

永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量低減に関する一検討

佐藤 大介* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Improvement of Electric Energy Consumption of PMSM Drive System

Daisuke Sato*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses about electric energy consumption of permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system applied 2-level inverter or 3-level inverter. First, the energy consumption of the motor drive system is measured. As the result, when the 3-level inverter is applied, the energy consumption is decreased by 3.67% compared with 2-level inverter. Next, the calculation method of energy consumption based on efficiency map is proposed. It is confirmed that error ratio between the calculation result and the measurement result is 2.93%. In addition, the energy consumption of the PMSM drive system for hybrid electric vehicle is calculated by the proposed method. As a result, it is clarified that the decrease ratio of the energy consumption in low speed and low torque region is higher than that in other region.

キーワード : 3 レベルインバータ, 永久磁石同期電動機, 消費電力量, 効率マップ, 電気自動車/ハイブリッド自動車 (3-level inverter, Permanent magnet synchronous motor, Electric energy consumption, Efficiency map, Electric vehicle / Hybrid electric vehicle)

1. はじめに

近年, 電動機駆動システムの高効率化を目的として, 永久磁石同期電動機(PMSM)を利用したシステムの研究が盛んに行われている。PMSM の適用により, 従来の誘導電動機を用いたシステムと比較して, 高効率化, 小型化を実現できる。そのため, PMSM は産業システムや自動車, 家電製品をはじめとして様々なアプリケーションに使用されている⁽¹⁻⁴⁾。

一方, 3 レベルインバータに代表されるマルチレベルインバータは出力電圧を多段化できるため, 2 レベルインバータほどキャリア周波数を高くせずとも, 電圧高調波成分を低減することが可能である⁽⁵⁾。したがって, 3 レベルインバータの適用により, 電動機に発生する高調波損失が小さくなる。また, インバータのスイッチング損失を低減することも可能であり, システム全体の高効率化を実現することができる⁽⁶⁾。

システムのさらなる高効率化のため, 先行研究にて, インバータや PMSM の損失解析が行われており, それぞれ最適な設計法や駆動方式が議論されている^(5,7)。インバータ効率を高くするには主にキャリア周波数を低減し, スwitching 損失を小さくする方法が有効である。しかし, キャリア周波数が低い場合, 電動機の高調波損失が増加し, 効率が悪化する。このように, インバータ効率と電動機効率の間にはトレードオフが生じる。したがって, システム全体

の高効率化を図るためには, インバータ効率および電動機効率を合わせた総合効率の観点から評価する必要がある。また, 一般にインバータや電動機の効率は一定の速度や負荷条件において測定および解析されることが多い。しかし, 電気自動車(EV)やハイブリッド自動車(HEV)の駆動システムの場合, 一定の速度や負荷条件で動作することはない。このような速度や負荷が変動するアプリケーションを想定したシステム効率の評価やその手法を明らかにした論文は著者らの知る限りない。

そこで本論文では, EV/HEV の駆動システムを対象とし, 速度や負荷を変動させた際の消費電力量をもって, 駆動システムの効率評価を行う。特にインバータに 2 レベル方式, 3 レベル方式をそれぞれ適用し, 消費電力量を比較することで, 3 レベル方式が有利になる駆動条件を明らかにする。また, システムの消費電力量を机上計算により導出する手法を提案する。本手法はインバータと電動機の効率マップに, 任意の速度や負荷パターンを入力することで簡単に消費電力量を計算することが可能である。

本稿でははじめに, 3 レベルインバータの回路構成と特徴について述べ, 製作した消費電力量測定用永久磁石同期電動機システムによる実験結果を示す。続いて, 本システムの効率マップを作成し, 提案する消費電力量の計算手法の妥当性を検証する。また, 提案計算法を利用し, 実際の HEV の駆動システムにおいて, 3 レベルインバータによる消費電力量の低減効果も合わせて検討する。

2. 回路方式と評価システム

図1に2レベルインバータと3レベルTタイプ中性点クランプ型インバータの回路図を示す。3レベルインバータは出力電圧のレベル数が2レベルインバータよりも増加することから、出力電圧に含まれる高調波成分を低減することができる。したがって、電動機に生じる高調波損失を小さくすることが可能である。また、Tタイプ型はダイオードクランプ型3レベルインバータよりも電流の通過素子数が1/2になる。これにより、従来2レベル方式よりも増加していた導通損失を低減することができ、2レベル方式と同等になる。さらに、素子のスイッチング時に変化する電圧が2レベル方式の1/2になる。したがってユニポーラ変調を用いた場合、スイッチング損失を半減できる。以上の特徴から、3レベルインバータの適用により、電動機駆動システムの高効率化が可能となる。

