

電気自動車向けデュアルインバータシステムの制御手法*

Control Method of a Dual Inverter System for BEV

風岡 諒哉
Ryoya KAZAOKA

木村 友則
Tomonori KIMURA

山田 隆弘
Takahiro YAMADA

野口 季彦
Toshihiko NOGUCHI

A control method for BEV of a dual inverter system with one battery is proposed. The conventional dual inverter system consists of an open-end winding motor and two inverters, and each inverter has an independent battery. In case of battery failure, it can be operated like a multi-level inverter by controlling the voltage of the smoothing capacitor on the failure side to half of the battery voltage, and improvement in system efficiency can be expected. However, it is difficult to maintain the capacitor voltage at half of the battery voltage in a wide operating region of the BEV. Therefore, a control method that switches between single inverter operation and dual inverter operation according to the operating conditions, and can respond to changes in the capacitor voltage during operation switching was developed. It was demonstrated by hardware in-loop simulation and with an experimental vehicle.

Key words :

Dual Inverter, Open-End Winding Motor, Vector Control, Battery Electric Vehicle

1. はじめに

地球温暖化に対する危機感の高まりから、パリ協定の目標達成に向けて自動車の電動化が加速している。2020年のG20サミットにおいて、日本は2050年までに温室効果ガス排出量ゼロを目指し、さらに2035年までに新車販売を電動車のみにすると表明した。これにはハイブリッド電気自動車（Hybrid Electric Vehicle：以下ではHEVと略す）も含まれているが、EU理事会（閣僚理事会）で2022年6月29日に合意された内容では、EU域内での乗用車及び小型商用車（バン）の新車からの二酸化炭素排出量を2035年までに100%削減する方向性が示されており、今後は電気自動車（Battery Electric Vehicle：以下ではBEVと略す）

の重要性が高まることが予想される。BEVの主な欠点は、走行距離が短いこと、価格が高いこと、充電時間が長いことである。バッテリーを多く積めば走行距離は伸びるが、コストが高くなり充電時間が長くなってしまふ。従って、BEVはシステム効率を改善して走行距離を延長し、コストを低減することが重要である。

デュアルインバータを用いたモータ駆動システムは効率を向上させる方法の一つである¹⁾²⁾。Fig. 1に本システムの構成を示す。2つの独立したインバータ（Inverter 1, Inverter 2）がオープン巻線モータに接続される。モータ巻線には2つのバッテリーの直列接続に相当する電圧を印加することができるので、それによって電流を低減することができる。また、マルチレベル駆動により、インバータ効率やモータ効率を向上さ

*一般社団法人電気学会の了承を得て、IPEC2022, Power Electronics and Motor Drives for Automobiles (OS), 16B1-3(20220.5)を和訳、一部加筆して転載

せることができる³⁾⁻⁵⁾。このシステムのもう1つの利点は、フェールセーフ性能が高いことである。例えば、インバータの1つが故障した場合、故障したインバータ側のモータ巻線端子を短絡して故障していないインバータを用いてモータを駆動することができる。また、バッテリーが故障した場合の動作についても研究されている⁶⁾⁻⁹⁾。故障したバッテリーを分離し、故障側の平滑コンデンサの電圧を元のバッテリー電圧の1/2に制御してマルチレベル駆動を行い、故障後の動作の効率を向上させる。故障直後の平滑コンデンサ電圧はバッテリー電圧に等しいので、バッテリー電圧の半分まで放電しながらモータを駆動する方法も検討されている。しかし、実際にBEVで使用した場合、コンデンサ電圧が故障直後以外でもバッテリー電圧の1/2からずれる場合が多い。例えば、BEVを起動する前には、コンデンサ電圧は0である。また、加速時などに大電流を必要とする場合には、コンデンサの充放電電流も増加し、コンデンサの電圧リップルが大きくなるため、コンデンサ電圧の変動を加味したモータ制御が必要となる。そこで本論文では、バッテリーとコンデンサを電源とするデュアルインバータにおいて、逐次変化するコンデンサ電圧に対応した可変電圧ベクトルによる空間ベクトル変調(Space Vector Modulation:以下SVMと略す)により、コンデンサ電圧がバッテリー電圧の1/2から大きくずれる状態を含むモータ制御を可能にする制御手法を提案する。

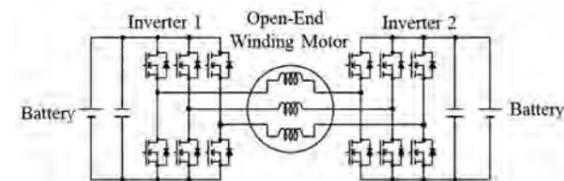


Fig. 1 Topology of the Dual Inverter System

2. 提案するデュアルインバータシステムの構成

Fig. 2 にバッテリーとコンデンサを電源とするデュアルインバータモータ駆動システムを示す。Inverter 1の電源はバッテリーであり、Inverter 2の電源はバッテリー故障前に Inverter 2の平滑コンデンサとして使用さ

