (2)$$

$$P_{off} = E_{off} \times f_s \times \frac{1}{\pi} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、ターンオン損失 P_{on} とターンオフ損失 P_{off} は、データシートから、125°Cにおける 1 サイクルに対する損失であるターンオン時 E_{on} 、ターンオフ時 E_{off} とスイッチング周波数 f_s を乗じた(2),(3)式より求められる。

図 1(b)に導通損失 P_{con} の考え方の概念図を示す。導通損失は、電流方向によってスイッチング素子と還流ダイオード(以下、FWD)で定期的発生する損失 P_{IGBT} と P_{FWD} に分離でき、(4)式にて表せる。

$$P_{con} = P_{IGBT} + P_{FWD} \dots\dots\dots (4)$$

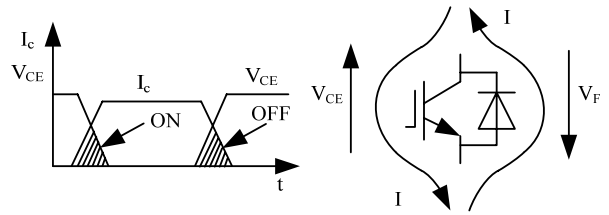
$$P_{IGBT} = I \times V_{ce} \times \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right) \dots\dots\dots (5)$$

$$P_{FWD} = I \times V_f \times \left(\frac{1}{8} - \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right) \dots\dots\dots (6)$$

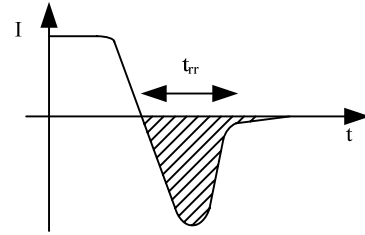
データシートより、素子に流れる電流に対する電圧 V_{CE} 、 V_f を得て、PWM 信号のデューティを D とし、力率を $\cos \theta$ としたとき、スイッチング素子の導通損失 P_{IGBT} と FWD の導通損失 P_{FWD} は、(5),(6)式で求めることができる。(5),(6)式より、IGBT と FWD の導通損失はスイッチング周波数に依存しないことがわかる。

図 1(c)に FWD に流れる電流を示す。逆側の IGBT がオンするときに、FWD に逆バイアスが加わり、逆回復電流が発生し、損失が発生する。ダイオードのターンオフ損失が逆回復損失である。データシートより、逆回復電流 I_{rr} と逆回復時間 t_{rr} を読み取り、インバータの直流リンク電圧を V_{dc} とし、(7)式により FWD の逆回復損失を求めることができる。

$$P_{re} = \frac{1}{8} \times I_{rr} \times V_{dc} \times t_{rr} \times f_s \dots\dots\dots (7)$$



(a) Switching loss. (b) Conduction loss.



(c) Recovery loss.

図 1 インバータ損失

Fig. 1. Inverter loss.

〈2・2〉 永久磁石電動機の損失解析

2・2・1. モータ電流の基本波に対する永久磁石電動機の損失解析

図 2 に基本波に対する等価回路を示す。図 2 に示す回路は、一般的な永久磁石電動機の 1 相分 T 型等価回路である。なお、永久磁石電動機の損失解析を行う際に永久磁石電動機は定格運転(定格速度、定格トルク)を想定している。

永久磁石電動機の銅損は、一次電流 I_1 と一次抵抗 R_1 から発生する損失となるので、(8)式から求められる。

$$P_1 = R_a I_1^2 \dots\dots\dots (8)$$

2・2・2. 高調波に対する永久磁石電動機の損失解析

方形波駆動、PWM 駆動では、高調波電圧が永久磁石電動機に印加される。その結果、永久磁石電動機に高調波成分による損失が発生する。

図 3 に永久磁石電動機の 1 相分の高調波等価回路を示す。逆起電力は高調波成分を含んでいないものとしているため、高調波等価回路は一次抵抗と同期リアクタンスのみとなる。インピーダンスは同期リアクタンス L_a が支配的になるため、各高調波電圧によって生じる各高調波電流 I_n は、(9)式により得られ、各高調波に対する損失 P_n は(10)式より求められる。

