



量を低減する手法が提案されている。しかし、インバータを含めたシステム全体の消費電力量および回路方式による消費電力量の変化について議論している論文は著者らの知る限りない。また、システムの消費電力量を計算する手法に関しても体系的にまとめられていない。

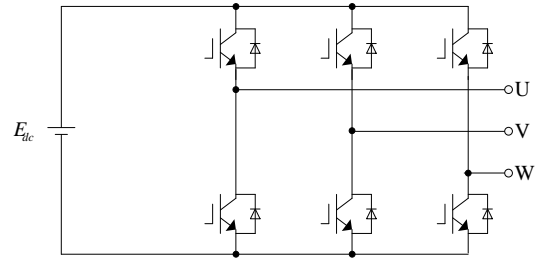
そこで本論文では、EV/HEV の駆動システムを対象とし、速度や負荷を変動させた際の消費電力量をもって、駆動システムの評価を行うことを目的とし、システムの消費電力量を計算により導出する手法を提案する。そして、インバータに 2 レベル方式、3 レベル方式をそれぞれ適用し、消費電力量を比較することで、3 レベル方式が有利になる駆動条件を明らかにする。本手法ではあらかじめ導出したインバータと PMSM の効率マップから作成したシステムの効率に任意の速度や負荷パターンを入力することで簡単に消費電力量を計算することが可能である。これにより、EV/HEV 駆動における 3 レベルインバータの特質を明確化する。

本稿の構成は以下のようになっている。はじめに、EV/HEV の駆動回路を紹介し、インバータの回路構成と特徴について述べる。次に、インバータおよびモータ単体の効率マップからシステムの消費電力量を計算する手法を体系的に示す。そして、計算手法の妥当性を評価するため、EV 用 PMSM のミニモデルを 2 レベルインバータと 3 レベルインバータによりそれぞれ駆動し、実験結果を示す。続いて、ミニモデル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結果と実験結果を比較し、計算手法の妥当性を検証する。そして、実験により計算手法の妥当性が確かめられたので、その提案する計算法を利用し、実際の HEV の駆動システムのパラメータを用いて、3 レベルインバータにした場合の消費電力量の低減効果を検討する。

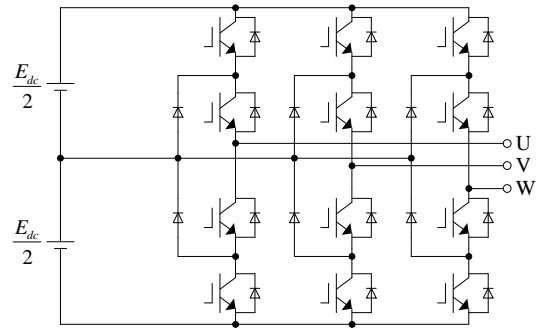
## 2. 回路方式と消費電力量の計算方法

### (2-1) 3 レベルインバータの特徴

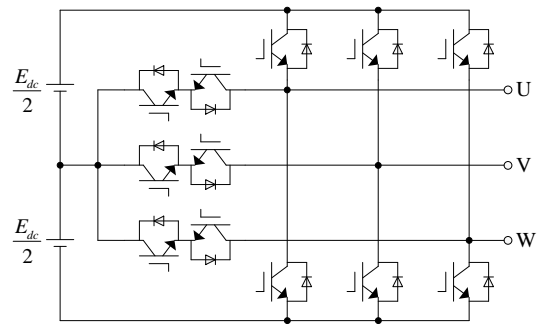
Fig. 1 に 2 レベルインバータと 3 レベルインバータの回路図を示す。3 レベルインバータは出力電圧のレベル数が 2 レベルインバータよりも増加することから、出力電圧に含まれる高調波成分を低減することができる。したがって、PMSM に生じる高調波損失を小さくすることが可能である。また、素子のスイッチング時に変化する電圧が 2 レベル方式の 1/2 になる。したがってユニポーラ変調を用いた場合、スイッチング損失を半減できる。さらに、T タイプは直流中性点に接続する双方向スイッチに逆阻止 IGBT を適用することでダイオードクランプタイプよりも電流の通過素子数を 1/2 にできる。これにより、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。一方で、ダイオードクランプタイプは 1 つの素子にかかる電圧が直流電圧の 1/2 になるため、2 レベル方式および T タイプよりも高耐圧化が可能である。以上の特徴から、3 レベルインバータの適用により、PMSM 駆動システムの高効率化が可能となり、低電圧のアプリケーションには T タイプ、高電圧のアプリケーションにはダイオード



(a) 2-level inverter.