れていたコンデンサであり、Inverter 1の平滑コンデンサと同じ仕様である。Inverter 1のスイッチング状態はベクトル $(u1 \ v1 \ w1)$ で表され、Inverter 2のスイッチング状態はベクトル $(u2 \ v2 \ w2)'$ で表される。 $u1, v1, w1, u2, v2, w2$ は、ハイ側がオンの場合は1、ロー側がオンの場合は0である。

Fig. 3 に、各インバータの出力電圧レンジと出力電圧ベクトルとの関係を示す。Inverter 1及びInverter 2の出力電圧範囲はそれぞれ実線と点線の六角形で表現している。六角形の中心から頂点までの長さは、Inverter 1のバッテリー電圧とInverter 2のコンデンサ電圧に対応する。Inverter 1,2はモータと逆方向に接続されているので、ベクトルの向きも逆になる。

Fig. 4 は、Inverter 2のコンデンサ電圧がInverter 1の電源電圧の1/2の場合と1/2未満である場合の、Inverter 1とInverter 2とを組み合わせた電圧出力範囲と、コンデンサの充放電ベクトルとを示している。但しこの場合のモータ電流は、Inverter 1からInverter 2の方向を正として、U相のみ正で、他相は負とする。Inverter 2の出力電圧はInverter 1の出力電圧に加算されるので、Inverter 2の電圧出力範囲である六角形の中心はInverter 1の六角形の頂点及び中心と一致する。六角形の各頂点のマークは、各ベクトルでInverter 2

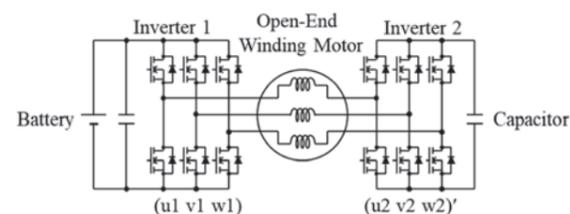


Fig. 2 Topology of the Dual Inverter Motor Drive System with one battery

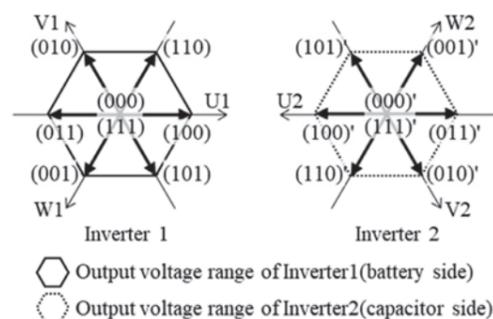


Fig. 3 Relationship between output voltage range and output voltage vectors

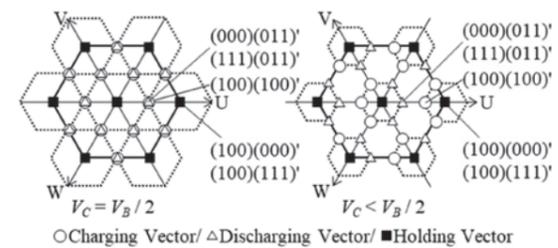


Fig. 4 Output Voltage region and Charging/Discharging/Holding Vectors of the Dual Inverter System with one battery in the case of $I_u > 0, I_v < 0, I_w < 0$

のコンデンサの充電動作または放電動作、充電も放電もしない保持動作を表す。白い円は充電ベクトル、白い三角形は放電ベクトル、黒い四角は保持ベクトルである。ベクトルが充電動作であるか、放電動作であるか、あるいは保持動作であるかは、2つのインバータのスイッチング状態及びモータに流れる3相の電流方向に依存する。

Fig. 4 左側の図に示すように、コンデンサ電圧 V_C がバッテリー電圧 V_B の1/2である場合、充電ベクトル $(100) (100)'$ と放電ベクトル $(000) (011)'$ は同じ位置にあり、これらのベクトルはモータ駆動時に同じ電圧を印加する。このように、Inverter 1の出力範囲には、充電ベクトルと同じ電圧出力を有する放電ベクトルが常に存在するため、コンデンサの充放電の切り替えは、これらのベクトルを切り替えるだけでよく、デューティを変更する必要はない。充電ベクトル $(100) (100)'$ における電流経路を Fig.5 (a)に、放電ベクトル

