

# 電気自動車用駆動システムの直流側電圧上昇抑制制御における モータ電流振幅を抑制するインバータ制御の検討

青木 渉\* 伊東 淳一（長岡技術科学大学） 鳥羽 章夫（富士電機株式会社）

## Consideration of the control method of inverter to suppress the motor current amplitude in suppression method for the rise of DC voltage during the stop of inverter while in the motor regeneration for Electric Vehicle

Wataru Aoki\*, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

Akio Toba, Member (Fuji Electric Co., Ltd.)

In the power conversion system of electric vehicles, the inverter is shut down when the system fails in the cause of a drastic load change or other protection reasons. However, in the case if the inverter is shut down in regeneration mode, the DC link capacitor voltage is increased dramatically, which will potentially break the switching devices. In this paper, the authors propose a halt method to overcome the over voltage and over current problems in the case of system failure during the regeneration. In addition, the command voltage vector in the phase I is considered from temporal transition of energy in the drive system in order to suppress the current amplitude. The experimental results demonstrate that the DC link capacitor voltage is 80% lesser comparing to the conventional method.

キーワード：内部永久磁石同期電動機, ダイナミックブレーキ, 電気自動車, 回生エネルギー, 短絡電流, 直流リンク電圧変動

(IPMSM, Dynamic brake, Electric vehicle, Regenerative energy, Short circuit current, DC-link voltage fluctuation)

### 1. はじめに

近年, CO<sub>2</sub>排出などの環境問題を背景にハイブリッド自動車や電気自動車に注目が集まっている。電気自動車では, 電力変換器の長寿命化の観点から, インバータの入力部の平滑コンデンサとして, 電解コンデンサの代わりにフィルムコンデンサの採用が増えてきている。しかし, フィルムコンデンサでは, 単位体積あたりの静電容量が小さいことから, インバータの動作を停止させた場合に直流電圧が急激に増加する可能性がある。特にモータが回生中に緊急停止をすると, インバータを通じて直流コンデンサに回生電流が流れる。そのため, 直流コンデンサ電圧が急激に上昇し, スイッチに印加される電圧が素子耐圧を超え, スイッチング素子を破壊する恐れがある。また, トリップ時はバッテリーをインバータからリレーにより切り離すので, この電圧上昇をバッテリーで抑制できない。バッテリーをインバータに接続していたとしても, 内部インピーダンスが高いため電圧上昇を抑制しにくいことや, 過充電が問題となる。

上記の問題に対する従来の解決手段として, 直流コンデ

ンサにダイナミックブレーキを並列に接続する方法がある<sup>(1)</sup>。本手法は, 直流コンデンサ電圧が閾値電圧を超えた際に, ダイナミックブレーキ装置内のスイッチをオンにすることで, 回生電力を装置内の抵抗で消費させる。しかしながら, 回生電力をすべて消費させるためには大きな電力容量の抵抗を必要とすることから, ダイナミックブレーキ装置を電気自動車で用いると, 回生電力を無駄にするだけでなく, 電力変換システムの大型化やコスト増大を招く。

一方で, ダイナミックブレーキ装置を小型化する手法として, 制動抵抗と共通化する手法<sup>(2)</sup>や, 直流電源の配線に半導体スイッチを設けることで複数台インバータを使用する際, ダイナミックブレーキ装置を共通化する手法<sup>(3)</sup>が提案されている。しかしながら, いずれの手法も素子数が増加するため, ダイナミックブレーキ装置の大きさを大幅に低減することはできない。

そこで本論文では, 緊急停止時のインバータのトリップシーケンスとして, 出力トルクをゼロにする制御とその後にモータを短絡状態にし, 電流がゼロクロスした相から順次遮断する手法を提案する。本論文の構成は次のようにな

っている。まず、提案するトリップシーケンスの基本原則と適用時に発生する短絡電流について説明する。次に、トリップシーケンス中の空間ベクトル図から、直流コンデンサ電圧変動を抑えつつ電流振幅を抑えるのに理想的な電圧指令ベクトルについて述べる。最後に、5.5kWの試作器を用いて提案手法の効果を検証し、提案手法の有用性を確認する。

## 2. 提案手法

図1に電気自動車のシステム構成図を示す<sup>(4,5)</sup>。本システムでは、モータに内部永久磁石同期電動機(IPMSM)を、電力変換器には2レベル三相電圧形インバータを使用する。また、インバータの直流側には小容量の直流コンデンサが接続され、さらにリレーを介してバッテリーが接続されている。まず、トリップ時にベクトル制御の電流指令値をゼロにすることで、電流遮断する方法について説明する。