図2に消費電力量の比較を目的として製作した永久磁石同期電動機駆動システムの構成を示す。供試電動機を駆動するインバータは速度制御を行い、回路構成は3レベルTタイプ型である。なお、今回は2レベル方式と3レベル方式により駆動した際の消費電力量を比較するため、2レベル方式として動作させる場合は、中性点に接続するスイッチを常にオフにした上で、2レベル方式の変調を行う。また、スイッチング素子にはIGBT(2MBI150U2A-060, 600V, 150A, 富士電機)を使用し、中性点に接続する双方向スイッチにはIGBTを逆直列に接続したものを使用する。電源には直流電源(APL-II, Myway)を使用し、180Vに設定する。一方、負荷電動機に接続した2レベルインバータでは電流制御に基づくトルク制御を行う。システムの消費電力量はインバータの入力に接続したパワーメーター(WT1800, 精度 $\pm 0.3\%$, 帯域5MHz, YOKOGAWA)により測定する。表1に測定対象のPMSMのパラメータを示す。定格出力は3kW, 最大速度は12000 r/minでありEV/HEV向けPMSMのミニモデルとして扱うことができる。巻線は集中巻であり、コイルエンドが小さくなる利点を持つが、電流のひずみは分布巻よりも大きくなる。

図3に速度6000 r/min, 出力トルク1.0 Nm, キャリア周波数5.4 kHzにおける各回路方式の出力線間電圧と相電流を示す。電流のひずみが大きい理由として、インダクタンスが小さいこと、巻線が集中巻であることが挙げられる。ただし、THDは2レベル方式の55.7%に対して、3レベル方式では18.0%となることから、ひずみが小さくなる。

3. 消費電力量の測定結果

図4に評価に使用する速度パターンである、JC08モードを示す。JC08モードは国土交通省により規定され、市街地走行および高速走行を想定した1サイクル20分の走行パターンである。自動車の燃費はJC08モードにしたがって測定されている。なお、JC08モードは自動車の走行速度で規定されているため、モータ回転数に換算する必要がある。今

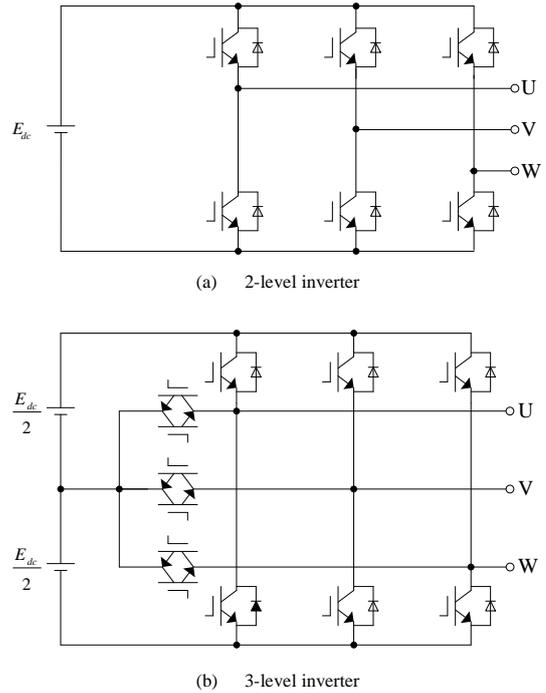


Fig. 1. Circuit diagrams of each inverter.

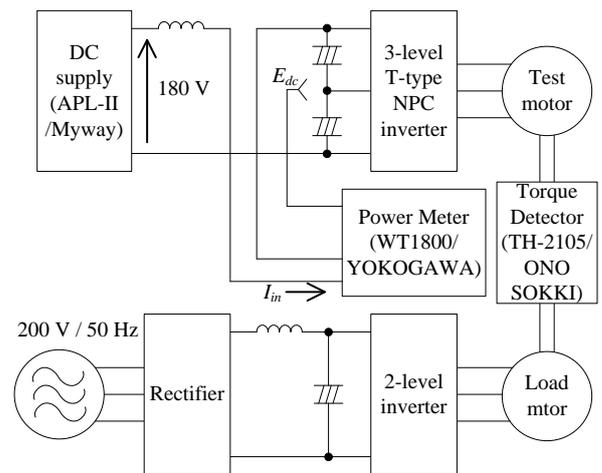


Fig. 2 Configuration of PMSM drive system for energy consumption measurement.