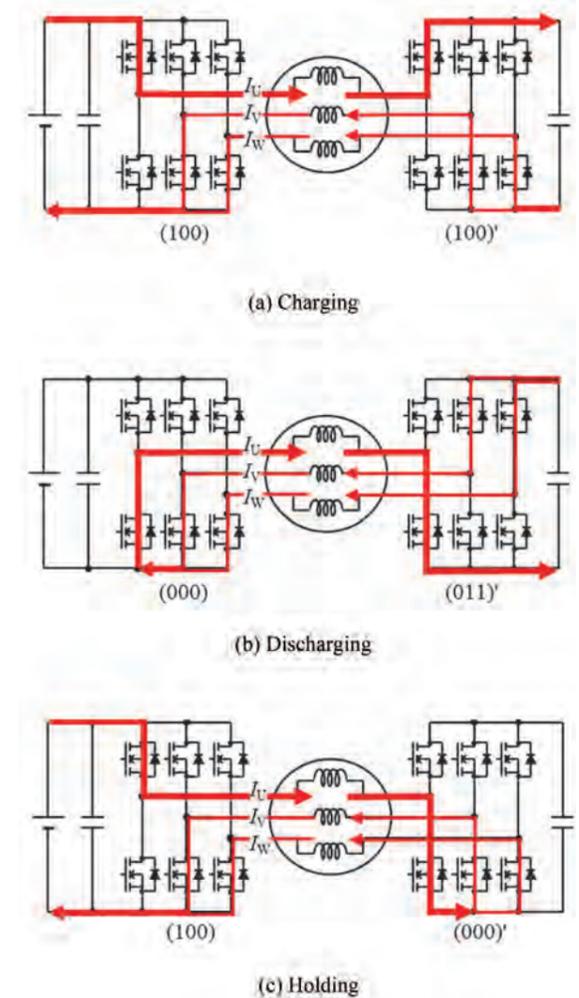


Fig. 5 Current flow of Charging, Discharging and Holding state

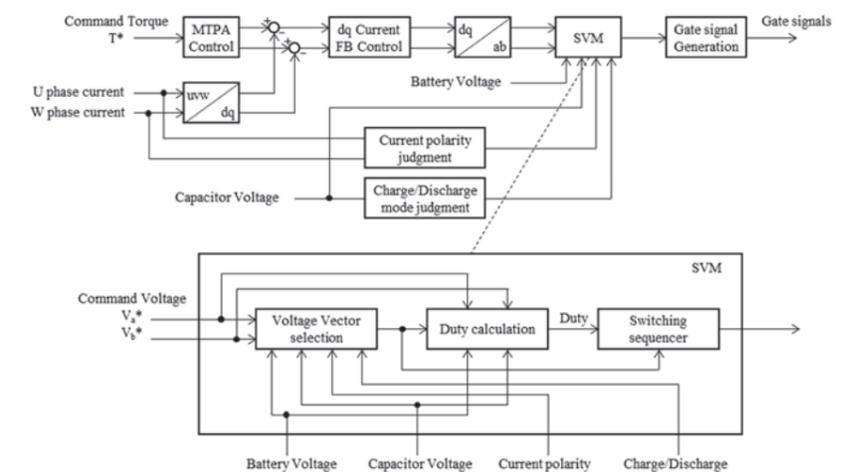


Fig. 6 Control block diagram of the Dual Inverter with one battery

(000) (011)'における電流経路を Fig.5 (b) に示す。(参考までに保持ベクトル (100) (000)'における電流経路を Fig.5 (c) に示す。) 一方, Fig. 4 右側の図に示すように, コンデンサ電圧 V_C がバッテリー電圧 V_B の 1/2 からずれると, 充電ベクトル (100) (100)' と放電ベクトル (000) (011)' とが互いにずれる。従って, コンデンサの充放電の切り替えは, これらのベクトル切り替えるだけでなく, デューティも変更する必要がある。

Fig. 6 に本制御システムの構成を示す。一般的なモータ制御に対して, モータ電流の極性判定とコンデンサの充放電を判定するアルゴリズムが追加されている。さらに, これらの判定結果に基づいて SVM で使用する電圧ベクトルとデューティを決定し, インバータのゲート信号を生成する。

3. 電圧ベクトル及びデューティの決定方法

3.1 SVM 用ベクトル選択方法

SVM で使用する電圧ベクトルを決定するためには, まず, どのベクトルが充電ベクトルであり, どのベクトルが放電ベクトルであるかを決定する必要がある。これは, モータ電流の絶対値が最も大きい相と電流の極性によって決定することができる。Fig. 7 は電流ベクトルが位置する領域と電流の極性との関係を示し, Fig. 8 は各領域の充電ベクトル, 放電ベクトル, 保持ベクトルを示す。充電ベクトルと放電ベクトルの区別を容易にするために, コンデンサ電圧がバッテリー電圧の 1/2 未満の場合を示す。例えば電流ベクトルが A 領域の場合では, U 相電流が正で他の相は負であるので, U 相電流の絶対値が最大である。そのため, Inverter 2 の U 相のハイ側のスイッチがオンのときにコンデンサが充電され, Inverter 2 の U 相のロー側のスイッチがオンのときにコンデンサが放電される。従って, 充電ベクトルの位置は保持ベクトルの左側であり, 放電ベクトルの位置は保持ベクトルの右側である。他の電流ベクトルの領域の場合の充放電ベクトルも同様に決定することができる。

次に, 電圧指令ベクトルの位置を 2 段階で指定する。ここでは, Fig. 7 において, 電流ベクトルの領域が A の場合について説明する。最初のステップでは, Fig. 8