図2にベクトル制御で電流遮断を行った時の各部の動作波形を示す。ここで、回路シミュレータとしてPLECS(Plexim)を用いてシミュレーションを行う。また、表1にシミュレーションで用いるIPMSMのパラメータを示す。さらに、本稿では、モータが定格速度および定格電流で再生している状態で、緊急停止させ、バッテリーとインバータ間のリレーを開放した。また、直流コンデンサ $C_{dc}$ は $100\mu\text{F}$ を用いている。ここで、通常運転時は $i_d=0$ として、リレーの開放と同時にq軸電流指令値 $i_q^*=0$ を与え、電流を遮断している。図2より、ベクトル制御による電流遮断が確認できる。しかしながら、直流コンデンサ電圧は76.4 V上昇するため、本制御ではダイナミックブレーキが必要となる。

これまでに筆者らは、直流コンデンサの電圧上昇を抑制するため、異常時のリレー切り離しと同時にモータを短絡状態にする方法を提案した<sup>(6)</sup>。この方法ではモータを短絡した後、インバータに流れる電流がゼロクロスした相から順次遮断することで回生電力の発生を防ぎ、電流をゼロにする。本論文では、この手法を従来手法とする。しかし、従来手法は短絡期間にモータに大きな電流が流れる問題がある。一般的にEV用モータは定格電流に対し最大電流が2.5~3.7 p.u.となるよう設計される<sup>(7,8)</sup>。そこで、本論文では短絡電流を2.5~3.7 p.u.以下を目標に抑制しつつ直流コンデンサ電圧上昇抑制を実現する手法を検討する。

ここで、短絡時のモータ電流の大きさを定量的に検討する。

図3に鉄損抵抗を無視したIPMSMのd-q軸等価回路<sup>(9)</sup>を示す。このとき、IPMSMの電圧方程式は(1)式、(2)式にて表される。

$$v_d = R_a i_d - \omega L_q i_q + \frac{di_d}{dt} L_d \dots\dots\dots (1)$$

$$v_q = R_a i_q + \omega L_d i_d + \frac{di_q}{dt} L_q + \sqrt{3}\Psi_e \omega \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $L_d$ 、 $L_q$ はd軸、q軸の固定子インダクタンス、 $i_d$ 、 $i_q$ はd軸、q軸電流、 $P_n$ は極対数、 $R_a$ は固定子抵抗、 $\Psi_e$ は永

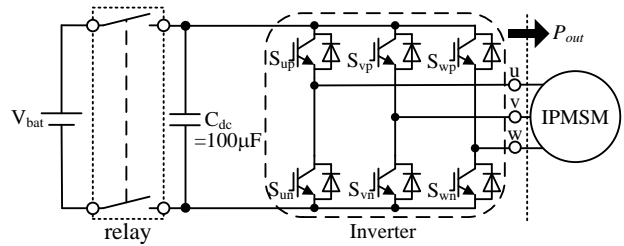


Fig. 1. System configuration of adjustable speed drives with small capacitor in DC Link for EVs.

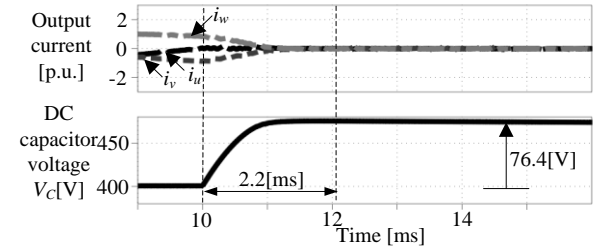
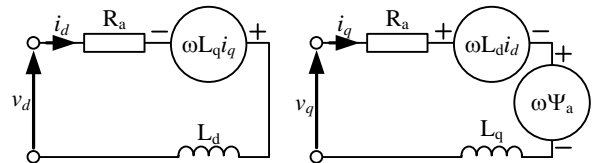


Fig. 2. Output current and DC capacitor voltage waveform with the vector control.

Table 1. Motor parameters of IPMSM.

Rated Motor Power	5.5 kW
Rated Voltage	400 V <sub>rms</sub>
Rated Current	10 A <sub>rms</sub>
Rated Speed	1500 rpm
Number of Poles	6 poles
Winding Resistance	0.215 Ω
d-axis Inductance	4.3 mH
q-axis Inductance	10.2 mH



(a) d-axis equivalent circuit. (b) q-axis equivalent circuit.

Fig. 3. d-axis and q-axis equivalent circuits of IPMSM.