$$I_n = \frac{V_n}{\omega_n L_a} \dots\dots\dots (9)$$

$$P_n = R_a I_n^2 \dots\dots\dots (10)$$

2・2・3. FEMによる鉄損解析

永久磁石電動機の鉄損は、ステータやロータ、磁石などで発生する。永久磁石電動機のインバータ駆動を考えた時、特に磁石中に発生する渦電流損失がスイッチング周波数に大きく左右することが分かっている⁽¹⁴⁾。そこで、永久磁石電動機の磁石中渦電流損失の解析にFEMを用い、スイッチング周波数を変化させた時の磁石中渦電流損失を確認する。また、同期リアクタンスを変えたときの磁石中渦電流損失についての解析も行った。

図4にFEMの解析モータモデルを示す。解析を行う永久磁石の仕様を図4と表1に示す。解析モータの仕様は、1.5kWの埋込み形永久磁石電動機、定格回転数1800[rpm]、定格電圧180[V]、極数6極である。

図5に解析モータを定格回転数1800[rpm]で駆動した時の各入力に対する永久磁石中の電流密度を示す。正弦波入力時には、永久磁石中の電流密度が磁石全体で低くなっている。一方、方形波駆動、PWM駆動では永久磁石中の電流密度が大きく異なっている。スイッチング周波数が低くなるにつれ、永久磁石電動機中の電流密度が高いことが確認できる。特に、方形波駆動時とスイッチング周波数450Hzは、他のスイッチング周波数の結果に比べ、電流密度が高いことがわかる。これは、スイッチング周波数が低い場合、低次高調波成分を多く含むため、モータの電流密度が高くなるためである。

図6に解析モータを1800[rpm]で駆動した時の各入力に対する永久磁石中の渦電流損失を示す。図5の結果と比較すると、磁石中渦電流損失は、電流密度に比例していることが分かる。また、PWM450HzとPWM16kHzの磁石中渦電流損失を比較すると、PWM16kHzの時、3.61Wであるのに対して、PWM450Hzの時、36.4Wと10倍以上異なっている。したがって、スイッチング周波数が低い場合、低次高調波成分による磁石中渦電流損失が高くなる。

図7に同期リアクタンスと各入力波形に対する磁石中渦電流損失の関係を示す。磁石中渦電流損失は、入力波形と同期リアクタンスの値により異なるため、FEMによって解析を行った。永久磁石電動機の磁石中渦電流損失は、同期リアクタンスを%Xとすると、(11)式で表すことができる。

$$P_e = a\%X^{-b} \dots\dots\dots (11)$$

ここで、 a と b は磁石中渦電流損失を計算する上で必要となる定数である。定数 a, b は図7のFEM解析結果をフィッティングした時の値となる。表2に各入力波形に対する定数 a, b の値を示す。よって、入力波形と同期リアクタンスが分かっている場合、(11)式と表2の定数を用いることで永久磁石電動機の磁石中渦電流損失を計算で求めることができる。

3. モータ損失の定量化

ここでは、まず方形波とPWM波形に対してフーリエ級数展開し、高調波電圧を求め、高調波電流により発生する銅

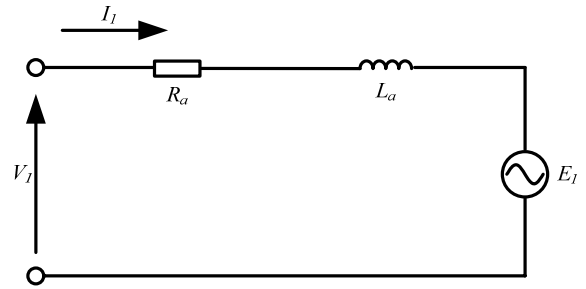


図2 永久磁石電動機の基本波等価回路

Fig.2. Equivalent circuit of a PM motor verified by the fundamental component.