(a) の出力電圧範囲を, 60 度毎に 6 つの領域に分割し, 電圧指令ベクトルがどの領域に属するかを判定する。Fig. 9 に 6 つの電圧領域の定義を示す。U 相軸正方向を基準にして, 各電圧領域を反時計回りに $\alpha, \beta, \gamma, \bar{\alpha}, \bar{\beta}$ 及び $\bar{\gamma}$ と定義する。6 つの電圧領域の配置は電流ベクトルによって異なる。電流ベクトルの領域が B の場合は, W 相軸負方向から各電圧領域を反時計回りに $\alpha, \beta, \gamma, \bar{\alpha}, \bar{\beta}$ 及び $\bar{\gamma}$ と定義する。電流ベクトルの領域が C から F の場合は基準となる軸をそれぞれ, V 相軸正方向, U 相軸負方向, W 相軸正方向, V 相軸負方向として, 同様に電圧領域を定義する。

電圧指令ベクトルが $\alpha, \beta, \gamma, \bar{\alpha}, \bar{\beta}$ 及び $\bar{\gamma}$ のどの領域に属するかを判定した後, 次のステップでさらに詳細な領域判定を行う。電圧指令ベクトルの位置が α の場合について説明する。Fig. 10 に α 領域の電圧ベクトルによってさらに分割される領域 #1 から #4 を示す。(a) は充電モード, (b) は放電モードである。充電モードでは, 充電ベクトルと保持ベクトルが接続され, 放電モードでは, 放電ベクトルと保持ベクトルが接続されて領域が分割される。 e_a 及び e_b は UVW の方向を示す単位ベクトルであり, 領域 α の場合, e_a は U 相軸正方向であり, e_b は W 相軸負方向である。電圧指令ベクトルの e_a 成分を V_a , e_b 成分を V_b とする。電圧指令ベクトルは Inverter 1 の出力範囲を超えてはならないので, V_a と V_b の和はバッテリー電圧以下である。充電モードで電圧指令ベクトルが #1 に入る条件は, Inverter 1 のバッテリー電圧 V_E , Inverter 2 のコンデンサ電圧 V_C とすると, 次式で表される。

$$V_a + V_b \leq V_E - V_C \quad (1)$$

この条件を満たさない場合には, 次式により電圧指令ベクトルが #2 を満たすか否かを判定する。

$$V_a \geq V_E - V_C \quad (2)$$

この条件から外れた場合には, 次式により電圧指令ベクトルが #3 に入るか否かを判定する。

$$(V_E - 2V_C)V_a + (V_E - V_C)V_b \geq (V_E - V_C)^2 \quad (3)$$

この条件を満たさない場合, 電圧指令ベクトルの入る領域は #4 となる。放電モードの場合, #1 から始まる判定式は, 次の 3 つの式である。

$$V_a + V_b \leq V_C \quad (4)$$

$$V_a \geq V_C \quad (5)$$

$$(2V_C - V_E)V_a + V_C V_b \geq V_C^2 \quad (6)$$

このように, 充電モードと放電モードとは判定条件が異なるが, これも α から $\bar{\gamma}$ までのパターンで異なる。

Table 1 に判定式を示す。

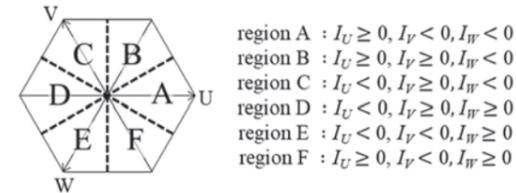


Fig. 7 Relationship between Current Vector regions and Current polarity

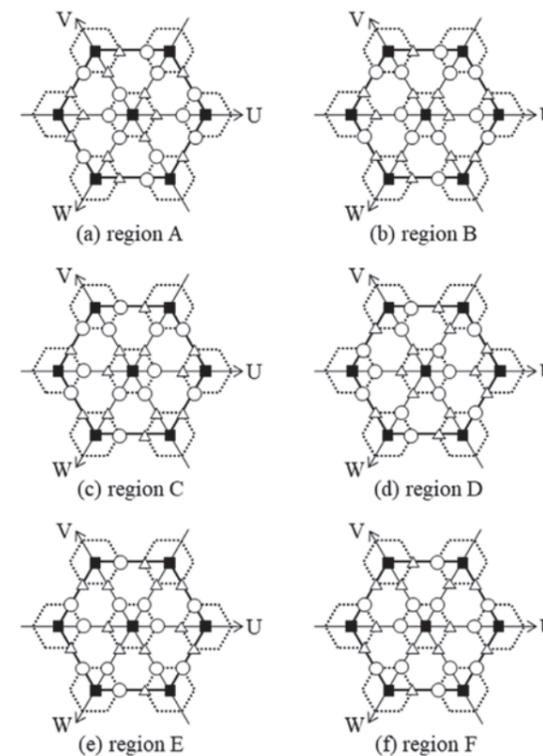


Fig. 8 Charging, Discharging and Holding Vectors of each current vector region

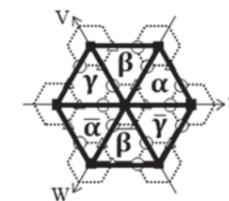


Fig. 9 Region division in Voltage Command Vector Direction in case of Current Vector region A