(b) 3-level neutral-point-clamped inverter (Diode clamp type).



(c) 3-level neutral-point-clamped inverter (T-type).

Fig. 1. Circuit diagrams of each inverter.

クランプタイプが適している。なお、本論文では EV や HEV の駆動システムを想定しており、インバータ入力電圧は数百 V 程度であるため、以降 T タイプを適用した場合について述べる。

### (2-2) 消費電力量の計算方法

本節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。提案手法では、前準備としてインバータおよび PMSM の効率マップからシステムの効率マップを作成するか、直接システムの効率を測定し、マップを作成する。また、計算には PMSM の速度と出力トルクのパターンが必要である。

駆動システムの効率  $\eta$  は回転数  $N$  とトルク  $T$  の関数として、(1)式で表される。

$$\eta(N, T) = \frac{(2\pi N / 60)T}{(2\pi N / 60)T + P_{inv}(N, T) + P_{mot}(N, T)} \dots\dots\dots(1)$$

$P_{inv}$  および  $P_{mot}$  はそれぞれインバータの損失と PMSM の損失であり、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(2)式で表される。

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

ただし, 実際に効率  $\eta$  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。

Fig. 2 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。次に, 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, (2)式を離散化し, (3)式に置き換える。

$$W = \sum_{n=0}^{T_o/T_s} \frac{\{2\pi N(n)/60\}T(n)[1 - \eta\{N(n), T(n)\}]}{\eta\{N(n), T(n)\} \times 3600} T_s \dots\dots\dots (3)$$

Fig. 3 に EV/HEV 駆動システムの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り, 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, 消費電力量の計算に用いる際には, PMSM の回転数に換算した上で, 走行パターンを任意のサンプリング時間で離散化し, テーブル化する。

また, 自動車の走行抵抗は空気抵抗  $F_a$  [N], 転がり抵抗  $F_r$  [N], 勾配抵抗  $F_e$  [N], 加速抵抗  $F_c$  [N] によって決まり, それぞれ(4)~(7)式で表される<sup>(10)</sup>。

$$F_a = \frac{1}{2} \rho C_d A V^2 \dots\dots\dots (4)$$

$$F_r = \mu M g \cos \theta \dots\dots\dots (5)$$

$$F_e = M g \sin \theta \dots\dots\dots (6)$$

$$F_c = (M + M_i) a \dots\dots\dots (7)$$

$\rho$  は空気の密度 [kg/m<sup>3</sup>],  $C_d$  は空気抵抗係数,  $A$  は車両前面投影面積 [m<sup>2</sup>],  $V$  は車両走行速度 [m/s],  $\mu$  は転がり抵抗係数,  $M$  は車両質量 [kg],  $g$  は重力加速度 [m/s<sup>2</sup>],  $\theta$  は坂道勾配 [rad],  $M_i$  は駆動機構の回転部分の等価慣性質量 [kg],  $a$  は加速度 [m/s<sup>2</sup>]である。(4)式より, 空気抵抗は車速の 2 乗に比例する。また, (5), (6)式より, 転がり抵抗と勾配抵抗は車両質量に比例し, 車速に依らない。一方で, 加速抵抗は加速度に比例する。車両走行速度  $V$  は速度パターンによ

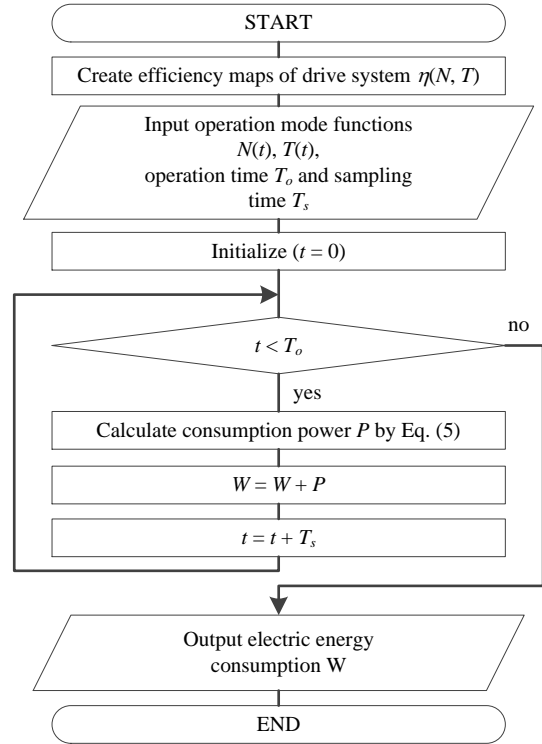


Fig. 2 Flowchart of energy consumption calculation using efficiency map.

