

インバータの運転方式に応じた総合損失の評価

小倉 工* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Evaluation of Total Loss of Both an Inverter and Motor Depending on Modulation Strategies

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

This paper evaluates total loss of an induction 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 induction motor is implemented by a theoretical model. As a result, when leakage inductance is less than 25%, the PWM drive should be used in order to obtain the minimum loss. On the other hands, when the leakage inductance is more than 65%, the six-step operation is suitable to obtain total high efficiency. Additionally, the optimum switching frequency is mentioned according to the leakage inductance. The validity of the loss analysis is confirmed by simulation and experimental results in which an induction motor of 1.5kW is used. In addition, motor loss analysis in consideration of iron loss is due to be conducted.

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, Square drive, PWM 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が広く用いられているが，モータの正確なモデリングを必要とするため，損失解析は複雑となる。また，これらは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定量的に行う。その結果を損失シミュレーションと実験により確認する。なお，ここでは，対象を誘導機とし，PWM高調波により発生するモータの損失の大部分が銅損であることから⁽¹⁾，モータの鉄損を考慮していない。

本論では，まず，インバータの定量的な損失計算法と誘導機の損失計算法について述べる。次に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損失を算出し，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漏れインダクタンス L_σ に支配される⁽¹⁰⁾⁽¹²⁾。よって，漏れインダクタンス L_σ 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。最後に 1.5kW の誘導電動機

を用いて実験を行い、モータ効率、インバータ効率、総合効率の評価を行い、検討した理論値の妥当性を評価する。

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。

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

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

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

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)で定期的に発生する損失 P_{IGBT} と P_{FWD} に分離でき、(4)式にて表せる。

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

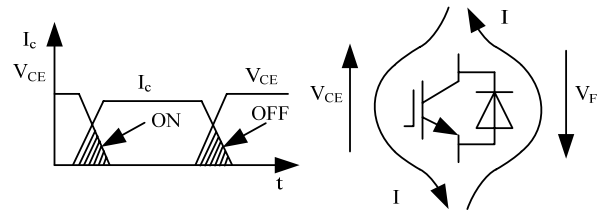
$$P_{IGBT} = I \times V_{CE} \times \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right) \dots\dots\dots (5)$$

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

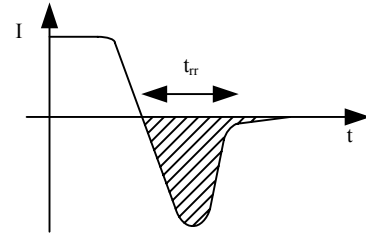
データシートより、素子に流れる電流に対する電圧 V_{CE} 、 V_F を得て、PWM 信号のデューティを D とし、力率を $\cos \theta$ としたとき、スイッチング素子の導通損失 P_{IGBT} と FWD の導通損失 P_{FWD} は、(5),(6)式で求めることができる。(4)、(5)式より、IGBT と FWD の導通損失はスイッチング周波数に依存しないことがわかる。

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〉 誘導機の損失解析

2・2・1. モータ電流の基本波に対する誘導機の損失解析

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、一般的な誘導機の 1 相分 T 型等価回路である。なお、誘導機の損失解析を行う際に誘導機は定格運転(定格速度、定格トルク)を想定している。

誘導機の銅損は、一次電流 I_1 と一次抵抗 R_1 から発生する損失とトルク電流 I_T と二次抵抗 R_2 から発生する損失の総和となるので、(8)式から求められる。

$$P_1 = R_1 I_1^2 + R_2 I_T^2 \dots\dots\dots (8)$$

2・2・2. 高調波に対する誘導機の損失解析

方形波駆動、PWM 駆動では、高調波電圧が誘導機に印加される。その結果、誘導機に高調波成分による損失が発生する。

図 3 に誘導機の 1 相分の高調波等価回路を示す。インバータの高調波分は基本波にくらべ十分に高い周波数領域であるから、誘導機の励磁インダクタンスは無視できる。また、インピーダンスは漏れインダクタンス L_σ 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は、(9)式により得られ、各高調波に対する損失は(10)式より求められる。

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

$$P_n = (R_1 + R_2) I_n^2 \dots\dots\dots (10)$$

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、(11)式が得られ、各高調波は電圧振幅値を(12)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、(13)式が得られ、各高調波に対する電圧振幅値は(14)式となる。なお、(14)式に示す J_k は、 n 次ベッセル関数である。