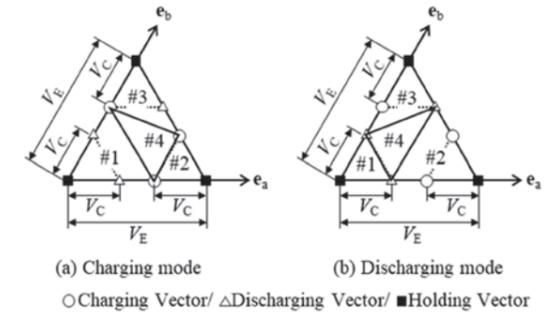


Fig. 10 Voltage command region α

Table 1 Judgment Expressions

3.2 デューティ計算方法

Fig. 11 に Fig. 10 と同じ電圧指令ベクトルが入る領域が α 、かつ電流ベクトルの領域が A の場合のベクトル図を示す。上述したように、コンデンサを充電する必要がある場合、SVM は、充電ベクトルと保持ベクトルとによって行われる。充電モード及び放電モードの両方において、Fig. 10 の領域 #2 に電圧指令ベクトルが入る場合について説明する。

充電モードでは、保持ベクトル (100) (111)' 及び充電ベクトル (100) (100)', (100) (101)' が使用される。保持ベクトル (100) (111)' のデューティを m 、充電ベクトル (100) (100)' のデューティを l 、充電ベクトル (100) (101)' のデューティを n とすると、それぞれのデューティは、次式 (7) (8) (9) で表される。

$$l = 1 - m - n \quad (7)$$

$$m = \frac{V_a - (V_E - V_C)}{V_C} \quad (8)$$

$$n = \frac{V_b}{V_C} \quad (9)$$

一方、放電モードの場合には、保持ベクトル (100) (000)' と放電ベクトル (111) (011)' 及び (110) (010)' が用いられる。このとき、保持ベクトル (100) (000)' のデューティを m 、放電ベクトル (111) (011)' のデューティを l 、放電ベクトル (110) (010)' のデューティを n とすると、それぞれのデューティは、次式 (10) (11) (12) で表される。

$$l = 1 - m - n \quad (10)$$

$$m = \frac{V_a - V_C}{V_E - V_C} \quad (11)$$

$$n = \frac{V_b}{V_E - V_C} \quad (12)$$

以上により、充電及び放電モードに応じて SVM の電圧ベクトルとデューティを一意に定めることができ、コンデンサ充放電とモータ駆動制御の両立が実現できる。Table 2 は、電流領域を A、電圧指令ベクトルの領域を α とした場合のベクトルセット選択式とデューティ式を

まとめたものである。

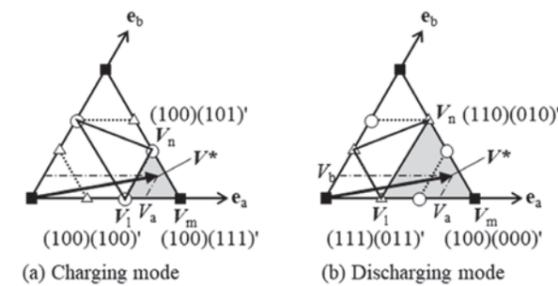


Fig. 11 Selection of the Vectors for SVM

Table 2 Charging/Discharging Vector set and Duty

	<p>Charging mode $V_1 = (000)(000)', V_m = (100)(100)', V_n = (110)(110)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_a}{V_E - V_C}$ $n = \frac{V_b}{V_E - V_C}$</p>
	<p>Discharging mode $V_1 = (111)(111)', V_m = (111)(011)', V_n = (111)(001)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_a}{V_C}$ $n = \frac{V_b}{V_C}$</p>
	<p>Charging mode $V_1 = (100)(100)', V_m = (100)(111)', V_n = (100)(101)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_a - (V_E - V_C)}{V_C}$ $n = \frac{V_b}{V_C}$</p>
	<p>Discharging mode $V_1 = (111)(011)', V_m = (100)(000)', V_n = (110)(010)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_a - V_C}{V_E - V_C}$ $n = \frac{V_b}{V_E - V_C}$</p>
	<p>Charging mode $V_1 = (110)(110)', V_m = (100)(101)', V_n = (110)(111)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_a}{V_E - V_C}$ $n = \frac{(V_E - 2V_C)V_a + (V_E - V_C)V_b - (V_E - V_C)^2}{V_C(V_E - V_C)}$</p>
	<p>Discharging mode $V_1 = (111)(001)', V_m = (110)(010)', V_n = (110)(000)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_a}{V_C}$ $n = \frac{-(V_E - 2V_C)V_a + V_C V_b - V_C^2}{V_C(V_E - V_C)}$</p>
	<p>Charging mode $V_1 = (100)(101)', V_m = (110)(110)', V_n = (100)(100)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_E - V_C - V_a}{V_E - V_C}$ $n = \frac{-(V_E - 2V_C)V_a - (V_E - V_C)V_b + (V_E - V_C)^2}{V_C(V_E - V_C)}$</p>
	<p>Discharging mode $V_1 = (110)(010)', V_m = (111)(001)', V_n = (111)(011)'$ $l = 1 - m - n$ $m = \frac{V_a}{V_C}$ $n = \frac{(V_E - 2V_C)V_a - V_C V_b + V_C^2}{V_C(V_E - V_C)}$</p>