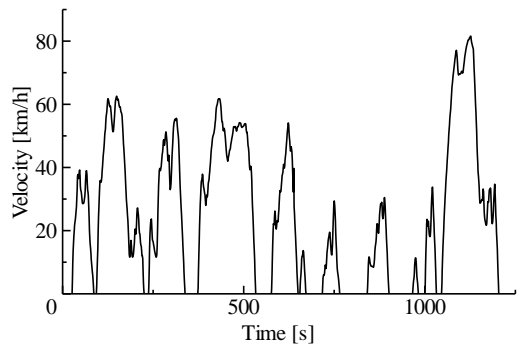


Fig. 3 Speed patten based on JC08 mode.

って与えられているものとする,  $V$  は時間  $t$  の関数となり, 走行抵抗  $F_L$  [N] は(4)~(7)式の和となるため, (8)式となる。

$$F_L(t) = K_2 \{V(t)\}^2 + K_1 \frac{dV(t)}{dt} + K_0 \dots\dots\dots (8)$$

ただし,

$$K_2 = \frac{1}{2} \rho C_d A \dots\dots\dots (9)$$

$$K_1 = M + M_i \dots\dots\dots (10)$$

$$K_0 = M g (\mu \cos \theta + \sin \theta) \dots\dots\dots (11)$$

(8)式の第 1 項は空気抵抗, 第 2 項は加速抵抗, 第 3 項は転がり抵抗と勾配抵抗の和である。

ここで、負荷モータを用いた評価ベンチで走行抵抗を模擬する場合、走行抵抗  $F_L$  は負荷トルク  $T_L$  [Nm] として、車両走行速度  $V$  は PMSM の回転数  $N$  [r/min] に置き換えればよく、それぞれ比例関係にあるため、(12)、(13)式で表される。

$$F_L = \alpha T_L \dots\dots\dots (12)$$

$$V = \beta N \dots\dots\dots (13)$$

$\alpha$ ,  $\beta$  は比例定数である。したがって、負荷トルク  $T_L$  は(8)、(12)、(13)式より(14)式で表される。

$$T_L(t) = \frac{\beta^2}{\alpha} K_2 \{N(t)\}^2 + \frac{\beta}{\alpha} K_1 \frac{dN(t)}{dt} + \frac{1}{\alpha} K_0 \dots\dots\dots (14)$$

さらに、負荷トルクパターンとして(3)式に適用するため、(14)式を離散化すると、(15)式で表される。

$$T_L(n) = \frac{\beta^2}{\alpha} K_2 \{N(n)\}^2 + \frac{\beta}{\alpha} K_1 \frac{N(n) - N(n-1)}{T_s} + \frac{1}{\alpha} K_0 \dots\dots\dots (15)$$

### 3. 消費電力量の測定結果と計算結果の比較

本章では提案する消費電力量計算手法の妥当性を検証するため、実際の駆動システムにより測定した消費電力量と提案手法による消費電力量の計算結果の比較を行う。

#### (3・1) 駆動システムの構成

Fig. 4 に製作した PMSM 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 タイプインバータであり、ユニポーラ変調方式を適用する。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、直流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、直流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している。電源には直流電源(APL-II, Myway)を使用し、180 V 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(WT1800, 精度  $\pm 0.3\%$ , 帯域 5MHz, YOKOGAWA)により測定する。Table 1 に測定対象の PMSM のパラメータを示す。定格出力は 3 kW, 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ために設計してある。なお、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。

Fig. 5 に速度 6000 r/min, 出力トルク 1.0 Nm 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。

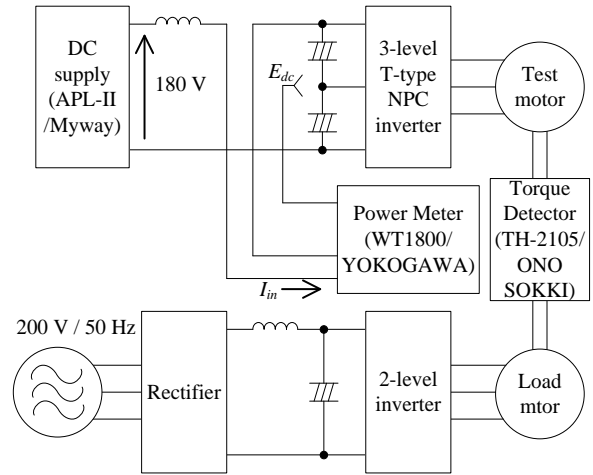
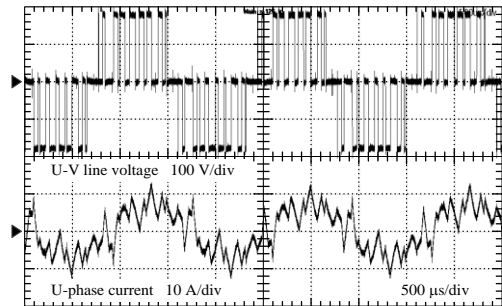