・方形波

$$E_n = \frac{4\sqrt{2}E_{dc}}{n\pi} \cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \times \frac{1}{2} \dots\dots\dots (11)$$

$$V_n = \frac{2\sqrt{2}E_{dc}}{n\pi} \dots\dots\dots (12)$$

・PWM 波形

$$\frac{e_u(t)}{E} = a \cos(\omega_s t + \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left[\left(\frac{n\pi}{2}\right)\right] \cdot \{a \cos(\omega_s t + \alpha) - 1\} \cos n\omega_s t \dots\dots\dots (13)$$

$$V_n = \left(\frac{4E_{dc}}{n\pi}\right) J_k\left(\frac{n\pi a}{2}\right) \begin{matrix} n=1,3,5\dots & k=0,2,4\dots \\ n=2,4,6\dots & k=1,3,5\dots \end{matrix} \dots\dots\dots (14)$$

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、(15)式となる。

$$I_n = \frac{V_n}{n\%X} \dots\dots\dots (15)$$

(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。(15)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、(16)式が得られる。

$$P = 3R \sum \left(\frac{V_n}{nX}\right)^2 + (k_{con} V_{con} + k_s f_s) \sqrt{\sum \left(\frac{V_n}{nX}\right)^2} \dots\dots\dots (16)$$

ただし、 n : 高調波次数 1,5,7,11,13...

R : モータ抵抗(一次、二次抵抗の和) f_s : スwitching周波数, k_{con} : 導通損係数 k_s : スwitching損係数,

図4に漏れインダクタンスをパラメータとし、(16)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

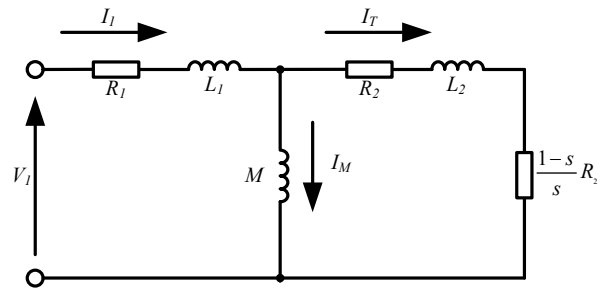


図2 誘導機の基本波等価回路

Fig.2 Equivalent circuit of induction motor for fundamental component.

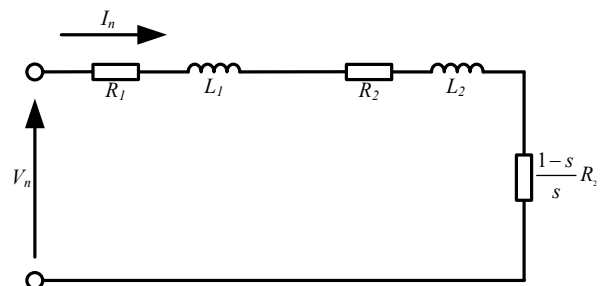


図3 誘導機の高調波等価回路

Fig.3. Equivalent circuit of induction motor for harmonic components.

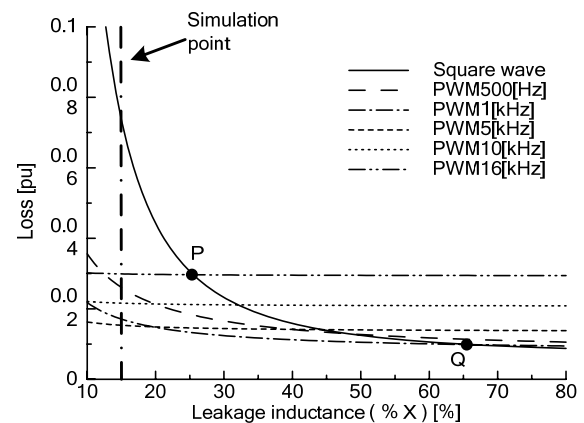


図4 漏れインダクタンスと損失の関係

Fig. 4. Relation between loss and leak inductance.

格電圧のピーク値と等しく設定している。

図4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。以上を定量的にまとめると、P点、Q点の損失がそれぞれ、0.03pu、0.01puであることから、PWM駆動方式が適している条件（P点）は(17)式となり、方形波駆動の損失が低下する条件（Q点）は(18)式となる。

$$\%X < \frac{6R \sum (V_n/n)^2}{-(k_{cm}V_{cm} + k_i f_i) \sqrt{\sum (V_n/n)^2} + \sqrt{(k_{cm}V_{cm} + k_i f_i)^2 \sum (V_n/n)^2 + (0.36R \sum (V_n/n)^2)}} \dots (17)$$

$$\%X > \frac{6R \sum (V_n/n)^2}{-(k_{cm}V_{cm} + k_i f_i) \sqrt{\sum (V_n/n)^2} + \sqrt{(k_{cm}V_{cm} + k_i f_i)^2 \sum (V_n/n)^2 + (0.12R \sum (V_n/n)^2)}} \dots (18)$$