4. シミュレーション方法と結果

実際にモータを制御するコントローラを用いて HILS (Hardware-In-the-Loop Simulator) 評価を行った。Fig. 12 にシミュレーション構成を示す。コントローラは実機で、インバータとモータを HILS で模擬した。また、Inverter 2 側のコンデンサをアナログ回路で模擬した。この回路は、HILS の Inverter 2 のモデルから出力されるコンデンサ電流を表す電圧値を受け、コンデンサ電圧を表す電圧値を HILS に戻す。

Table 3 にシミュレーション条件を示す。BEV への搭載を想定した条件とした。電源電圧は 360 V であり、デュアルインバータ運転時のコンデンサの目標電圧は 180 V として、コンデンサ電圧のヒステリシス制御は 15 V の幅で行う。デュアルインバータ運転は 500 rpm 以上、トルクは 60 Nm 以下で行い、シングルインバータ運転はそれ以外の条件で行う。

Fig. 13 にトルク 40 Nm、回転数 500 rpm 以上のシミュレーション結果を示す。回転数が増加すると、500 rpm でデュアルインバータ動作に切り替わった。コンデンサ電圧は、0 ボルトからバッテリー電圧の半分である 180V まで直線的に増加した。このとき、モータ電流の乱れはなく、制御破綻なくモータ駆動できていることが確認できた。さらに、コンデンサが目標電圧 180 V に達した後、ヒステリシス制御により充放電が繰り返され、コンデンサは目標電圧を維持できた。

Fig. 14 にトルクを 40 Nm、回転数を 600 rpm から 400 rpm に下げた場合のシミュレーション結果を示す。500 rpm でデュアルインバータ運転からシングルインバータ運転に切り替わっていることがわかる。この場合、シングルインバータへのスイッチング時にはコンデンサに電流が流れないため、自然放電により電圧が低下する。

Fig. 15 は、回転数を 1000 rpm とし、トルクを 60 Nm 以上増加させた場合のシミュレーション結果である。この場合、デュアルインバータ運転からシングルインバータ運転に切り換えるため、回転数を低下させた場合と同様に自然放電によりコンデンサ電圧が低下するが、モータ電流は正弦波を維持して問題なく制御できる。

Fig. 16 に回転数 1000 rpm、トルク 60 Nm 以下に低減した場合のシミュレーション結果を示す。回転数を上げた場合と同様に、トルクが 60 Nm に達した時点でデュアルインバータ運転に切り替え、コンデンサ電圧は直線的に増加し 180 V 付近で安定していることを確認した。

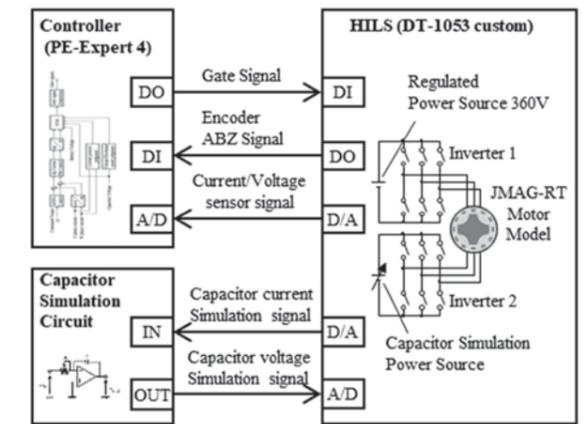


Fig. 12 Simulation configuration

Table 3 Simulation Conditions

Battery Voltage V_E (V)	360
Capacitance of the capacitor (μ F)	450
Capacitor voltage command (V)	180
Charge / discharge switching hysteresis width (V)	15
Switching frequency (kHz)	10
Minimum Motor speed of 2 inverter mode (rpm)	500
Maximum Torque of 2 inverter mode (Nm)	60
Motor type	IPM
Number of poles	8