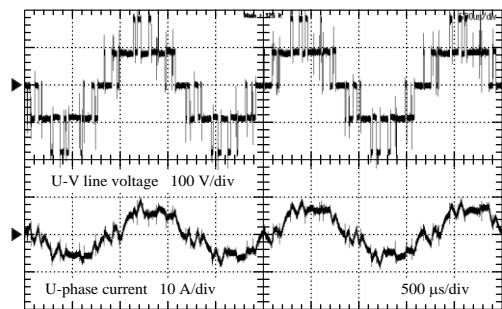
Fig. 4 Configuration of PMSM drive system for energy consumption measurement.

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 $\Omega$
Back-EMF coefficient	0.0182 Vs/rad



(a) 2-level inverter.



(b) 3-level inverter.

Fig.5 Waveform of line voltage and current.

〈3・2〉 消費電力量の測定結果

消費電力量の測定にあたって、速度パターンには JC08 モードを使用する。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、PMSM の回転数に換算する必要がある。今回は車速 160 km/h において回転数 12000 r/min であると想定する<sup>(10)</sup>。負荷トルクパターンは(15)式により求められるが、ミニモデルで使用するモータは実際の EV モータより容量が小さいため、実際の車両パラメータから負荷トルクパターンの係数を決定することができない。したがって、文献(10)に記載されているモータの速度-トルク特性および空気抵抗、転がり抵抗、勾配抵抗をもとに、ミニモデルモータにあわせてスケーリングを行い、各係数を決定する。なお、駆動機構の回転部分の等価慣性質量が不明であること、今回は各インバータ方式により駆動した際の消費電力量を比較することが目的であり、加速抵抗による負荷トルクがインバータ方式の差に与える影響は小さいと判断したことから、加速抵抗分の係数は無視する。以上より、負荷トルク指令の比例定数は市街地走行を想定していることから、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(16)式とする(導出は付録参照のこと)。

$$T_L(n) = 8.544 \times 10^{-9} \times \{N(n)\}^2 + 0.58 \dots\dots\dots (16)$$

Fig. 6 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 4 kHz である。Fig. 6 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 70.8 Wh, 3 レベルインバータにおいては 68.2 Wh 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。ただし、3 レベル方式では双方向スイッチを逆直列に接続した IGBT で構成しているため、1 相あたりの通過素子数は 3 つとなり、2 レベル方式よりも導通損失は増加している。実際の電気自動車の駆動システムで、逆阻止 IGBT を使用すれば、この差はさらに広がると考えられる。

〈3・3〉 消費電力量の計算結果

2 章にて提案した消費電力量の計算方法の妥当性を検証するため、本手法による計算結果と前節において測定した消費電力量との比較を行う。なお、計算の前準備として駆動システムの効率マップを作成する必要がある。今回は Fig. 4 に示す駆動システムの効率を測定し、効率マップを作成する。

Fig. 7 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。今回測定した範囲における最大効率は 2 レベル方式を適用した場合で 83.7%(5400 r/min, 1.09