4. シミュレーション結果

図4の妥当性を評価するため、Simulation point (%X = 14.7[%])において、シミュレーションを行い損失の評価を行った。表1に今回損失計算に使用した誘導機の仕様を示す。対象としたモータはベクトル制御用の誘導機である。

図5にインバータの各スイッチング周波数における損失解析結果を示す。運転条件は定格速度、定格負荷状態である。損失解析結果より、誘導機の銅損は、スイッチング周波数が低い場合、低次高調波による損失が大きくなるが、スイッチング周波数が高くなると高調波による損失が減少する。これは、モータの各高調波に対する高調波電流が小さくなり、高調波による損失が小さくなるためである。一方、インバータの損失は、スイッチング周波数に比例して損失が増加する。これは、スイッチの導通損失はほぼ一定であるが、スイッチング損失、逆回復損失はスイッチング周波数に比例して増加するためである。

図6にPWM16kHz、PWM5kHz、方形波運転における導通損失、スイッチング損失、高調波損失、基本波損失を示す。方形波駆動は、スイッチング損失は少ないがモータ電流の高調波損失が増加するため、それによるモータ損失がする。結果として、総合損失は増加する。一方、PWM16kHzは、高調波損失は少ないがスイッチング損失が増加する。その結果、今回使用したモータではPWMでスイッチング周波数5kHzでの制御方式が総合損失が最も少なく、最適なスイッチング周波数といえる。

5. 実験による検証

表1に示したモータパラメータの誘導機について、実機により、損失解析をいった。誘導機の駆動方法は、PWM駆動ではベクトル制御により駆動し、方形波駆動についてはV/f制御による駆動により実験を行った。

図7に方形波駆動時の波形を示す。電流波形は方形波駆動のため歪んでいるが、低周波のビートが発生することなく制御できている。このとき、電流のひずみ率は62.9%であ

表1 誘導機のモータパラメータ

Table 1. Parameters of Induction motor

Items	Values
Rated power	1.5kW
Phases and poles	3phases, 4poles
Rated frequency	51Hz
Rated voltage	188V
Rated current	7A
Rated speed	1500r/min
Primary resistance R_1	1.09Ω
Secondary resistance R_2	0.79Ω
Leakage inductance L_σ	7.29mH
Mutual inductance L_m	85.3mH
Moment of Inertia	0.009kg m ²

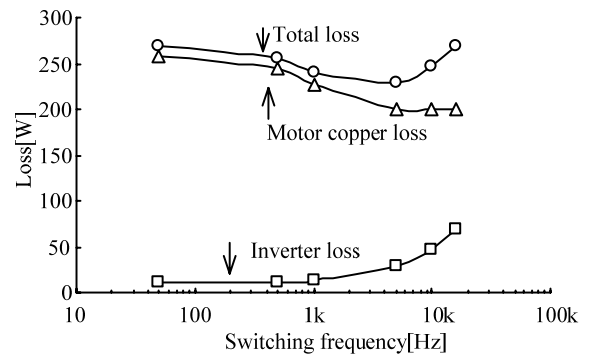


図5 スイッチング周波数と損失の関係

Fig. 5. Relationship between loss and switching frequency.

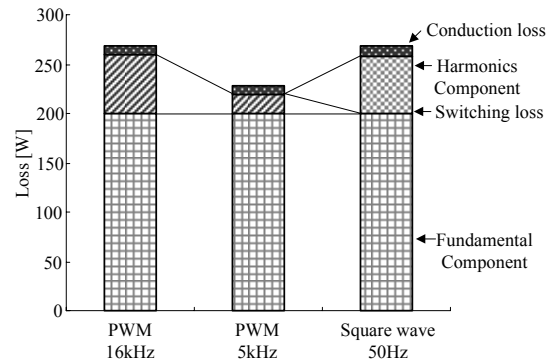


図6 各周波数における損失比較

Fig. 6. Loss comparison for each frequency.

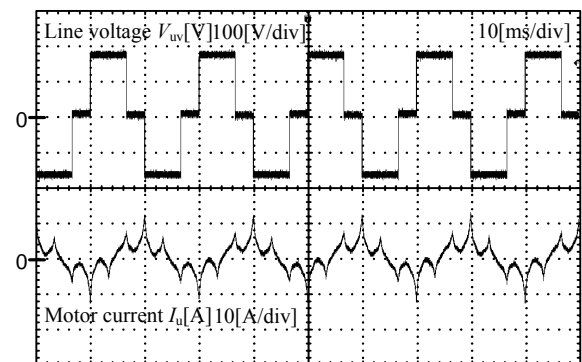


図7 方形波駆動時波形

Fig. 7 Experimental results with square wave control.