Table 1. Parameter of IPMSM

Maximum power	3 kW
Maximum Torque	4 Nm
Base speed	7200 r/min
Maximum speed	12000 r/min
Rated current	16.9 Arms
Armature pairs of poles	6
d-axis inductance	0.389 mH
q-axis inductance	0.556 mH
Winding resistance	0.0635 Ω
Back-EMF coefficient	0.0182 Vs/rad

回は車速160 km/hにおいて回転数12000 r/minであると想定する⁽⁸⁾。

また、自動車の走行抵抗は空気抵抗、転がり抵抗、勾配抵抗の和で表される⁽⁸⁾。この内、転がり抵抗と勾配抵抗は車体の総質量に比例し、車速に依らない。一方で空気抵抗は車速の2乗に比例する。したがって、自動車の走行抵抗 F_r [N] は(1)式で表せる。

$$F_r = K_2 V^2 + K_0 \dots\dots\dots (1)$$

K_2, K_0 は比例定数、 V は車速である。ここで、電動機の測定ベンチで走行抵抗を考慮する場合、 F_r は負荷トルク T_L [Nm] として換算すれば良く、 T_L は(2)式となる。

$$T_L = K_2' N^2 + K_0' \dots\dots\dots (2)$$

K_2', K_0' は比例定数、 N は電動機の回転数である。本測定においては、市街地走行を想定していることから、負荷トルクパターンは速度ゼロ付近において最大トルクの10分の1程度かつ最大速度でも出力可能となる $K_2'=8.544 \times 10^{-9}$ 、 $K_0'=0.58$ とする⁽⁸⁾。

図5に各回路方式による駆動時の消費電力量を示す。消費電力量の測定時は機械損やコイル巻線の温度依存性による測定結果のばらつきを考慮して暖機運転を実施し、巻線温度は常に30度から35度の範囲内に収まることを確認している。また、キャリア周波数はどちらの方式も4kHzである。図5より、それぞれの回路方式で9サイクル測定し、平均の消費電力量は2レベルインバータで70.8Wh、3レベルインバータにおいては68.2Whとなり、3レベル方式の適用により、3.67%の消費電力量を低減できることを確認した。これは先述したとおり3レベル方式の方がスイッチング損失とPMSMの高調波損失が小さくなるためである。

4. 効率マップを利用した消費電力量の計算

3章では実際にシステムの消費電力量の測定を行い、2レベル方式と3レベル方式の比較を行った。しかし、評価に用いる速度やトルクパターンによっては測定に要する時間が長くなり、実験を何度も繰り返すことが困難な場合がある。そこで本章では消費電力量を机上計算により簡単に行うため、効率マップに基づいた計算手法を提案する。また、本手法を用いて3レベル方式が2レベル方式に対してより有利となる駆動条件を検討する。