久磁石による電機子鎖交磁束である。

モータを短絡した場合、 $v_d$ 、 $v_q$ はゼロとなる。また過渡項を考慮しない場合、(1)式、(2)式から $i_d$ 、 $i_q$ を求めるとそれぞれ(3)式、(4)式にて表される。

$$i_d = \frac{\sqrt{3}\Psi_e \omega^2 L_q}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \dots\dots\dots (3)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{3}\Psi_e \omega R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \dots\dots\dots (4)$$

よって、電流振幅最大値は(5)式にて求められる。

$$i_{a\max} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \dots\dots\dots (5)$$

以上のことから短絡電流の振幅はモータパラメータで決まることがわかる。表 1 のパラメータを用いた場合、短絡電流振幅最大値  $i_{amax}$  は 4.65 p.u.となる。

図 4 に、表 1 に示すパラメータを持つモータの短絡時に従来手法を適用した場合のシミュレーション結果を示す。その結果、短絡電流の定常振幅最大値は 4.65 p.u.であることを確認した。以上より、(5)式の妥当性を確認した。よって、従来手法では短絡電流が大きすぎるため、直流コンデンサの電圧上昇を抑制しつつも、モータ短絡電流を抑制する制御が必要となる。

次に、モータ短絡電流を抑制する基本原理を説明する。図 1 に示すシステムにおいて、モータの回転運動で与えられる回生エネルギーの変化は(6)式にて表すことができる。

$$\Delta W_\theta = -\int \omega T dt \dots\dots\dots(6)$$

ここで  $\omega$  はモータの回転角速度、 $T$  は IPMSM のトルクである。また、IPMSM の発生トルクは(7)式にて求められる。

$$T = P_n i_q \left\{ \sqrt{3} \Psi_e + (L_d - L_q) i_d \right\} \dots\dots\dots(7)$$

(6) 式よりトルクがゼロなら回生エネルギーは変化しないことがわかる。また、(7)式より  $q$  軸電流がゼロであれば発生トルクはゼロになる。以上により、 $q$  軸電流をできるだけ早くゼロにすることで回生エネルギーの増加を防ぎ、短絡電流を抑制することが可能である。

そこで本論文で提案する手法は、リレー開放後  $q$  軸電流をゼロに制御してトルクをゼロにするフェーズ 1 と、 $q$  軸電流がゼロクロスした直後にモータを短絡するフェーズ 2 で構成される。

### 〈2・1〉 トルクゼロ制御(フェーズ 1)

本項ではトルクゼロ制御の制御理論について説明し、電圧指令ベクトルの選定方法及びトルクゼロ制御のスイッチングテーブルについて、以下にその詳細を示す。

フェーズ 1 では  $q$  軸電流をゼロにし無効電流のみの状態にするための制御を行うが、瞬時に  $q$  軸電流をゼロにできないため、フェーズ 1 期間中に回生エネルギーが直流コンデンサに移行し、直流コンデンサ電圧が上昇する恐れがある。

そこで、 $q$  軸電流をゼロになるよう制御しながら、DC リンクコンデンサを充電および放電するスイッチングパターンを交互に用いて、DC リンクコンデンサの電圧上昇を抑制する。

しかしながら、2 レベルインバータでは直流コンデンサを充電するスイッチングパターンと放電するスイッチングパターンがそれぞれ三通りずつ存在する。よって、電圧指令ベクトル選定基準を設け、電圧変動を抑制するスイッチングパターンを選定する必要がある。

図 5 に提案手法フェーズ 1 でのモータ電流ベクトルと空間指令ベクトルとの関係を示す<sup>(10)</sup>。インバータが力行動作するか回生動作するかは、インバータの出力電流ベクトルに対し電圧指令ベクトルが同相か逆相かで決まる。よって、

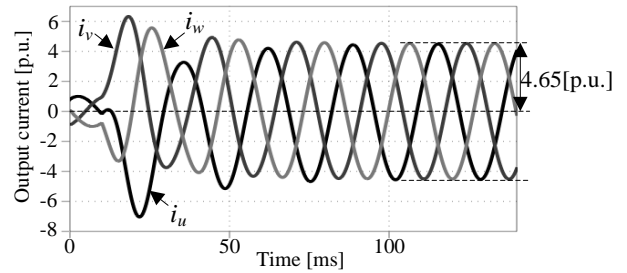


Fig. 4. Output current waveform with the short circuit control method.