る。

図 8 に方形波駆動時の電流波形に対する高調波解析結果を示す。方形波駆動であるがため、基本波以外の 5,7 次の成分も顕著に見られる。

図 9 に PWM16kHz 駆動時の波形を示す。ひずみの少ないモータ電流が得られている。このとき、ひずみ率は 2.59% である。5kHz キャリアの時も同様に良好な正弦波が得られている。

図 10 に PWM16kHz 駆動時の電流波形に対する高調波解析結果を示す。ベクトル制御により電流フィードバックを付加しているため、低次高調波成分が抑制されている。

図 11 と図 12 に負荷率 50% 時のスイッチング周波数と損失を示す。解析と同じく、5kHz のキャリアの時に最も少ない総合損失が得られている。損失の絶対値はシミュレーションと乖離し、大きな値となっている。今回、誘導機のシミュレーションにおいて鉄損を考慮して損失解析を行っていないため、モータの損失を過小評価している。そこで、以下に鉄損についての考察を行う。

ヒステリシス損を p_h とし、渦電流損 p_c とすると、鉄損は (19) 式で表すことができる。

$$p_{iron} = p_h + p_c = k_h B^{\beta} \omega + k_c B^2 \omega^2 \dots\dots\dots (19)$$

k_h : ヒステリシス損の定数 k_c : 渦電流損の定数
 β : スタインメッツ定数

一般に鉄損の約 8 割がヒステリシス損で発生することが知られている⁽¹³⁾。ヒステリシス損は、スタインメッツの定数が材料に依存するため、モータの材料に左右される。よってヒステリシス損は大きく変化しない。よって、スイッチング周波数を変化させた時の損失の増加が予想されるのは、うず電流損である。正弦波でない方形波、PWM 駆動には多くの高調波磁束を含んでいる。ここで、磁性材料が線形特性であるという仮定をすると、高調波磁束密度振幅は、高調電圧振幅に比例する。 B_n が n 次の高調波磁束密度とすると、(20) 式で示すことができる。

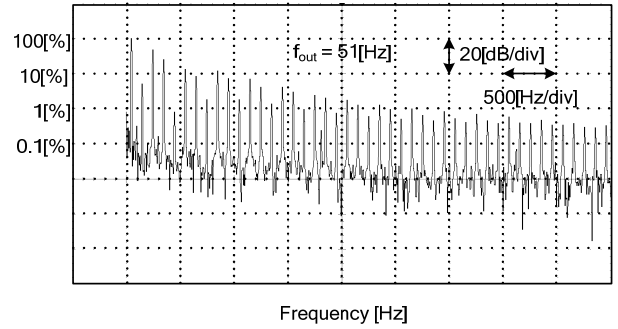


図 8 方形波駆動時の高調波解析結果
 Fig. 8. Harmonics analysis results of square wave control.

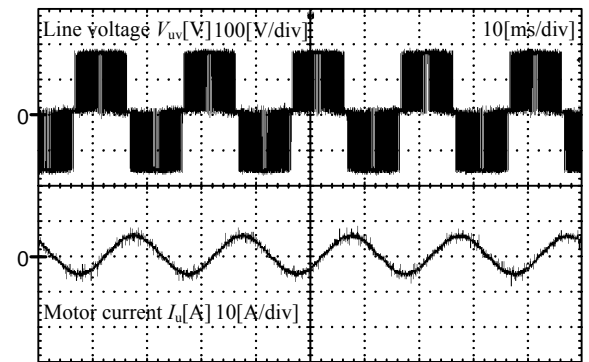


図 9 PWM 16 kHz 駆動波形
 Fig. 9 Experimental results with PWM 16 kHz control.

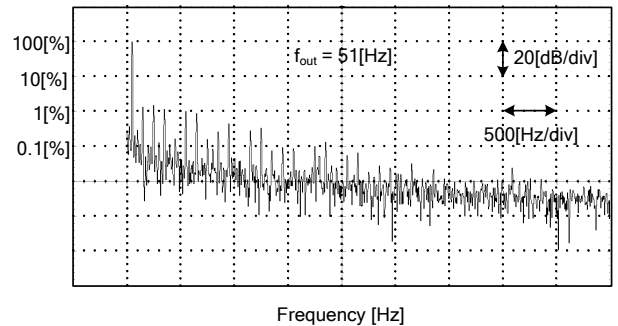


図 10 PWM 16 kHz 駆動の高調波解析結果
 Fig. 10. Harmonics analysis results of PWM 16kHz control.

