

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

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

Suppression method for the rise of DC voltage during the stop of inverter
while in the motor regeneration.

Wataru Aoki*, Yuki Nakajima, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)
Akio Toba, (Fuji Electric Co., Ltd.)

In the electric vehicles, an relay is located between the DC capacitor and battery in order to protect the battery when the inverter fails to operate during a precipitous of load change. When fails occur in system, the relay is opened. Especially, in the regeneration mode, the DC capacitor voltage increases suddenly after the relay is opened and results the voltage of the swithing device becomes higher than that of the rated voltage. In this paper, the authors propose a current interruption control method to suppress the over voltage and also over current problems in the switchng devices. The validity of the proposed system is confirmed by the simulation result.

キーワード：内部永久磁石同期電動機，インバータ，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, Inverter, Electric vehicle, Regenerative energy, Short circuit current DC-link voltage fluctuation)

1. はじめに

近年、環境問題の観点から排気ガスを排出しない電気自動車が注目されている。電気自動車では、急激な負荷変動等で通常の駆動制御が不可能になった際、保護などの観点から、バッテリーと直流コンデンサ間をリレーで切り離し、インバータを緊急停止するモードがある。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。その結果、直流コンデンサ電圧が急激に上昇し、スイッチにかか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。

この問題に対する従来の解決手段として、直流コンデンサにチョップ回路を並列に接続する方法がある⁽¹⁾。これはダイナミックブレーキと呼ばれ本手法は、直流コンデンサ端電圧が閾値電圧を超えた際に、同装置内のスイッチをオンにすることで、回生電力を抵抗で消費させる。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ことは、電力変換システムの大型化やコスト増大を招く。

そのため、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⁽²⁾や、直流電源の配線上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⁽³⁾が提

案されている。しかしながら、いずれの手法も大幅な設置体積の減少には至っていない。

そこで本論文では、緊急停止時にインバータのスイッチングによって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ことで回生電力の発生を防ぎ、電流を遮断する方法を提案する。また、モータ短絡による過電流でモータが焼損するのを防ぐために、緊急停止後にモータ電流と直交方向電圧を出力することにより、回生エネルギーを抑制してモータを短絡状態にする短絡電流抑制法についても説明する。この提案法を用いることにより、インバータの制御のみで、直流コンデンサ電圧 V_C の上昇と短絡電流を抑制しつつ、モータ電流を遮断できるので、直流コンデンサとスイッチング素子の保護もできる。また、電力変換システムの小型化も可能である。

以上の提案法の効果をシミュレーションにより検証し、提案法の有用性を確認したので報告する。

2. モータ短絡による電流遮断法

〈2-1〉 基本原理

図1に本論文のシステム構成図を示す。本システムでは、モータに内部永久磁石同期電動機(IPMSM)を、主制御器には2レベルインバータを使用する。また、インバータの直流側には小型化のため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。

図2にモータ短絡による電流遮断制御法の動作モードを示す。まずシステムがトリップを検知したとき、リレーを開放すると同時に上アームもしくは下アームをすべてオンにする(図2(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2(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2(c))。以上の動作により、直流コンデンサの電圧を上昇させないで電流遮断が実現できる。

〈2・2〉 再導通問題

2.1節で述べた電流遮断法はスイッチをオフした後、再びダイオードが導通するモードがある。この結果、電流遮断が著しく遅くなったり、最悪の場合、遮断が行えない場合がある。このメカニズムと対策について述べる。

図3にU相電流が正からゼロになったときの電流遮断および再導通の動作モードを示す。図3(a)の状態では、U相アーム中間電位 V_u は誘起電圧とV相もしくはW相の固定子インダクタンスによる電圧降下 V_L および固定子抵抗による電圧降下 V_R のベクトル和となる。このとき、誘起電圧と固定子インピーダンスの電圧降下の変動により V_u が $V_c/2$ より大きい場合、 S_{ru} の還流ダイオードは順方向バイアスとなるので、オンし、図3(b)に示すように電流が再び流れる。その結果、モータ電流が遮断できず、