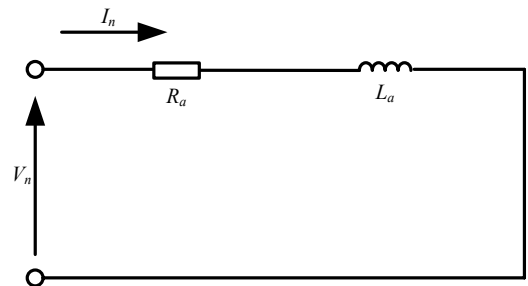


図3 永久磁石電動機の高調波等価回路

Fig.3. Equivalent circuit of a PM motor verified by the harmonic components.

表1 永久磁石電動機のモータパラメータ

Table 1. Parameters of Permanent magnet motor.

Items	Values
Rated power	1.5kW
Phases and poles	3phases, 6poles
Rated frequency	90Hz
Rated voltage	180V
Rated current	6.1A
Rated speed	1800r/min
Back electromotive force	147V
Winding resistance R_a	0.783Ω
Synchronous reactance L_a	11.5mH
Number of poles	36slots
Stator outer diameter	130mm
Stator inner diameter	83mm
Winding configuration	138turn, series per phase
Rotor outer diameter	82.2mm
Rotor shaft diameter	30mm
Electrical resistivity ρ (magnet)	$1.4 \times 10^{-6} \Omega m$

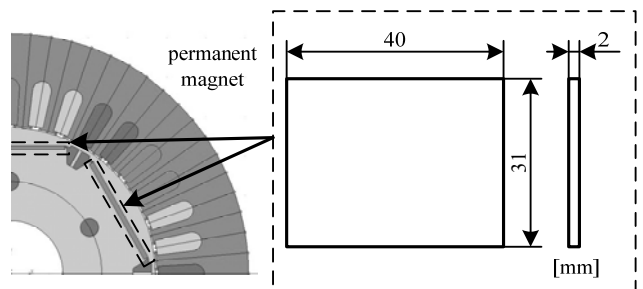


図4 解析モータモデル

Fig.4. The model of a FEM motor.

損を求める。その後、変換器損失を加味し、方形波駆動、各キャリア周波数における PWM 駆動の時の総合損失を得る。最後に漏れインダクタンスと総合損失をモータ定格で基準化することにより一般化して、漏れインダクタンスと最適運転条件の関係を明らかにする。

120° 導通の方形波をフーリエ級数展開すると、(12)式が得られ、各高調波は電圧振幅値(13)式となる。一方、正弦波三角波比較法にて生成した PWM 波形をフーリエ級数展開すると、(14)式が得られ、各高調波に対する電圧振幅値は(15)式となる。なお、(15)式に示す J_k は、 n 次ベッセル関数である。

・ 方形波

$$E_n = \frac{4\sqrt{2}E_{dc}}{n\pi} \cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \times \frac{1}{2} \dots\dots\dots(12)$$

$$V_n = \frac{2\sqrt{2}E_{dc}}{n\pi} \dots\dots\dots(13)$$

・ PWM 波形

$$\frac{e_n(t)}{E} = a \cos(\omega_s t + \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left[\left(\frac{n\pi}{2}\right)\right] \cdot \{a \cos(\omega_s t + \alpha) - 1\} \cos n\omega_s t \dots\dots\dots(14)$$

$$V_n = \left(\frac{4E_{dc}}{n\pi}\right) J_k\left(\frac{n\pi a}{2}\right) \begin{matrix} n=1,3,5\dots & k=0,2,4\dots \\ n=2,4,6\dots & k=1,3,5\dots \end{matrix} \dots\dots\dots(15)$$