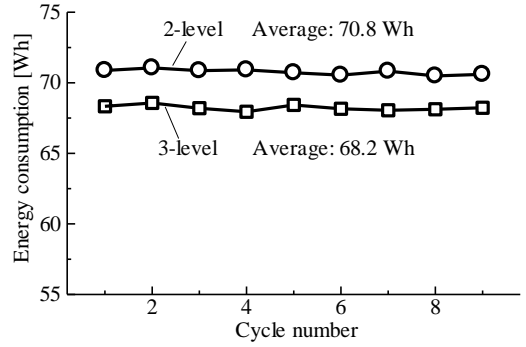
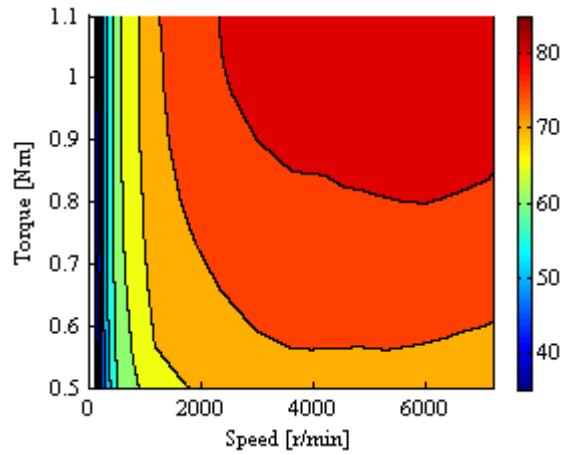
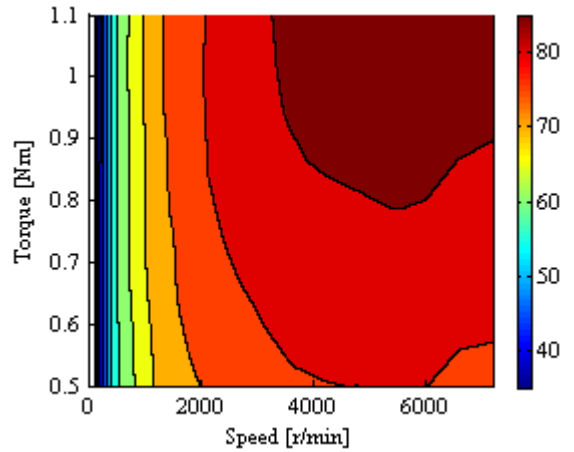


Fig. 6 Energy consumption of the PMSM drive system by each inverter topology.



(a) With 2-level inverter.



(b) With 3-level inverter.

Fig. 7 Efficiency map of PMSM drive system.

Nm), 3 レベル方式を適用した場合で 87.5%(5400 r/min, 1.08 Nm)である。

Table 2 に Fig. 2 のフローチャートに基づき計算したシステムの消費電力量を示す。2 レベル方式, 3 レベル方式のどちらを適用したシステムにおいても、3.2 節で示した実測値と比較して、誤差率は 5% 未満であることから、提案する計算手法の妥当性が確認できる。

Table 2 Calculation result of energy consumption of the PMSM drive system by each inverter topology.

Inverter topology	Calc.	Meas.	Error ratio
2-level	68.4 Wh	70.8 Wh	3.39%
3-level	65.2 Wh	68.2 Wh	4.40%

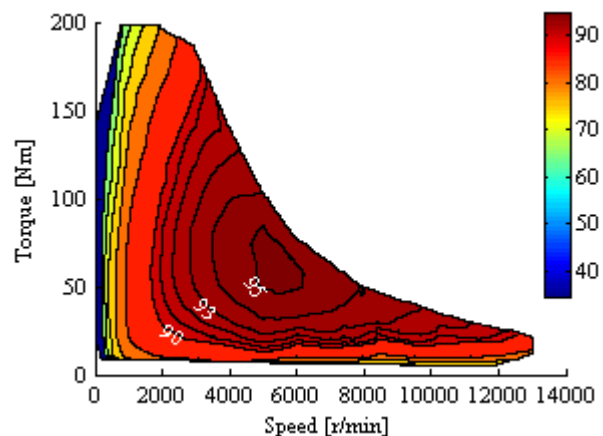
#### 4. HEV 用駆動システムにおける 2 レベルと 3 レベルインバータの消費電力量の比較

本章では実際の HEV 駆動システムについて消費電力量を考察する。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, より効果的に消費電力量を低減できる駆動条件を検証する。実際の HEV の詳細な仕様は公表されていないため, 文献などを使って推測していく。

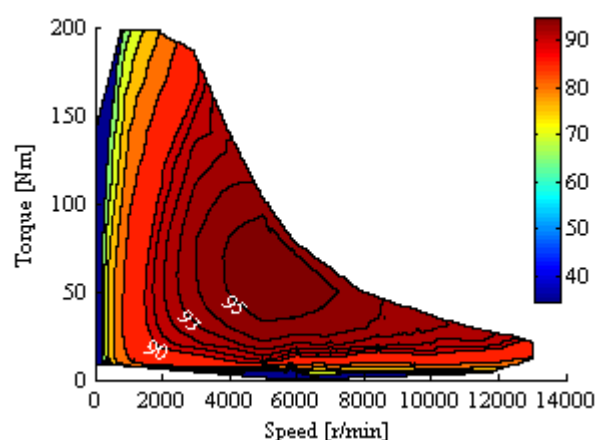
文献(11)より, インバータの直流電圧は 650 V, 最大電流は 141 A と仮定する。直流電圧と最大電流より, スイッチング素子には 2 レベル方式, 3 レベル方式ともに IGBT(6MBI300V-120-50, 1200 V, 300 A, 富士電機)を使用し, 3 レベル方式においては直流中性点に接続する双方向スイッチに IGBT(6MBI300V-120-50)を逆直列に接続したものを使用する。また, キャリア周波数はどちらの方式も 5 kHz とする。以上の条件より, インバータの効率マップは回路シミュレータ(PLECS)を用いて導出する。なお, 回路シミュレータによる損失と実機での測定結果は速度, トルクに対する効率の傾向が一致していることを確認している<sup>(12)</sup>。