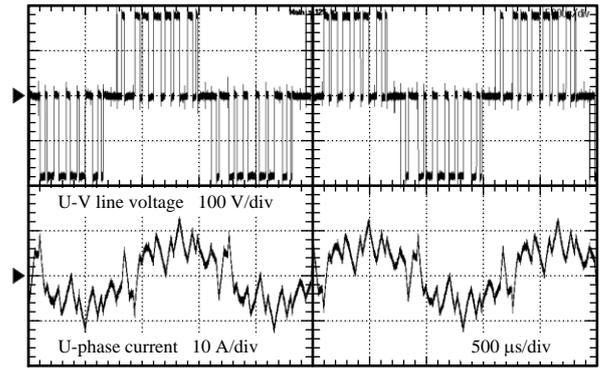
〈4・1〉消費電力量の計算方法

駆動システムの効率 η は回転数 N とトルク T の関数として、(3)式で表される。

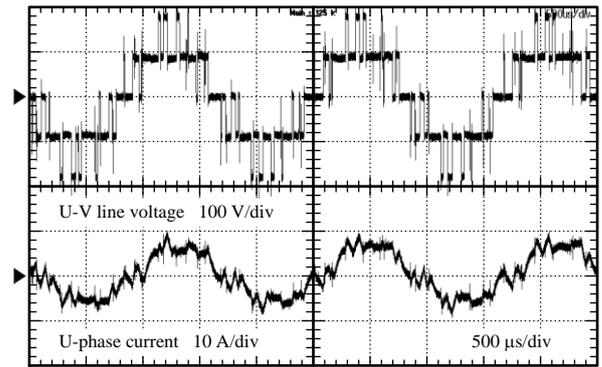
$$\eta(N, T) = \frac{(2\pi N / 60) T}{(2\pi N / 60) T + P_{inv}(N, T) + P_{mot}(N, T)} \dots\dots\dots (3)$$

P_{inv} および P_{mot} はそれぞれインバータ損失と電動機損失であり、両方ともに N と T の関数となる。また、 N と T に関しては駆動パターンとして与えられるため、時間 t の関数となる。したがって、システムの消費電力量 W は(4)式で表される。

$$W = \int \frac{\{2\pi N(t) / 60\} T(t) [1 - \eta\{N(t), T(t)\}]}{\eta\{N(t), T(t)\} \times 3600} dt \dots\dots\dots (4)$$



(a) 2-level inverter



(b) 3-level inverter

Fig.3 Waveform of line voltage and current.

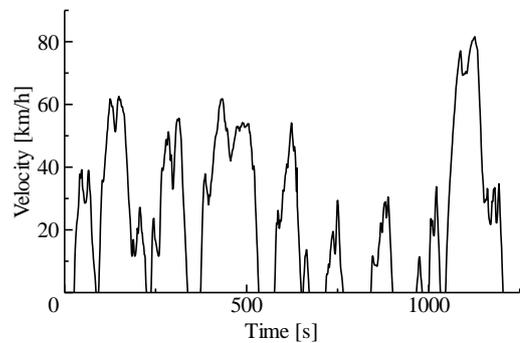


Fig. 4 Speed patten based on JC08 mode

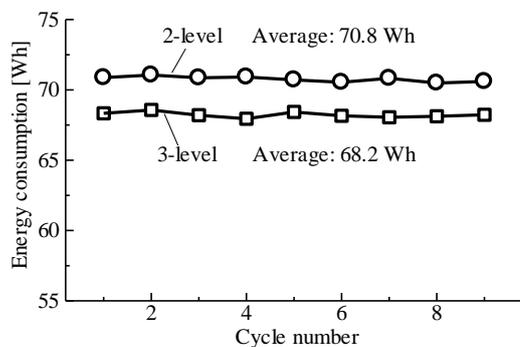


Fig. 5 Energy consumption of the PMSM drive system by each inverter topology.

ただし、実際に効率 η を数式で表すことは困難であるため、効率マップとしてテーブル化する。さらに速度やトルクの駆動パターンがJC08モードのように複雑に変化する場合も同様に数式で表現できないため、テーブル化する。

図6に消費電力量を計算するフローチャートを示す。はじめに、駆動システムの効率マップを作成する。効率マップはシミュレーションや有限要素法、または実際の効率を速度とトルクをパラメータとして測定することにより得ることができる。つづいて、評価するための駆動パターンとしてテーブル化した速度、トルクパターンを入力する。このとき、データのサンプリング時間 T_s とシステムの駆動時間 T_o も合わせて入力する。テーブル化した効率マップと速度・トルクパターンを用いるため、(4)式を離散化し、(5)式に置き換える。

$$W = \sum_{n=0}^{T_o/T_s} \frac{\{2\pi N(n)/60\}T(n)[1-\eta\{N(n),T(n)\}]}{\eta\{N(n),T(n)\}} \times 3600 \dots\dots\dots (5)$$

以上の手順の通りに計算することで消費電力量を導出できる。

〈4・2〉 提案計算手法と測定結果の比較

提案する消費電力量の計算手法の妥当性を検証するため、本手法による計算結果と3章にて測定した消費電力量との比較を行う。

図7に3レベルインバータにより駆動した際のシステムの効率マップを示す。効率マップはシステムの入力電力を測定し、作成した。なお、今回測定した範囲では最大効率は速度5400 r/min、トルク1.17 Nmにおける86.0%である。図6のフローチャートに基づき、システムの消費電力量を計算した結果は66.2 Whとなり、実測値との誤差率は2.93%であることから、提案する計算手法の妥当性が確認できる。