上記の各高調波電圧により発生する高調波電流は(9)式により求められる。(9)式をモータ定格電圧、定格電流にて基準化した漏れリアクタンス% X にて表すと、(16)式となる。

$$I_n = \frac{V_n}{n\%X} \dots\dots\dots(16)$$

(1)~(6)式より、導通損失、スイッチング損失は電流の全実効値に比例し、スイッチング損失はスイッチング周波数に比例する。よって、簡単化のため導通損失とスイッチング損に対して、比例係数を導入する。(16)式を(10)式に代入し、各高調波損失の総和からインバータの損失を含んだ総合損失を求めると、(17)式が得られる。

$$P = 3R_a \sum \left(\frac{V_n}{nX}\right)^2 + (k_{con}V_{con} + k_s f_s) \sqrt{\sum \left(\frac{V_n}{nX}\right)^2} + aX^{-b} \dots\dots\dots(17)$$

ただし、 n : 高調波次数 1,5,7,11,13...

表 2 入力波形に対する定数

Table 2. The Constant number of each input waveform.

Input waveform	a	b
Six-step	560	1.5
PWM450Hz	2300	1.5
PWM990Hz	3200	1.6
PWM5kHz	1200	1.7
PWM10kHz	220	1.4
PWM16kHz	110	1.3

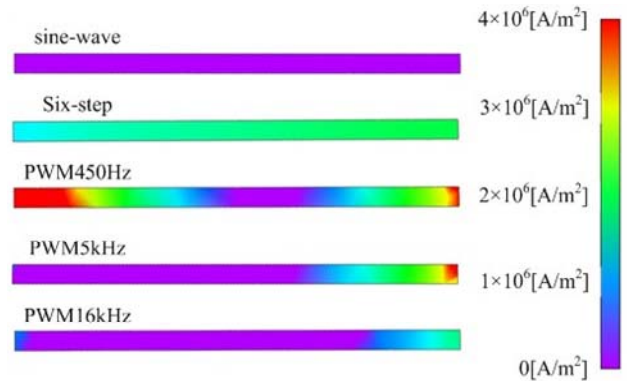


図 5 永久磁石中の電流密度
Fig.5. Magnetic current density.

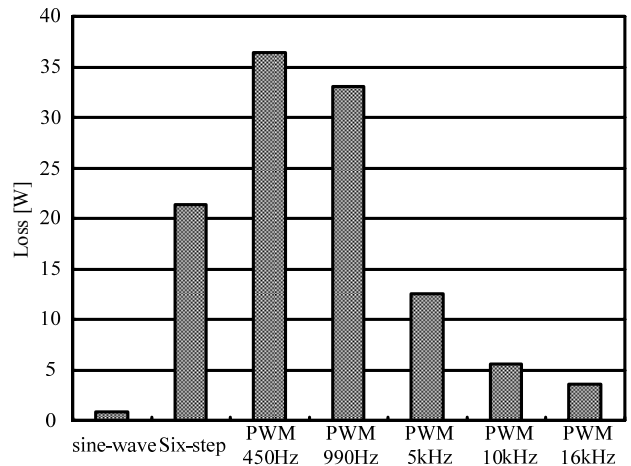


図 6 FEM 解析による渦電流損失
Fig. 6. Eddy current loss by the FEM analysis.

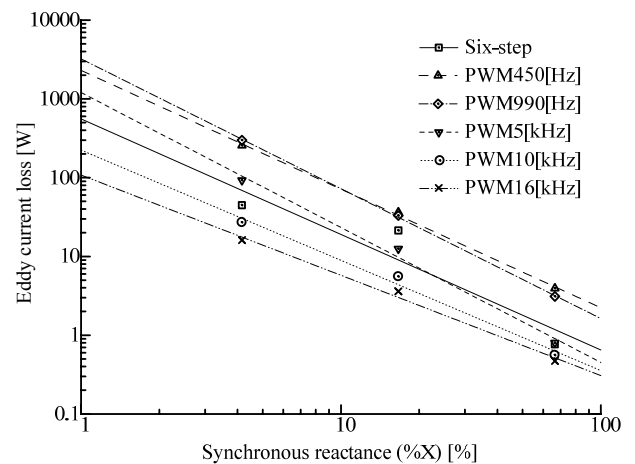


図 7 同期リアクタンスと渦電流損失の関係
Fig.7. Relations between the eddy current loss and the synchronous reactance.