また, PMSM の効率マップには文献(12)に記載されている 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から引用する。なお, 本章では比較のため 3 レベル方式による駆動時の効率マップも必要となる。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リングを行い, 3 レベル方式により駆動した際の効率マップを求める。

PMSM の銅損は基本波成分が支配的であるため, インバータ方式によらず同じ値とみなすことができる<sup>(6,7)</sup>。また, 電磁鋼板は永久磁石と比べて渦電流が流れにくい構造であるため, インバータ方式の違いによる高調波の差異により電磁鋼板に生じる高調波損失の違いは非常に小さい。したがって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が支配的といえる。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く, 高調波成分が支配的である。また, 2 レベル方式と 3 レベル方式では, 変調率に対する高調波含有率の特性が異なるが, 磁石渦電流損は分布巻タイプの場合, 電流振幅, 電流位相による損失変化も小さい<sup>(7)</sup>。したがって, 変調率に対する依存性は小さい。以上から, 渦電流損は回転数, 負荷トルクに依らず一定量の損失が低減できると考えることができる。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



(a) With 2-level inverter.



(b) With 3-level inverter.

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

ろ, 回転数および負荷トルクが異なる条件において, 2 レベル方式では平均 299 W (標準偏差 63.3 W) の損失に対し, 3 レベル方式では 144 W (標準偏差 37.8 W) と 52%減少することを確認している<sup>(6)</sup>。そこで, ここでは, 2 レベル方式により駆動したときの電動機損失から 155 W 減らした分を 3 レベル方式により駆動した場合の電動機損失として, 効率マップを導出する。

Fig. 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。なお, 今回は対象車両の諸元が不明なため, 文献(10)に記載されているモータの速度-トルク特性および走行抵抗をもとにスケーリングを行い, 負荷トルクを決定する。勾配 0% の場合は最大速度においてトルクを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(17), (18)

式で表す。

$$T_0(n) = 1.389 \times 10^{-7} \times \{N(n)\}^2 + 10 \dots\dots\dots (17)$$

$$T_{10}(n) = 1.389 \times 10^{-7} \times \{N(n)\}^2 + 40 \dots\dots\dots (18)$$

Fig. 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。ここで、1 p.u. はそれぞれの条件において、システムを 2 レベル方式で駆動した場合の消費電力量としている。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 PMSM 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、PMSM 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。

Fig. 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、Table 3 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。

Fig. 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。ここで、1 p.u. はそれぞれの条件において、システムを 2 レベル方式で駆動した場合の消費電力量としている。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、低速高トルク領域と同様に導通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率が小さくなる。ただし、消費電力量の低減効果を物理量(Wh)で見ると、低速高トルク領域および高速定トルク領域ともに低速低トルク領域よりも上回っている。したがって、3 レベル方式は重負荷においても消費電力量の低減量が小さくなるわけではない。

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、消費電力量の低減率が大きい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

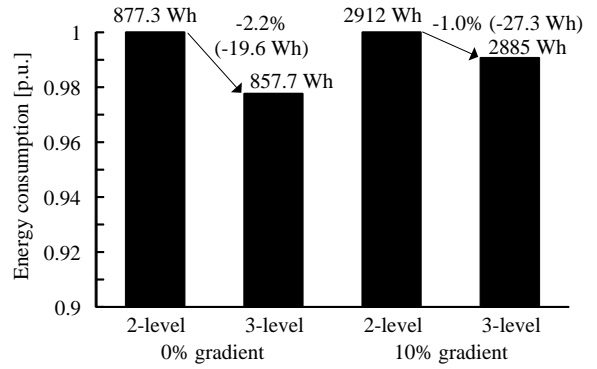
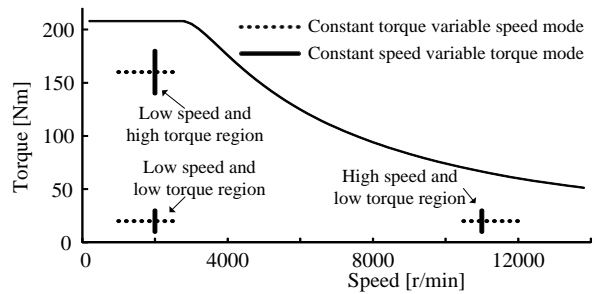
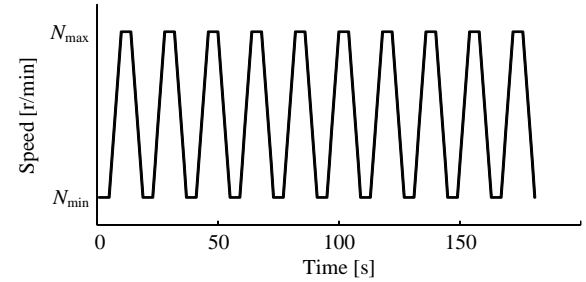