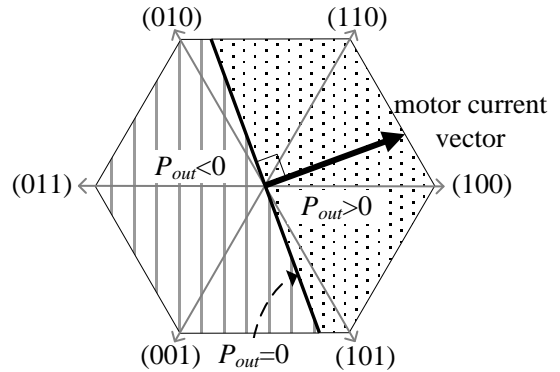


Fig. 5. Relation between space command vector and circuit vector of motor in phase 1.

図 5 で示すように、電流ベクトルに対し同相のエリアにある電圧指令ベクトルを選ぶことでインバータの出力電力  $P_{out}$  は正になり、力行する。一方、逆相のエリアにある電圧指令ベクトルを選ぶことで  $P_{out}$  は負になり、回生する。また、電流ベクトルに対して直交方向の電圧指令ベクトルを選べば  $P_{out}=0$  となる。図 1 で示す通りリレー開放後は直流コンデンサのみ接続されていることから、 $P_{out}$  が正になれば直流コンデンサ電圧  $V_C$  は降下、 $P_{out}$  が負になれば  $V_C$  は上昇、 $P_{out}=0$  になれば  $V_C$  は変動しない。よって、直流コンデンサ電圧  $V_C$  の変動を抑制する場合、電流ベクトルに対して直交方向に近い電圧指令ベクトルを選ぶ。

次に、モータ短絡した際の  $i_d, i_q$  から、電流ベクトルに対し  $90^\circ$  進みの電圧指令ベクトルと  $90^\circ$  遅れの電圧指令ベクトルどちらが電流抑制の観点から好ましいか検討する。

図 6(a) にフェーズ 1 開始時のモータ電流ベクトルと進み  $90^\circ$  の電圧指令ベクトルの関係を、図 6(b) にモータ電流ベクトルと遅れ  $90^\circ$  の電圧指令ベクトルの関係を示す。

図 7 に IPMSM の電圧に対する基本ベクトル図を示す。図 6(a) より進み  $90^\circ$  の電圧指令ベクトルを選定した場合、フェーズ 1 開始時は  $v_d^* = -v_a^*$ ,  $v_q^* = 0$  となる。その結果、 $di_d/dt$  は図 7(a) から以下の式で表される。

$$L_d \frac{di_d}{dt} = |v_a| + |\omega L_q i_q| \dots\dots\dots(8)$$

(8) 式より  $di_d/dt$  は必ず正の値となり、 $i_d$  の初期値がゼロであれば、 $i_d$  は正の値になる。その結果、図 7(a) に示すように、正の  $i_d$  が流れることで誘起電圧に対し順方向の電圧が

IPMSM 内で発生し、短絡した際の電流が大きくなる。

一方、図 6(b)より遅れ  $90^\circ$  の電圧指令ベクトルを選定した場合、フェーズ 1 開始時は  $v_d^* = v_a^*$ 、 $v_q^* = 0$  となる。その結果、 $di_d/dt$  は以下の式で表される。

$$L_d \frac{di_d}{dt} = -|v_a| + |\omega L_q i_q| \dots \dots \dots (9)$$

(9) 式より  $v_a > \omega L_q i_q$  であれば  $di_d/dt$  は負の値となり、 $i_d$  の初期値がゼロ以下であれば、 $i_d$  は正の値になる。その結果、図 7(b)に示す様に、負の  $i_d$  が流れることで、誘起電圧に対し逆方向の電圧が IPMSM 内で発生し、短絡した際の電流が抑えられる。

以上のことから、フェーズ 1 では電流ベクトルに対し  $90^\circ$  遅れの電圧指令ベクトルを選ぶと、電流が抑制できる。しかし、実際には電流ベクトルに対しちょうど  $90^\circ$  遅れの電圧指令ベクトルをインバータのスイッチングパターンから直接出力することはできない。そこで具体的なスイッチングパターン生成法について次に述べる。

表 2 にフェーズ 1 での電流ベクトルの領域に応じたスイッチングテーブルを示す。フェーズ 1 の期間では、表 2 に基づいてスイッチをオンおよびオフすることで、放電モードの指令ベクトルは電流ベクトルに対し  $30^\circ \sim 90^\circ$  遅れに、充電モードの指令ベクトルは電流ベクトルに対し  $90^\circ \sim 150^\circ$  遅れのベクトルになる。この二つの指令ベクトルを直流コンデンサ電圧  $V_c$  に応じて交互に切り替えることで、インバータ出力電圧ベクトルが電流ベクトルに対し最大限の遅れ位相を確保できる。