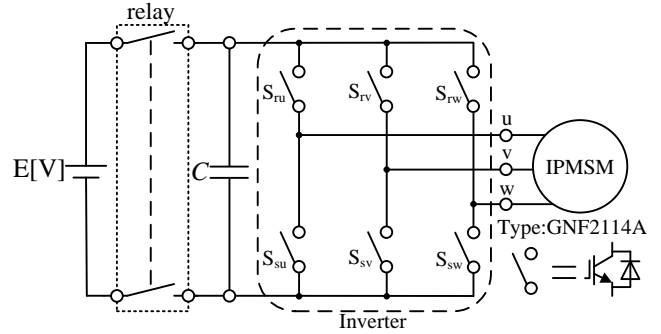


Fig.1 System configuration of adjustable speed drive inverter with small capacitor in DC Link for EV.

コンデンサに流れ込む電流によって直流コンデンサ電圧 V_c が上昇する。

また、 V_u が誘起電圧と固定子インピーダンスの電圧降下の変動により $V_c/2$ より小さい場合、 S_{su} の還流ダイオードがオンになり、図3(c)に示すように電流が再び流れ、電流遮断できない。

〈2・3〉 再導通対策

図4に再導通対策を行った時の動作モードを示す。2.2節で説明した再導通問題は再導通が発生した相以外の相のスイッチのオンオフを反転させることで解決できる。図3(b)の状態から再導通が発生した相以外の相のスイッチのオンオフを反転させると、図4(a)に示すようにインバータ内での電流経路は上アーム短絡に変わり、コンデンサに電流が流れるのを防ぐ。また、再導

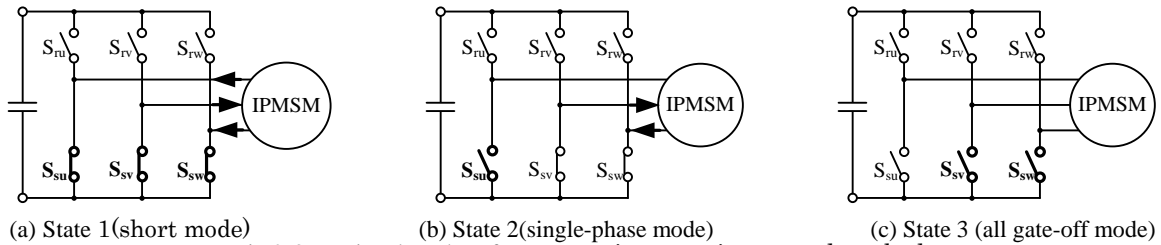


Fig.2 Operational modes of a current interruption control method.

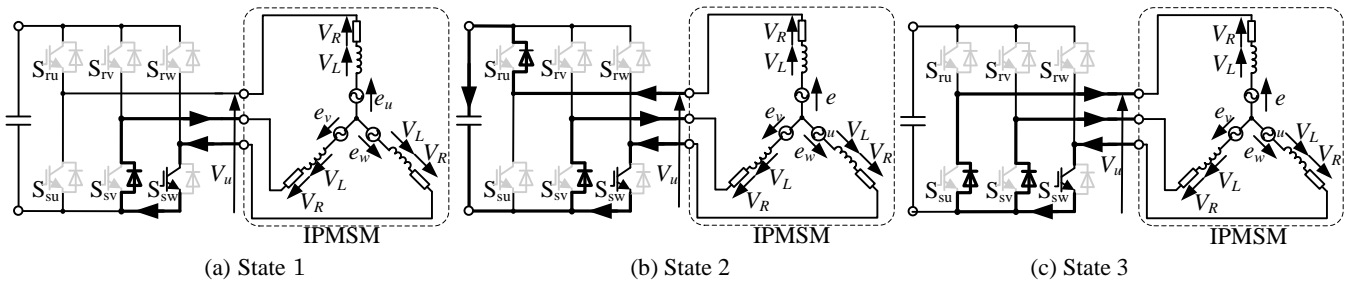


Fig.3 Operational modes in reconduction of diode.