R : モータ抵抗(一次,二次抵抗の和), f_s : スイッチング周波数, k_{con} : 導通損係数, k_s : スイッチング損係数

図8に同期リアクタンスをパラメータとし, (17)式より求めた総合損失の算定結果を示す。ただし, 計算結果は表1に示すモータパラメータにより基準化している。また, 方形波駆動時の直流電圧は方形波の基本波電圧が定格電圧と等しくなるように設定している。インバータ駆動時は定格電圧のピーク値と等しく設定している。

図8において, Q点はスイッチング周波数5kHzと方形波駆動の境界点であり, 26%以下の同期リアクタンスのモータでは, 5kHzでPWM駆動することにより, 方形波駆動よりも総合損失を小さくできる。一方, Q点より大きい同期リアクタンス26%以上の方形波駆動の方がPWM駆動より損失が少ない。これは, 同期リアクタンスが小さい時は各高調波電流が増加し, 永久磁石電動機の銅損や磁石中渦電流損失が増加するが, 同期リアクタンスが大きくなると各高調波電流が減少するため, インバータの損失が支配的であることを意味している。

4. 誘導電動機の総合損失との比較

誘導電動機について, 永久磁石電動機同様に解析を行った。図9に誘導電動機の漏れインダクタンスと総合損失の算定結果を示す。図9において, P点はキャリア周波数16kHzと方形波駆動の境界点であり, 25%以下の漏れインダクタンスのモータでは, 16kHzでPWM駆動することにより, 方形波駆動よりも損失を小さくできる。また, Q点はキャリア周波数500HzのPWM駆動と方形波駆動との境界点を示しており, 65%以上の漏れインダクタンスの場合, 方形波駆動のほうがPWM駆動より損失が少ない。これは, 漏れインダクタンスが小さい時は各高調波電流が増加するが, 大きくなると各高調波電流が減少するため, インバータの損失が支配的になることを意味している。

図10に負荷率50%時のスイッチング周波数と損失を示す。誘導電動機の漏れインダクタンスは, 図9に示すSimulation point ($\%X = 14.7[\%]$)の値で実験を行っている。図10の結果より, Simulation point ($\%X = 14.7[\%]$)において, 最小損失となる駆動法はPWM5kHzであり, 実験結果も解析結果と同様にPWM5kHzが最小損失となり, 理論検討の有用であること確認した。

ここで, 永久磁石電動機と誘導電動機の解析結果を比較する。PWM駆動することで最小損失となる範囲は, 永久磁石電動機, 誘導電動機共に $\%X$ が26%以下である。この結果より, 汎用モータの $\%X$ が20~30%程度であるため, 汎用モータの駆動はPWM駆動させることで, 総合損失を抑えることが出来る。一方, 方形波駆動の総合損失が最小となる範囲は, 永久磁石電動機では $\%X$ が26%以上, 誘導電動機だと $\%X$ が65%以上と異なる。ここで, 方形波駆動の総合損失が有利になる条件について考えと,

- 1)基本周波数が高いこと,
- 2)一次, 二次抵抗が小さいこと,

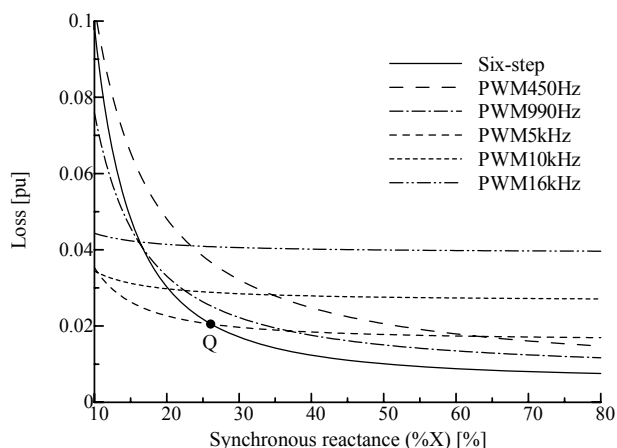


図8 同期リアクタンスと総合損失の関係
Fig. 8. Relations between the loss and the synchronous reactance.