以上の動作により、短絡電流と直流コンデンサ電圧上昇をそれぞれ抑制することが可能である。

〈2・2〉 モータ短絡制御(フェーズ 2)

図 8 に提案手法フェーズ 2 の動作モードを示す。まず、q 軸電流が負から正へゼロクロスした際に、上アームもしくは下アームをすべてオンにする(図 8(a))。その結果、モータは短絡状態になり、直流コンデンサにモータ電流は流入しない。次に、三相のうち一相の電流がゼロクロスした時に、同相のスイッチをオフにする(図 8(b))。これにより、単相動作となり、固定子の磁界は回転磁界ではなく交番磁界となるので、回転方向のトルクは発生しない。最後に、残り二相の電流もゼロクロスした瞬間にそれぞれスイッチをオフにする(図 8(c))。

以上の動作により、直流コンデンサの電圧を上昇させずにインバータを停止させることが可能となる。

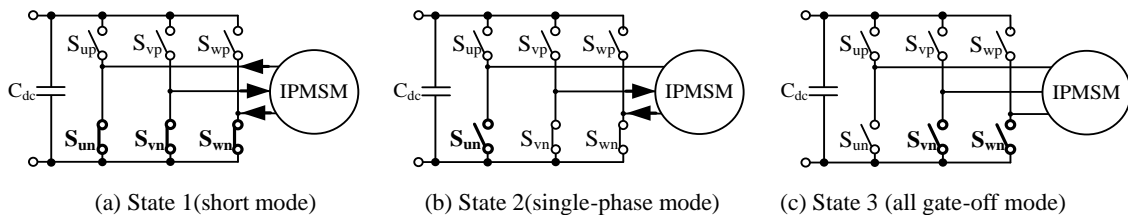


Fig. 8. Operational modes in phase II of the proposed halt sequence control method.

〈2・3〉 提案手法のエネルギーフロー

提案手法を用いてインバータを停止させた場合の、システム内のエネルギーフローについて述べる。

図 9 に提案手法を用いてインバータ停止を行った時の各部の動作波形を示す。図 9 より直流コンデンサ電圧  $V_c$  は  $t_1$  から  $t_4$  の間では変動し、 $t_4$  以降は電圧変動がないことが確認できる。また、電圧変動が起こる期間では最大 0.022 p.u. の電圧上昇が確認できる。一方、図 9 より出力電流は 2.8 p.u. に抑えられており、モータ

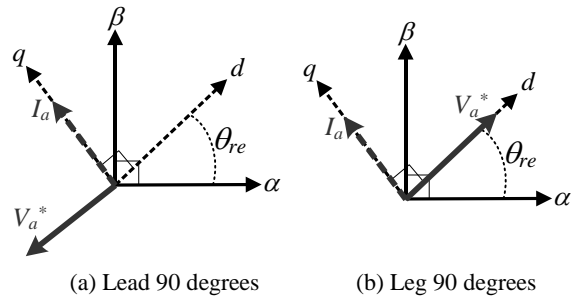


Fig.6 Relation between space command vector and circuit vector at start of phase 1

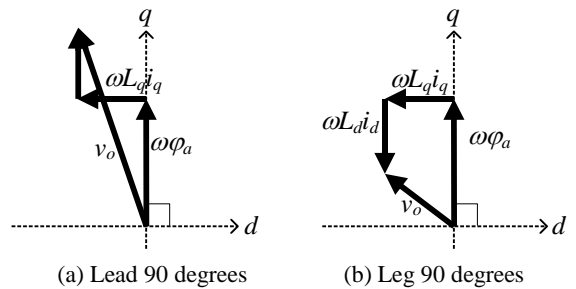


Fig.7. Basic vector diagram for IPMSM

Table 2. Switching pattern at phase 1.