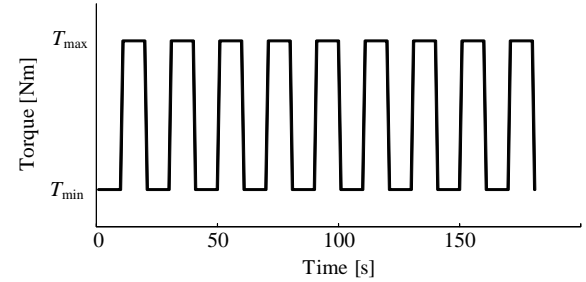
Fig. 9 Energy consumption of PMSM drive system for HEV by JC08 mode.



(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.

て、2 レベル方式に対する消費電力量の低減率が小さくなる。また、これを自動車の走行に当てはめた場合、市街地走行モードでは 3 レベル方式による消費電力量の低減率が大きいですが、登坂走行モードや高速巡航モードでは 3 レベル方式による低減率が小さくなる。したがって、3 レベル方式は街乗りを中心とした小型の電気自動車のシステムに対して有効と考えられる。

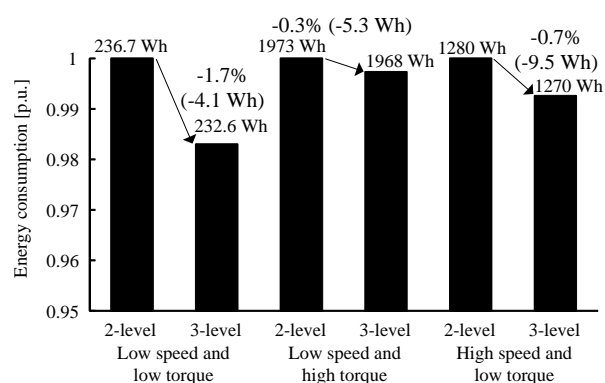


Table 3 Setting value of speed and torque patterns.

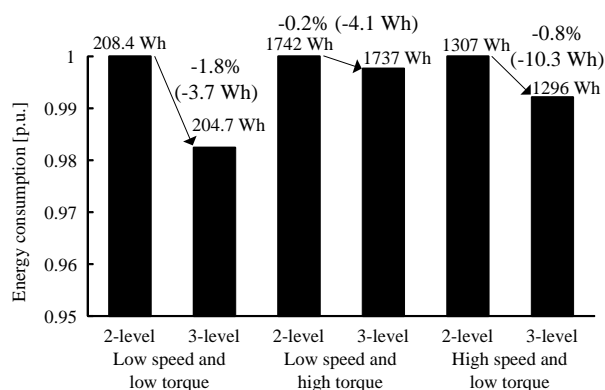
(a) Constant torque variable speed mode.		
	Speed [r/min]	Torque [Nm]
Low speed and low torque region	1000 ~ 2500	20
Low speed and high torque region	1000 ~ 2500	160
High speed and low torque region	10500 ~ 12000	20

(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.