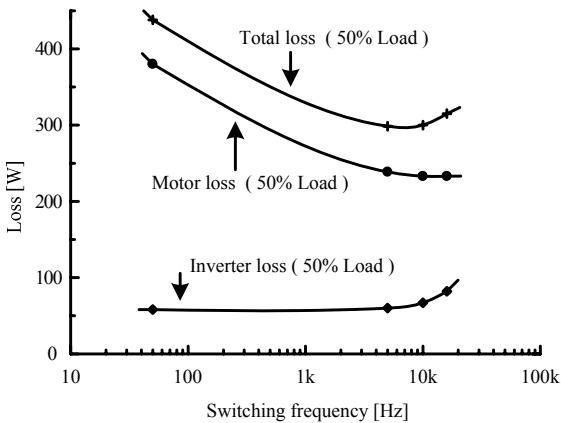


図 11 負荷率 50% 時のスイッチング周波数と損失
 Fig. 11. Inverter, motor and total losses at 50% load condition.

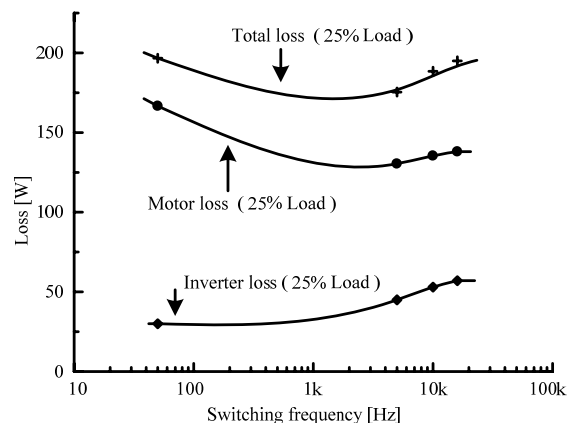


図 12 負荷率 25% 時のスイッチング周波数と損失
 Fig. 12. Inverter, motor and total losses at 25% load condition.

$$B_n = \frac{V_n}{N_1 A n \omega} \dots\dots\dots(20)$$

V_n : 各高調波電圧 N_1 : 1次巻線の巻数
 A : コアの断面積

渦電流損失は(21)式で表すことができる。

$$p_c = \sum_{n=1}^{\infty} k_c B^2 (n\omega)^2 = \frac{k_c}{(N_1 A)^2} \sum_{n=1}^{\infty} (V_n)^2 \dots\dots\dots(21)$$

したがって、 V_n に今まで解析した方形波、PWMのフーリエ級数展開結果より、高調波に対するうず電流損失を求めることができる。この結果より、電圧振幅はスイッチング周波数で左右されない。

以上から計算値に鉄損を考慮することによって損失の絶対値は近づくが、スイッチング周波数に対する総合損失の変化する傾向はほぼ変わらないことが予想される。よって、本論文で検討した損失最小条件は有効性であり、実験結果により確かめられたといえる。また、インバータ損失が低いスイッチング周波数で一致していないが、導通損失の特性が実機とシミュレーションで一致していないことが原因である。

6. 制御方式と誘導機の特性の考察

モータ損失の定量化を行った結果、インバータ駆動方式に応じたモータ損失は、漏れインダクタンスが25%以下の時、PWM駆動することでモータの銅損を抑えられ、漏れインダクタンスが65%以上の時、方形波駆動することで総合損失が抑えられる。このことから、汎用モータの漏れインダクタンスは20~30%程度であるので、汎用モータに関してはPWM駆動することで、総合損失を抑えることができる。一方、方形波駆動の総合損失が有利になる条件を考えると、

- 1)基本周波数が高いこと、
- 2)一次、二次抵抗が小さいこと、
- 3)漏れインダクタンスが大きいこと、が挙げられる。

すなわち、方形波駆動が適しているモータは高速機であることが言える。

7. まとめ

本論文では、インバータとモータ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。モータ損失とインバータ損失を定量化し、モータパラメータである漏れインダクタンスに応じて、適したインバータ駆動方式について検討した。その結果、漏れインダクタンスが25%以下の時、PWM駆動、漏れインダクタンスが65%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。以上をシミュレーションと実験により確認を行い、1.5kW誘導機ではキャリア周波数5kHzのときに素質最小になることを示した。

今後の課題として、詳細な高調波鉄損の検討やインバータ損失の厳密なモデリング、モータに応じた損失最小駆動法の確立などが挙げられる。

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)