〈4・3〉 実際のHEV用駆動システムにおける消費電力量

本節では実際のHEV駆動システムについて消費電力量をもとに考察する。具体的にはインバータに2レベル方式、3レベル方式を適用した場合の消費電力量を比較する。また、3レベル方式が2レベル方式に対して、より有利となる駆動条件を検証する。

インバータの効率マップは回路シミュレータにより導出する。シミュレーション条件として、直流電圧は650 V、スイッチング素子にはIGBT(6MBI300V-120-50, 1200 V, 300 A, 富士電機)を使用し、中性点に接続する双方向スイッチにはIGBTを逆直列に接続したものを使用する。また、キャリア周波数はどちらの方式も5 kHzとする。

PMSMの効率マップには文献(9)に記載されているものを使用する。ただし、2レベルインバータ(キャリア周波数5 kHz)により駆動した際の効率マップであるため、そのまま3レベル方式による駆動時の効率とすることはできない。そこで、インバータ方式や駆動条件による損失の変化に着目して、スケールリングを行う。

PMSMの銅損と電磁鋼板に生じる鉄損に着目すると、どちらも基本波成分が支配的であるため、インバータ方式に

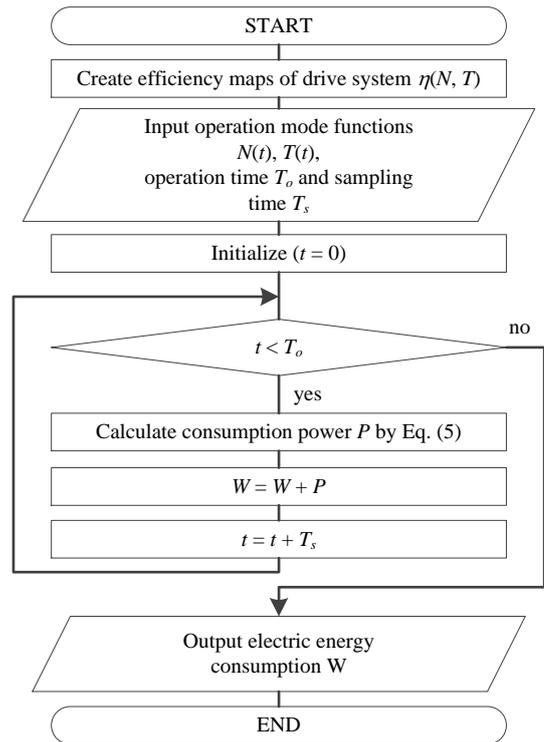


Fig. 6 Flowchart of energy consumption calculation using efficiency map

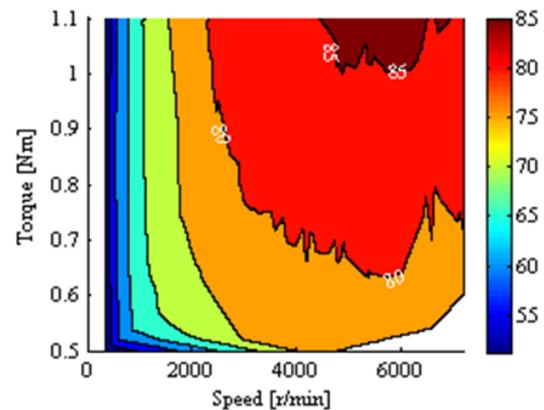


Fig. 7 Efficiency map of PMSM drive system with 3-level inverter.