	Direction of current			State of switch of inverter					
	$i_u$	$i_v$	$i_w$	$S_{pu}$	$S_{pv}$	$S_{pw}$	$S_{nu}$	$S_{nv}$	$S_{nw}$
discharge time	+	-	-	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
	+	-	+	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
	-	-	+	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
	-	+	+	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
	-	+	-	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
	+	+	-	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
charge time	+	-	-	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
	+	-	+	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
	-	-	+	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
	-	+	+	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
	-	+	-	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
	+	+	-	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF

短絡を行った場合と比較して40%低減することを確認した。また電流振幅は $t_5$ のタイミングで最大になることが確認できる。これは、図9の波形では、 $t_1 \sim t_5$ で負のトルクがかかっており、その間に回転子から送られるエネルギーが $L_d$ に溜まり続けたためである。

図10に提案手法を行った際のエネルギー分布図を示す。リレー開放後の駆動システム内のエネルギーは、回転子に蓄えられる回転エネルギー $W_\theta$ 、d軸、q軸インダクタンス及び直流コンデンサに蓄えられる電気エネルギー $W_{Ld}$ 、 $W_{Lq}$ 、 $W_c$ 、固定子抵抗で熱に変わるエネルギー $W_R$ で構成される。各エネルギーは以下の式で求められる。

$$W_\theta = \int_{t_1}^t \omega T dt + \frac{1}{2} J \omega^2(t_1) \dots\dots\dots (10)$$

$$W_c = \int_{v_c(t_1)}^{v_c(t)} C_{dc} v_c dv_c + \frac{1}{2} C_{dc} v_c^2(t_1) \dots\dots\dots (11)$$

$$W_{Ld} = \int_{i_{qd}(t_1)}^{i_{qd}(t)} L_d i_{qd} di_{qd} + \frac{1}{2} L_d i_{qd}^2(t_1) \dots\dots\dots (12)$$

$$W_{Lq} = \int_{i_{q}(t_1)}^{i_{q}(t)} L_q i_q di_q + \frac{1}{2} L_q i_q^2(t_1) \dots\dots\dots (13)$$

$$W_R = \int_{t_1}^t \frac{3}{2} R_a (i_q^2 + i_d^2) dt \dots\dots\dots (14)$$

ここで、 $J$ は回転子のモーメントである。

以上の変数を用いて各期間におけるエネルギーの移動について述べる。

$t_1 \sim t_2$ :リレー開放前に $i_d=0$ 制御を行っていた場合、 $W_{Ld}$ はゼロである。この状態から電流ベクトルに対し、逆相エリアの電圧指令ベクトルを出力すると、 $W_\theta$ と $W_{Lq}$ の一部が $C_{dc}$ と $W_{Ld}$ に蓄えられる。そのため $V_c$ は上昇する。

$t_2 \sim t_3$ :電流ベクトルに対し、同相エリアの電圧指令ベクトルを出力すると、 $W_\theta$ と $W_{Lq}$ と $W_c$ の一部が $W_{Ld}$ に蓄えられる。そのため $V_c$ は低下する。

$t_3 \sim t_4$ : $i_q$ がゼロになるとトルクゼロ制御は終了し、フェーズ2に移行する。この時、 $W_{Lq}$ はゼロとなり、 $W_{Ld}$ はフェーズ1中では最大になる。

$t_4 \sim t_5$ :モータ短絡時では $T$ は再び負になるため、 $W_\theta$ の一部が $W_{Ld}$ に蓄えられる。しかし、スイッチが一つオフされ単相状態になると、 $T$ は正方向に振動する。

$t_5 \sim t_6$ : $T > 0$ の期間では $W_{Ld}$ が回転子側に移動し、最終的にゼロになる。また提案手法を行っている間は、 $R_a$ によって少しずつ熱エネルギーに変わっている。以上のことから、提案手法は $W_{Lq}$ と $W_\theta$ の一部を $L_d$ に蓄え、 $T$ を正になった後は $W_{Ld}$ を回転子側に送ることでインバータ停止を実現している。そのため、 $L_d$ に $W_{Lq}$ のみ蓄えられ、 $T=0$ になるのが理想的であるが、実際は $W_\theta$ の一部が蓄えられる分 $W_{Ld}$ が上昇し、電流振幅に反映される。

以上より、提案制御法を用いることで、短絡電流を2.8p.u.以下に抑制しつつ電流遮断時の直流コンデンサ電圧上昇が抑制できることを確認した。この結果、提案制御を適用することでインバータの直流コンデンサの容量が小さくても、直流電圧の上昇や焼損、不可逆減磁なしに、モータを停止できる。

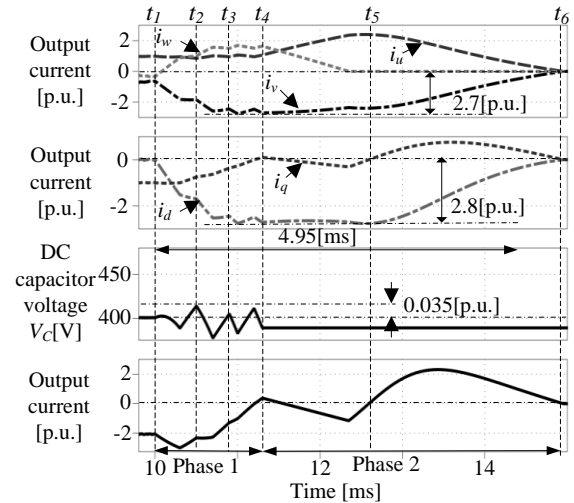


Fig. 9 Output current and DC capacitor voltage waveform with the halt sequence control method.