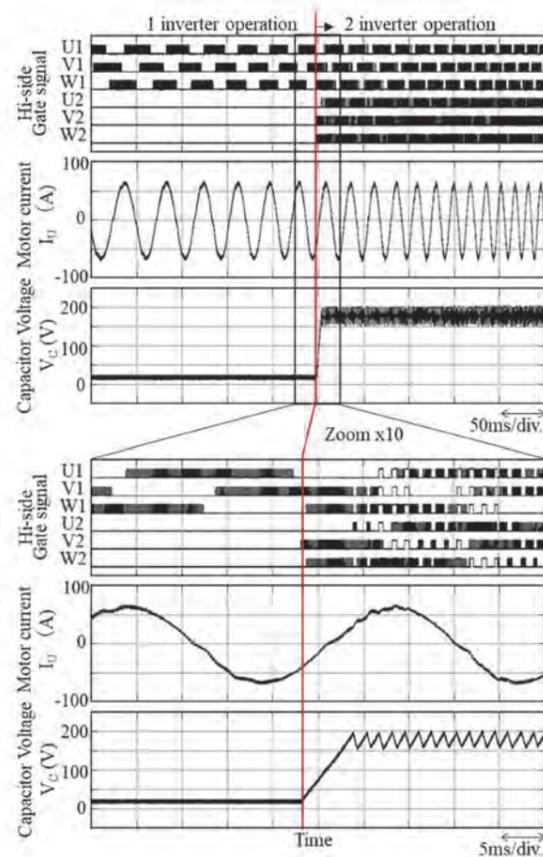


Fig. 13 HILS Result at 40Nm, increasing rotation speed across 500rpm

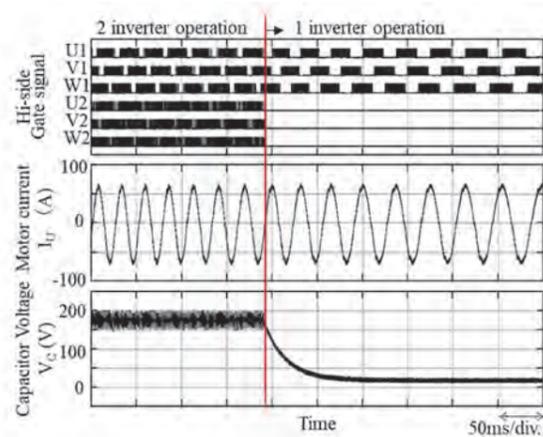


Fig. 14 HILS Result at 40Nm, decreasing rotation speed across 500rpm

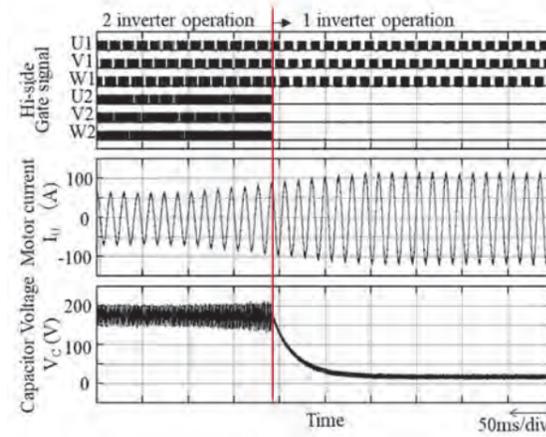


Fig. 15 HILS Result at 1000rpm, increasing torque across 60Nm

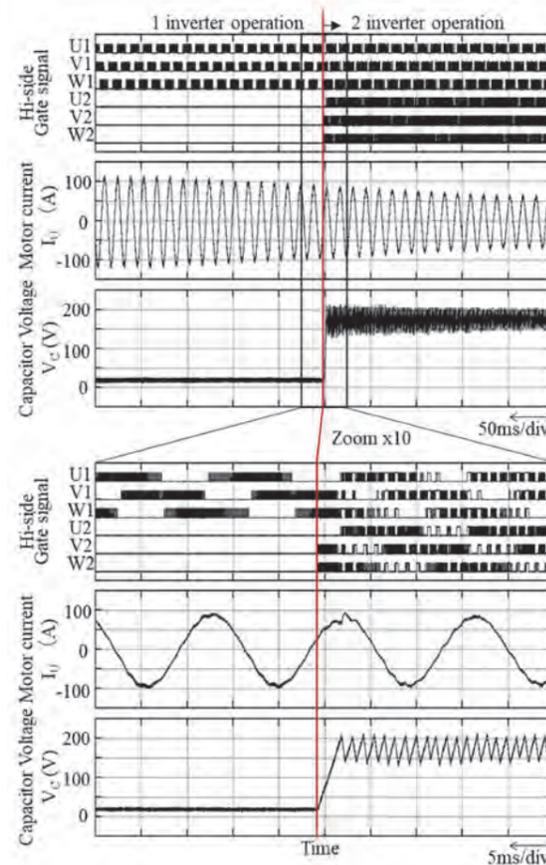


Fig. 16 HILS Result at 1000rpm, decreasing torque across 60Nm

5. 試験車による実験

本システムを搭載した試験車(BEV コンバート車両)を Fig. 17 に、仕様を Table 4 に示す。この BEV はトヨタ C-HR をベースにしており、360 V のリチウムイオンバッテリー、90 kW のオープン巻線モータ、自社製の SiC-MOSFET を用いた 2 つのインバータを備えている。

Fig. 18 にシミュレータでの運転結果を示す。上から、回転数の増加によるシングルインバータ運転からデュアルインバータ運転への切替、トルクの減少によるシングルインバータ運転からデュアルインバータ運転への切替、トルクの増加によるデュアルインバータ運転からシングルインバータ運転への切替の結果である。どの試験条件でもモード切替は問題なくスムーズに実施できた。さらに、試験車は道路でも問題なく走行できることを確認した。