よらず同じ値とみなすことができる^(6,7)。インバータ方式により顕著に変化する損失は磁石に発生する渦電流損である。磁石渦電流損は正弦波電圧により駆動した場合は、ほとんど発生しないことから、駆動周波数に対する依存性は小さい。また、電流振幅と位相に依存することが知られているが、分布巻タイプの場合はそれほど大きく変化しない⁽⁷⁾。なお、有限要素法により使用するPMSMの磁石渦電流損を解析したところ、2レベル方式では平均299 Wの損失に対し、3レベル方式では144 Wとおよそ半分に減少することを確認しているため⁽⁶⁾、ここでは、3レベル方式の磁石渦電流損を2レベル方式の半分と仮定し、効率マップを導出する。

図 8 に各インバータ方式により駆動した際のシステムの効率マップを示す。3 レベル方式の方が効率 95%を中心とした高効率となる領域が拡大していることが確認できる。

続いて、JC08 モードによる駆動時の消費電力量を計算する。ここでは、走行路の勾配を 2 通り想定するため、勾配 0%、勾配 10%におけるトルクパターンを与えるものとする。勾配 0%の場合は最大速度において出力可能となるパターンに設定し、勾配 10%では速度ゼロ付近において必要なトルクが最大トルクの 20%であると仮定し、それぞれ(6)式、(7)式で表す⁽⁸⁾。

$$T_0 = 1.389 \times 10^{-7} \times N + 10 \dots\dots\dots (6)$$

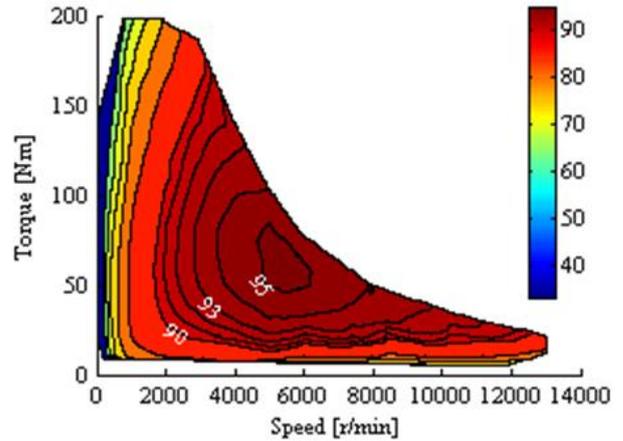
$$T_{10} = 1.389 \times 10^{-7} \times N + 40 \dots\dots\dots (7)$$

図 9 に JC08 モードによる駆動時の消費電力量の計算結果を示す。勾配 0%においては、3 レベル方式の適用により、消費電力量を 2.2%低減している。対して、勾配 10%の場合は 1.0%の低減となり、勾配 0%よりも損失低減効果が小さくなっている。出力トルクを大きくするためには、インバータと電動機に流す電流を大きくする必要がある。ここで、インバータの損失に着目すると、スイッチング損失は電流に比例し、導通損失は電流の 2 乗に比例する。よって、電流が大きくなると、全損失に占める導通損失の割合が大きくなる。2 レベル方式と 3 レベル方式では、先述した通り、原理的に導通損失は変わらない。また、電動機の損失に関しても、電流が大きくなれば銅損の占める割合が大きくなり、こちらもインバータ方式に依らず、ほぼ一定である。したがって、システムに流れる電流が大きくなるに連れて 3 レベル方式による損失低減効果が小さくなり、消費電力量の低減効果も小さくなる。

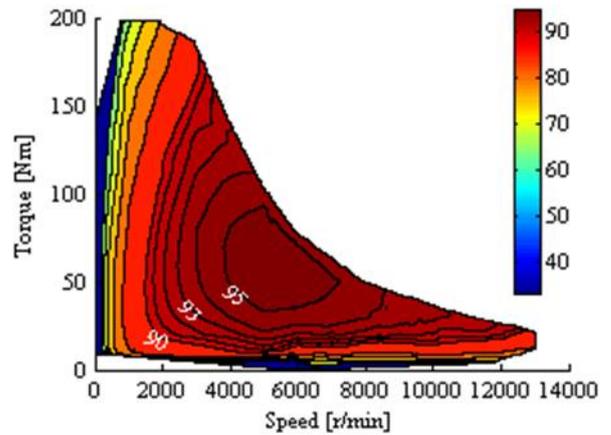
最後に低速低トルク領域、低速高トルク領域、高速低トルク領域において、定トルク可変速モードと定速可変トルクモードにより駆動した際の消費電力量の計算を行う。

図 10 に各モードにより動作する領域と速度およびトルクの変化パターンを、表 2 に各モード、各領域における速度とトルクの変化量を示す。速度パターンはランプ状に、トルクパターンはステップ状にそれぞれ変化させ、9 サイクル分を計算する。