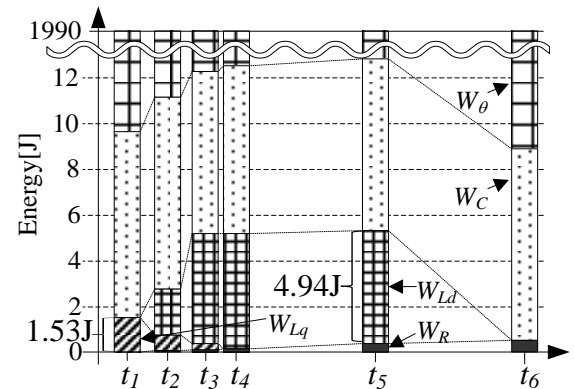


Fig.10 Energy distribution map with the proposed method

### 3. 実験結果

提案手法の妥当性を確認するため、実機により検証する。

図11に実験システムの構成図を示す。本章で示す実験結果はいずれも、モータが回転速度0.5 p.u.および定格電流で再生している状態で、トリップさせ、バッテリーインバータ間のリレーを開放したときの動作波形である。その他のパラメータはシミュレーションと同様のパラメータを用いている。

図12に電圧上昇抑制法を用いずにベクトル制御によりインバータ停止を行った時の各部の動作波形を示す。この実験ではリレーの開放と同時にq軸電流指令値 $i_q^*=0$ を与えることでインバータに流れる電流をゼロにする。図12(a)より、直流コンデンサ電圧 $V_c$ はリレーを開放した瞬間に0.55 p.u.以上上昇し、その後、 $t_2$ のタイミングでダイナミックブレーキ装置が働き、電圧上昇を抑えることが確認できる。

図13に提案手法を用いてインバータ停止を行った時の各部の動作波形を示す。図13(a)より直流コンデンサ電圧 $V_c$ は $t_1$ から $t_2$ の間では変動し、 $t_2$ 以降は電圧変動がないことが確認できる。また、電圧変動が起こる期間では最大0.11 p.u.の電圧上昇が確認できる。図10と比較して電圧上昇最大値が2.5倍になっている理由は、実機実験では一定のサンプリング周期で、直流コンデンサ電圧 $V_c$ の検出を行っているた

め、直流コンデンサ電圧  $V_c$  が閾値電圧を超えても遅れなしで直流コンデンサ電圧を検出することができないからである。よって、サンプリング周期を短くすることによって、電圧上昇最大値を低減できる。

また、図 13(b)より電流振幅の最大値は 2.5 p.u.となることが確認できる。図 10 と比較して電流振幅の最大値が下がったのは、シミュレーションでは考慮していないインバータとモータ間の配線抵抗による銅損が原因である。

この結果、提案手法を適用することで、ダイナミックブレーキ装置を用いなくても、モータ焼損や不可逆減磁なしにインバータを停止できることを確認した。

#### 4. まとめ

本論文では、モータ回生中のインバータの停止に伴う直流電圧上昇の抑制法を提案し、また、駆動システム内のエネルギーの時間推移からトルクゼロ制御時の電圧指令ベクトルの選定方法について理論的に検討し、その妥当性を確認した。

実験結果から、以下のような結論を得た。

(1) 提案手法は、追加の素子を設置することなくインバータの制御のみでインバータの停止が可能である。

(2) 回生エネルギー抑制の観点から、トルクゼロ制御中は出力電流ベクトルに対し遅れ  $90^\circ$  に最も近くなる電圧指令ベクトルを選定することで、トルク抑制制御中の電流振幅抑制が可能となる。