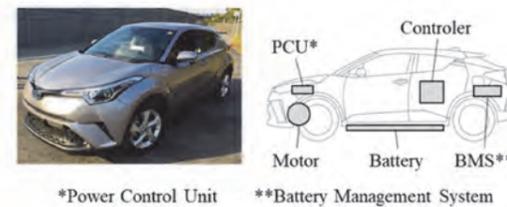


Fig. 17 Test Car (Converted EV)

Table 4 Test Car Specifications

Motor type	IPM
Number of poles	8
Motor maximum output (kW)	90
Motor maximum torque (Nm)	200
Battery pack voltage (V)	360
PCU	Dual inverter with SiC-MOSFET
Capacitor capacity (μF)	450
Maximum speed (km/h)	50

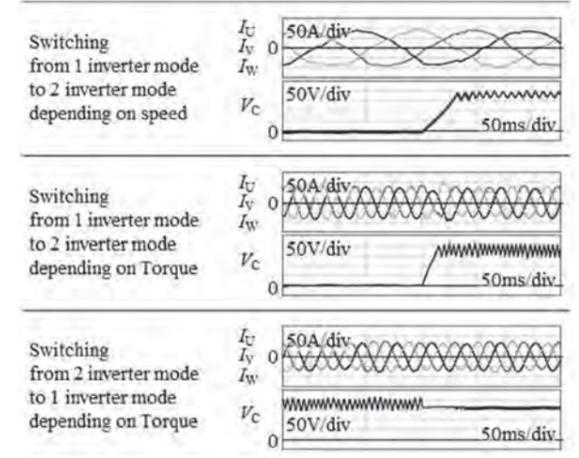


Fig. 18 Test Car experimental result

6. おわりに

バッテリーとコンデンサを電源とするデュアルインバータシステムについて、BEV 搭載を想定してシングルインバータ運転とデュアルインバータ運転を切り替える制御方法を考案し、シミュレーションと実車走行により動作を確認した。今回は電源電圧の 1/2 を目標にコンデンサ電圧を 0 V から制御したが、本システムはどのようなコンデンサ電圧にも対応できるため、動作領域に応じて最適なコンデンサ電圧に制御することで、より効率的なシステムとなる可能性がある。

謝辞

本稿は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO) の助成事業の結果得られたものである。

参考文献

- 1) E.G. Shivakumar, K. Gopakumar, S.K. Sinha, A. Pittet and V.T. Ranganathan : "Space vector PWM control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive", Annual IEEE Conference on Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 399-405 (2001)
- 2) H. Matsumori, Y. Makimura, S. Morisita, Y. Maeda, T. Kosaka, N. Matsui, N. Saito, Y. Ito, S. Saha, "Optimum PWM Switching Mode Selection of Dual Inverter-fed Open Winding IPMSM Drive System for High-power Premium Class EV," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 6318-6324 (2020)
- 3) 水越 芳賀 : 「デュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の低変調率時における電圧波形改善法」平成 29 年電気学会産業応用部門大会. pp. 257-260 (2017)
- 4) A. D. Kiadehi, K. E. K. Drissi, and C. Pasquier, "Voltage THD Reduction for Dual-Inverter Fed Open-End Load With Isolated DC Sources," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 64, no. 3, pp. 2102-2111 (2017)
- 5) A. Mizukoshi, and H. Haga, "Control Method for Reducing the Motor loss of Dual-inverter fed Open-end winding Induction Motor in the Low-speed Region," IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 9, pp. 27-35 (2019)
- 6) Y. Oto, T. Noguchi, T. Sasaya, T. Yamada, and R. Kazaoka, "Space Vector Modulation of Dual Inverter System Focusing on Improvement of Multilevel Voltage Waveforms," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 66, no. 12, pp. 9139-9148 (2019)
- 7) Y. Oto, T. Noguchi, "Fault-Tolerant Function of DC-Bus Power Source in A Dual Inverter Drive System and Its Operation Characteristics," IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 8, no. 6, pp. 953-959 (2019)
- 8) Y. Ohto, T. Noguchi, and T. Sasaya, "Space Vector Modulation of Dual Inverter with Battery and Capacitor across DC Buses," IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System, pp. 1172-1177 (2017)
- 9) Y. Oto, T. Noguchi, "Fault Tolerant Operation of Motor Drive Fed by Dual Inverter Focusing on DC-Bus Battery Failure," IEEE 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (2019)

著者



風岡 諒哉

かざおか りょうや

電動パワートレインシステム先行開発部
電源システムの要素技術開発に従事



木村 友則

きむら とものり

株式会社ミライズテクノロジーズ
パワエレ第2開発部
次世代パワー半導体の応用研究開発に
従事



山田 隆弘

やまだ たかひろ

株式会社ミライズテクノロジーズ
パワエレ第2開発部
次世代パワー半導体の応用研究開発に
従事



野口 季彦

のぐち としひこ

静岡大学大学院工学研究科
電気電子工学専攻 教授 博士(工学)
電力変換器 モータドライブの研究に従事