図 11 に定トルク可変速モードと定速可変トルクモードにより駆動した際の消費電力量を示す。両方のモードで低速低トルク領域における消費電力量の低減効果が最も大きい。一方で低速高トルク領域では、ほとんど消費電力量の低減効果がみられない。この領域では出力トルクを大きくするために、トルク電流が大きくなる。したがって、導通損失と銅損が支配的となり、3 レベル方式による損失低減効果は小さい。また、高速低トルク領域については、低速高トルク領域ほどではないが、低速低トルク領域よりも消費電力量の低減効果が小さくなっている。高速低トルク領域では弱め磁束制御を必要とするため、d 軸電流が負の方向に大きくなる。したがって、低速高トルク領域と同様に導通



(a) With 2-level inverter



(b) With 3-level inverter

Fig. 8 Efficiency map of PMSM drive system with each inverter topology for HEV.

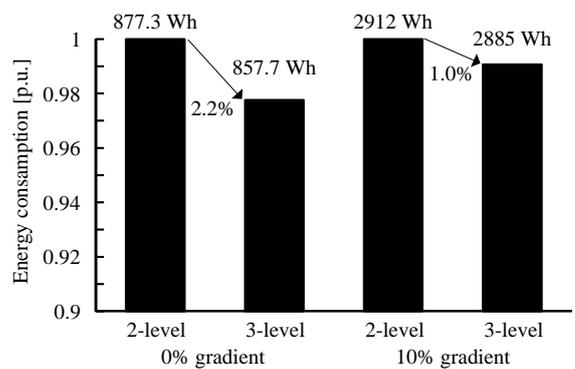
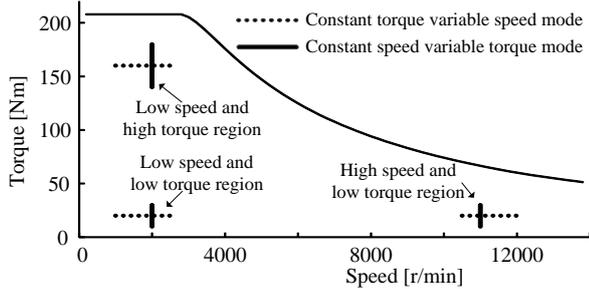


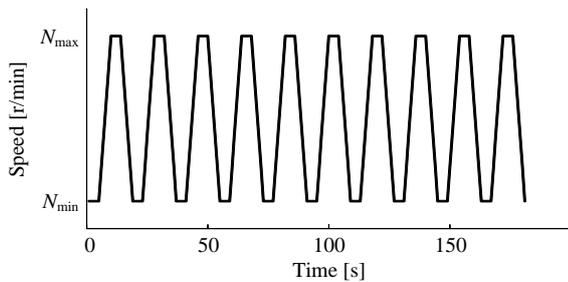
Fig. 9 Energy consumption of PMSM drive system for HEV by JC08 mode.

損失と銅損の影響が大きくなり、3 レベル方式による損失低減効果が小さくなる。

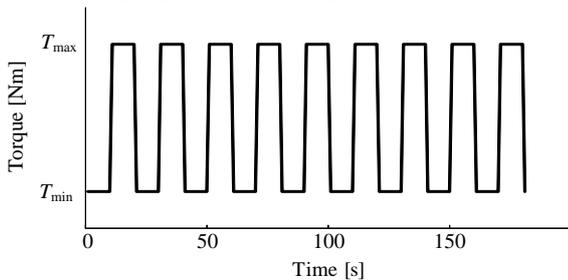
以上の検討により、3 レベル方式が 2 レベル方式に対してより有利となる条件は低速かつ低トルクとなる領域での駆動であり、高速、高トルク出力になるにつれて、2 レベル方式との消費電力量の差が小さくなる。また、自動車の場合、市街地走行モードでは有利となるが、登坂走行モードや高速巡航モードでは 3 レベル方式の利点が小さくなる。



(a) Evaluated operation region



(b) Speed pattern at constant torque variable speed mode



(c) Torque pattern at constant speed variable torque mode

Fig. 10 Evaluation of variable speed mode and variable torque mode.