今後の課題として、トリップシーケンスを行う際に、回生エネルギーが最も少なくなるインバータ電圧指令値の理論検討を行う。

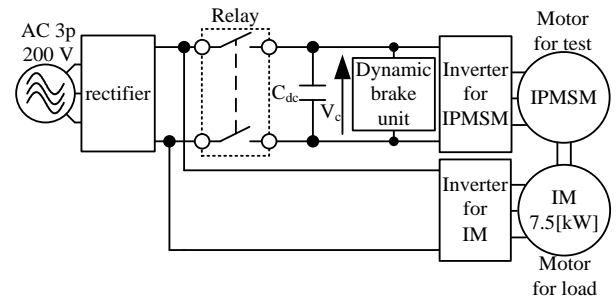
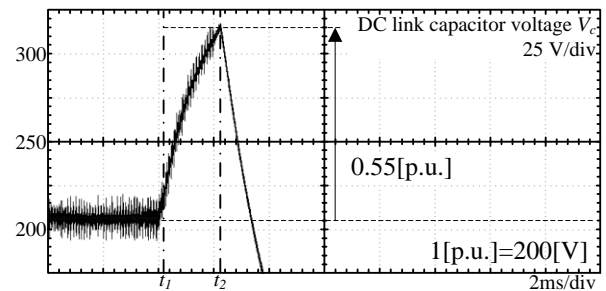
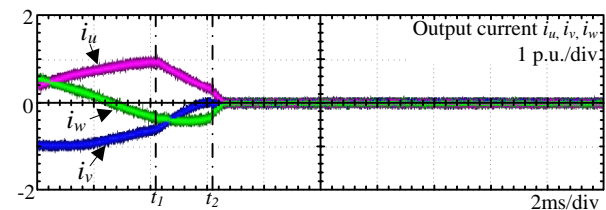


Fig. 11. Configuration of the experimental system.

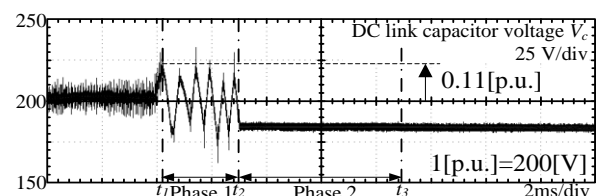


(a) DC link capacitor voltage waveform.

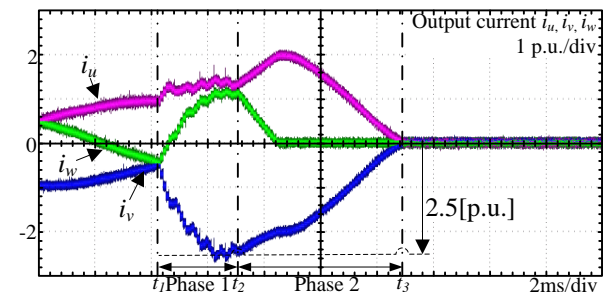


(b) Output current waveforms.

Fig. 12. Experimental result without the halt sequence control method.



(a) DC link capacitor voltage waveform.



(b) Output current waveforms.

Fig.13 experimental result with the halt sequence control method and considered to suppress the q-axis current.

#### 文 献

- (1) Jorge O. Estima and Antonio J. Marques Cardoso: "A Time-Coordination Approach for Regenerative Energy Saving in Multiaxis Motor-Drive Systems", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 27, No. 2, pp 931-941, (2012)
- (2) 山中: 「モータ制御装置」, 公開特許公報(A), 特開 2012-196443(2012) 特許庁
- (3) 宮田, 竹内: 「モータ制御装置」, 公開特許公報(A), 特開 2000-188897(2000)特許庁
- (4) Jorge O. Estima and Antonio J. Marques Cardoso: "Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles", IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol. 61, No. 3, pp 1021-1031, (2012)
- (5) Hui Zhang, Leon M. Tolbert and Burak Ozpineci: "Impact of SiC Devices on Hybrid Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles", IEEE Transactions on Industry Application Vol. 47, No. 2, pp 912-921, (2011)
- (6) 青木, 中島, 伊東, 鳥羽: 「インバータ緊急停止時における直流コンデンサの電圧上昇抑制法」平成 24 年電気学会北陸支部連合大会 A-72 (2012)
- (7) 吉田: 「電気自動車の最新制御技術」株式会社エヌ・ティー・エヌ(2011)
- (8) 寺嶋, 足利, 水野, 山本, 名取, 藤原: 「4 輪駆動高性能電気自動車用 AC ドライブシステム」 電学論 D, Vol. 114, No.4 (1994)
- (9) 童, 森本 純司, 森本 茂雄, 武田, 平紗: 「ブラシレス DC モータの省エネルギー高効率運転法」 電学論 D, Vol. 112, No.4 (1992)
- (10) Wook-Jin Lee, Seung-Ki Sul, Fellow, and Young-Seok Shim: "A Protection Scheme Against Voltage Sags for Electrolytic Capacitorless AC Drives", IEEE Transactions on Industry Application Vol. 45, No. 1, pp 186-193, (2009)