## 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り、3 レベル方式は街乗りを中心とした小型の電気自動車のシステムに対して有効と考えられる。

## 文 献

- (1) H. Tokoi, S. Kawamata, and Y. Enomoto: "Study of High-Efficiency Motors Using Soft Magnetic Cores", IEEJ Trans. IA, Vol.132, No.5, pp.574-580 (2012) (in Japanese)  
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, Vol.132, No.5, pp.574-580 (2012)
- (2) K. Sakai, N. Takahashi, E. Shimomura, M. Arata, Y. Nakazawa, and T. Tajima, "Development of Permanent Magnet Reluctance Motor Suitable for Variable-Speed Drive for Electric Vehicle", IEEJ Trans. IA, Vol.123, No.6, pp.681-688 (2003) (in Japanese)  
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スモータの開発」, 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) K. Yasui, Y. Nakazawa, and M. Mochizuki, "A Field Weakening Control for PMSM of Hybrid Electric Vehicle", JIASC2010, 1-04-3 (2010) (in Japanese)  
安井和也, 中沢洋介, 望月資康: 「ハイブリッド自動車用 PM モータの弱め磁束制御」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, 1-04-3 (2010)
- (5) Y. Kashihara and J. Itoh, "Performance Comparison of the Efficiency and Power Density among Multilevel Converter Topologies for a PV Inverter by the Pareto-Front Curve", IEEJ Trans. IA, Vol.134, No.2, pp. 209-219 (2013) (in Japanese)  
榎原有吾, 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) K. Yamazaki and Y. Isoda, "Iron Loss and Magnet Eddy Current Loss Analysis of IPM Motors with Concentrated Windings", IEEJ Trans. IA, Vol. 128, No. 5, pp.678-684 (2008) (in Japanese)  
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) Q. K. Nguyen, M. Petrich, and J. Roth-Stielow, "Implementation of the MTPA and MTPV control with online parameter identification for a high speed IPMSM used as traction drive", The 2014 International Power Electronics Conference, 19P4-2, pp.318-323 (2014)
- (9) M. Azuma, M. Hazeyama, M. Morita, Y. Kuroda, A. Daikoku, and M. Inoue, "Optimal Field Excitation Control of a Claw Pole Motor for Hybrid Electric Vehicle" The 2014 International Power Electronics Conference, 20I3-4, pp.1892-1897 (2014)
- (10) 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)
- (11) K. Kiyota and A. Chiba, "Design and Analysis of a 60kW Switched Reluctance Motor for Hybrid Electric Vehicles", JIASC2011, 3-87 (2011) (in Japanese)  
清田恭平, 千葉明: 「HEV 用 60kWSRM の設計と解析」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 3-87 (2011)
- (12) T. A. Burress, S. L. Campbell, C. L. Coomer, C. W. Ayers, A. A. Wereszczak, J. P. Cunningham, L. D. Marilino, L. E. Seiber, and H. T. Lin, "Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System", ORNL/TM-2010/253, (2010)

## 付 録

### 1. ミニモデルにおける負荷トルク指令の導出

app. Table 1 に文献(10)に記載されている EV と駆動用モータ (以下、フルモデルと呼ぶ) のパラメータを示す。これらの値と(9), (10)~(12)式より、フルモデルにおける負荷トルク係数は(付 1)~(付 4)式となる。



app. Table 1 Parameters of vehicle and IPMSM on Ref. (10).

Vehicle weight $M$	1000 kg
$C_dA$	0.60 m <sup>2</sup>
Coefficient of rolling friction $\mu$	0.010
Gradient $\theta$	0.0506 rad.
Maximum driving force $F_{max}$	4000 N
Maximum vehicle speed $V_{max}$	37.8 m/s
Maximum torque $T_{max}$	120 Nm
Maximum motor speed $N_{max}$	12000 r/min

$$K_{2\_full} = 0.360 \dots\dots\dots (付 1)$$

$$K_{0\_full} = 508 \dots\dots\dots (付 2)$$

$$\alpha_{full} = 33.3 \dots\dots\dots (付 3)$$

$$\beta_{full} = 3.15 \times 10^{-3} \dots\dots\dots (付 4)$$

ミニモデルの負荷トルク指令に換算するには、電動機に関する係数 $\alpha_{mini}$ および $\beta_{mini}$ を計算すれば良く、Table 1 に示したミニモデルの電動機パラメータより、(付 5)、(付 6)式となる。

$$\alpha_{mini} = 875 \dots\dots\dots (付 5)$$

$$\beta_{mini} = 4.56 \times 10^{-3} \dots\dots\dots (付 6)$$

以上より、ミニモデルにおける負荷トルク係数は(付 7)、(付 8)式となる。

$$\frac{\beta_{mini}^2}{\alpha_{mini}} K_{2\_full} = 8.544 \times 10^{-9} \dots\dots\dots (付 7)$$

$$\frac{1}{\alpha_{mini}} K_{0\_full} = 0.58 \dots\dots\dots (付 8)$$

佐藤大介

(学生員) 1989年6月27日生まれ。2014



年3月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、同大学大学院工学研究科博士後期課程に進学。現在に至る。主に電力変換回路、永久磁石同期電動機に関する研究に従事。

伊東淳一

(正員) 1972年1月6日生まれ。1996年3月、



長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機(株)入社。2004年4月、長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010年Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo)、第58回電気科学技術奨励賞、2012年インテリジェントコスモス奨励賞、受賞。IEEE Senior member、自動車技術会会員。