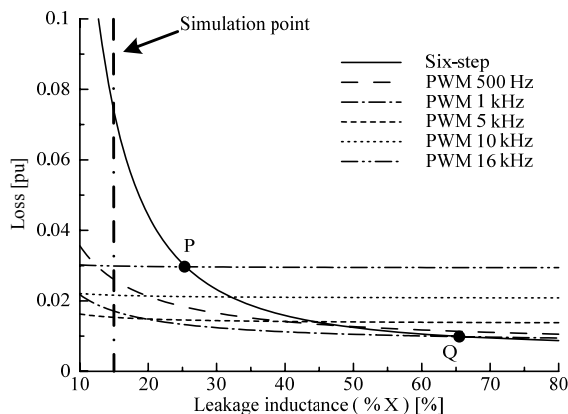


図9 漏れインダクタンスと総合損失の関係
Fig. 9. Relations between the loss and the leakage inductance.

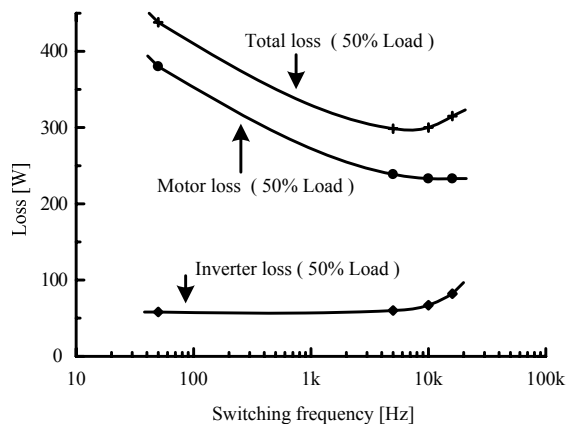


図10 負荷率50%時のスイッチング周波数と損失
Fig.10. Inverter, motor and total losses at 50% load condition.

3)漏れインダクタンスが大きいこと、が挙げられる。よって、永久磁石電動機を方形波駆動することで総合損失が抑えられる範囲が誘導電動機より広いのは、誘導電動機よりもモータの定格周波数が高く、巻線抵抗が一次側しかないため、誘導電動機よりも方形波駆動することで総合損失が抑えられる範囲が広いと言える。

5. まとめ

本論文では、インバータと永久磁石電動機の総合損失の最小化を目的とし、インバータとモータの損失解析を行った。インバータ損失とモータ損失を定量化し、モータパラメータである同期リアクタンスに応じて、適したインバータ駆動方式について検討した。その結果、同期リアクタンスが26%以下の時、PWM5kHz、同期リアクタンスが26%以上の時、方形波駆動することで、総合損失が抑えられるとの結論を得た。