5. まとめ

本論文では、効率マップを用いた PMSM 駆動システムの消費電力量の計算手法を提案し、計算結果を実機における測定結果と比較したところ、誤差率は 2.93% であることから、提案手法の妥当性を確認した。また、実際の HEV 用 PMSM 駆動システムにおいて、市街地走行モードでは 3 レベル方式の適用による消費電力量低減効果が得られるが、登坂走行および高速巡航モードでは 2 レベル方式との消費電力量の差が小さくなることを明らかにした。

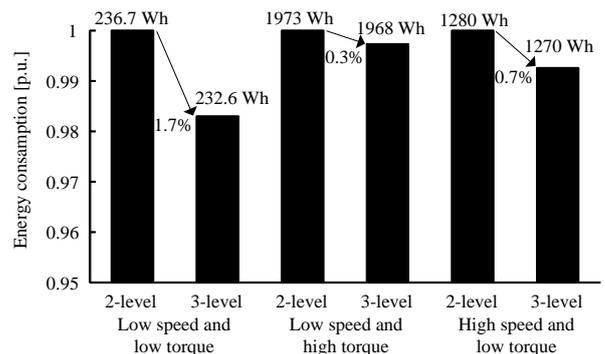
文 献

- (1) 床井博洋・川又昭一・榎本裕治：「圧粉磁心を適用した小型・高効率モータの検討」, 電学論 D, 132, 5, pp.574-580 (2012).
- (2) 堺和人・高橋則雄・霜村英二・新政憲・中沢洋介・田島敏伸：「可変速特性に優れた電気自動車用永久磁石式リラクタン্সモータの開発」, 電学論 D, Vol. 123, No. 6, pp.681-688 (2003).
- (3) H. Nakai, H. Ohtani, E. Satoh, and Y. Inaguma, "Development and Testing of the Torque Control for the Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 3, pp.800-806 (2005).
- (4) 安井和也・中沢洋介・望月資康：「ハイブリッド自動車用 PM モータ

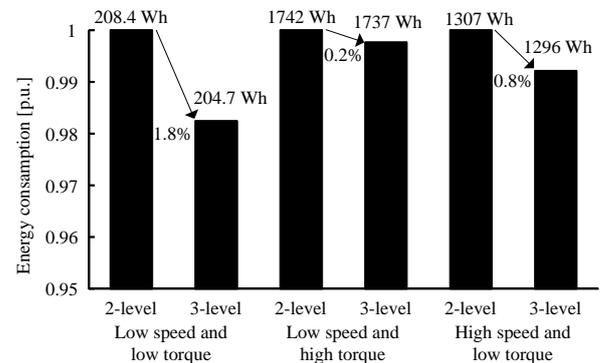
Table 2. Setting value of speed and torque patterns.

(a) Constant torque variable speed mode		
	Speed [r/min]	Torque [Nm]
Low speed and low torque region	1000 ~ 2500	20
Low speed and high torque region	1000 ~ 2500	160
High speed and low torque region	10500 ~ 12000	20

(b) Constant speed variable torque mode		
	Speed [r/min]	Torque [Nm]
Low speed and low torque region	2000	10~30
Low speed and high torque region	2000	140~180
High speed and low torque region	11000	10~30



(a) Constant torque variable speed mode



(b) Constant speed variable torque mode

Fig. 11 Energy consumption of PMSM drive system for HEV in each speed and torque region.

の弱め磁束制御」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, 1-O4-3 (2010).

- (5) 樫原有吾・伊東淳一：「パレートフロントカーブを用いた PV 用マルチレベルトポロジーの効率とパワー密度の性能比較」, 電学論 D, Vol.134, No.2, pp. 209-219 (2013).
- (6) D. Sato and J. Itoh, "Total Loss Comparison of Inverter Circuit Topologies with Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System", ECCE Asia 2013, pp.537-543 (2013).
- (7) 山崎克巳・磯田翼介：「集中巻 IPM モータの鉄損及び磁石渦電流損解析」, 電学論 D, Vol. 128, No. 5, pp.678-684 (2008).
- (8) 廣田幸嗣・小笠原悟司・船渡寛人・三原輝儀・出口欣高・初田匡之：「電気自動車工学」, 森北出版 (2010).
- (9) T. A. Burress, S. L. Campbell, C. L. Coomer, C. W. Ayers, A. A. Wereszczak, J. P. Cunningham, L. D. Marlino, L. E. Seiber, and H. T. Lin, "Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System", ORNL/TM-2010/253, (2010).