今後の課題として、永久磁石の渦電流損失の定式化、実機による理論検討の有用性の確認などがあげられる。

文 献

- (1) 清牧雄・奥田宏史・宮下邦夫・川又昭一：「インバータ駆動時の誘導電動機の損失分析」, 昭和56年電気学会全国大会, No.757, pp.937-938 (1981)
- (2) K. Yamazaki, Y. Seto and M. Tanida: "Iron Loss Analysis of IPM Motor Considering Carrier Harmonics", IEEJ Trans., Vol.125-D, No.7, pp.758-766 (2005)
山崎克巳・瀬戸嘉朗・谷田誠：「キャリア高調波を考慮したIPMモータの鉄損」, 電学論D, Vol.125, No.7, pp.758-766 (2005)
- (3) K. Yamazaki and A. Abe: "Loss Analysis of IPM Motors Considering Carrier Harmonics -Calculation of Eddy Current Loss in Permanent Magnet Using 3-D Finite Element Method-", IEEJ Trans., Vol.127-D, No.1, pp.87-94 (2007)
山崎克巳・阿部敦：「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, Vol.127, No.1, pp.87-94 (2007)
- (4) K. Yamazaki and N. Fukushima: "Carrier Loss of Induction Motors Driven by Inverters -Comparison between Results Separated by Experiment and Field Analysis-", IEEJ Trans., Vol.129-D, No.11, pp.1068-1074 (2009)
山崎克巳・福島範晃：「インバータ駆動誘導電動機のキャリア損 -実験及び電磁界解析による分離結果の比較-」, 電学論D, Vol.129, No.11, pp.1068-1074 (2009)
- (5) J. Itoh, J. Toyosaki, and H. Ohsawa: "High performance V/f control method for PM Motor", IEEJ Trans., Vol.122-D, No.3, pp.253-259 (2002)
伊東淳一・豊崎次郎・大沢博：「永久磁石同期電動機のV/f制御の高性能化」, 電学論D, Vol.122, No.2, pp.253-259 (2002)
- (6) H. Yonezawa, K. Taniguchi, T. Morizane and N. Kimura: "Modified Trapezoidal Modulating Signal suitable for PM Synchronous Motor Drives", IEEJ Trans., Vol.125-D, No.1, pp.46-53 (2005)
米澤裕之・谷口勝則・森實俊充・木村紀之：「PMモータ駆動に適した変形台形波変調信号」, 電学論D, Vol.125, No.1, pp.46-53 (2005)
- (7) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三：「ACサーボシステムの理論と設計の実際-基礎からソフトウェアサーボまで-」, 総合電子出版社
- (8) I. Takahashi and S. Miyairi: "Relation between the Output Voltage Waveform of the PWM Inverter and its Gate Control Signals", IEEJ Trans., Vol.95-B, No.2, pp.73-80 (1975)
高橋勲・宮入庄太：「PWMインバータの出力波形とゲート信号との関係」, 電学論B, Vol.95, No.2, pp.73-80 (1975)
- (9) I. Takahashi, T. Sekiguchi and S. Miyairi: "Control Method of PWM Inverter Output Wave with Reduced Low Order Harmonic Components", IEEJ Trans., Vol.97-B, No.5, pp.302-308 (1977)

- 高橋勲・関口恒夫・宮入庄太：「低次高調波成分の少ないPWMインバータ波形制御法」, 電学論B, Vol.97, No.5, pp.302-308 (1977)
- (10) 小倉工・伊東淳一：「誘導機の高調波とインバータ損失に関する一考察」, 平成20年度電気関係学会北陸支部連合大会, A-74 (2008)
- (11) T. Ogura and J. Itoh: "Open Loop Control with a Square Wave Operation and a Total Loss for a Permanent Magnet Motor", JIASC IEEJ, pp.1-101 (2009)
小倉工・伊東淳一：「永久磁石電動機の方形波開ループ制御とその損失に関する一考察」, 平成21年電気学会産業応用部門大会, pp.1-101 (2009)
- (12) 小倉工・伊東淳一：「インバータ駆動方式に応じたモータ損失の定量化」, 平成21年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会 IV-10(2009)
- (13) R. Liu, C. Chunting Mi and D. Wenzhong Gao: "Modeling of Eddy-Current Loss of Electrical Machines and Transformers Operated by Pulsewidth-Modulated Inverters", IEEE Trans. Magn., pp.2021-2028 (2008)
- (14) 岸田和也・花岡幸司・牧野信吾・河瀬順洋・山口忠：「PWMインバータで駆動されるIPMモータの損失解析」, 東洋電機技報, 第121号, pp.11-20 (2009)