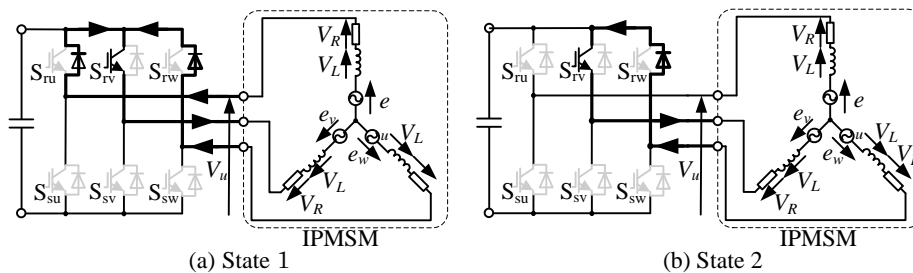


Fig.4 Operational modes in countermeasure of reconduction of diode.

通した相のモータ電流はこの時遮断できないが、同相において再びゼロクロスが発生した時に遮断が可能となる。

アーム中間電位が $V_c/2$ を下回ることによる再導通においても、同様の動作で直流電圧の上昇を防ぐことができる。図 3(c)の状態から再導通が発生した相以外の相のスイッチのオンオフを反転させることで、該当相のアーム中間電位が直流コンデンサ電圧 V_c だけシフトされ、 S_{su} の還流ダイオードに逆バイアスがかかる。結果、再導通電流は流れなくなる(図 4(b))。

以上のことから、アーム中間電位が直流コンデンサ電圧を超える、もしくはゼロを下回る場合に再導通は発生する。再導通が発生しない条件式を(1)~(3)式に示す。

$$\frac{V_c}{2} > \left| -R_v i_v - L_v \frac{di_v}{dt} - e_v + e_u \right| - \frac{V_c}{2} > -\frac{V_c}{2} \dots\dots\dots (1)$$

$$\frac{V_c}{2} > \left| -R_w i_w - L_w \frac{di_w}{dt} - e_w + e_v \right| - \frac{V_c}{2} > -\frac{V_c}{2} \dots\dots\dots (2)$$

$$\frac{V_c}{2} > \left| -R_u i_u - L_u \frac{di_u}{dt} - e_u + e_w \right| - \frac{V_c}{2} > -\frac{V_c}{2} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 R_u, R_v, R_w はモータ各相の固定子抵抗、 L_u, L_v, L_w は各相の固定子インダクタンス、 e_u, e_v, e_w は各相の誘起電圧である。

リレー開放後、最初にゼロクロスした電流が U 相の時は(1)式、V 相のときは(2)式、W 相のときは(3)式の条件式を確認し、再導通が発生するかどうかを判別する。再導通の条件を満たす場合、再導通が発生する相以外の相のスイッチのオンオフを反転させることで、再導通を起こさずに電流遮断が可能である。

また、実用上で再導通が発生するかどうかの判断は、(1)~(3)式より、スイッチをオフした際の線間電圧がゼロ以下か、直流コンデンサ端電圧 V_c 以上か判断すれば可能である。例えば、U 相スイッチをオフした際の U-V 線間電圧 V_{uv} は(4)式にて表すことができる。

$$V_{uv} = -R_v i_v - L_v \frac{di_v}{dt} - e_v + e_u \dots\dots\dots (4)$$

よって、U-V 線間電圧 V_{uv} がゼロ以下か、直流コンデンサ電圧 V_c 以上になった際は(1)式は成立しなくなる。このことは V 相および W 相も同様なため、再導通の判断式を簡略化することが可能である。

以上より、本手法は複雑な計算を必要とせず簡単な条件分岐のみで電流遮断を行うことが可能である。

3. 短絡時のモータ電流抑制法

(3.1) 基本原理

2 章で説明した直流コンデンサの電圧を上昇させない電流遮断法は、モータおよびインバータに大きな短絡電流が流れる。そのため、実際のモータに 2 章で説明した電流遮断方法を用いた場合、モータの焼損や不可逆減磁を招く恐れがある。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⁽³⁻⁵⁾。そこで、短絡電流を約 3.0 p.u.に抑制しつつ直流コンデンサ電圧上昇抑制を実現する遮断法を検討する。

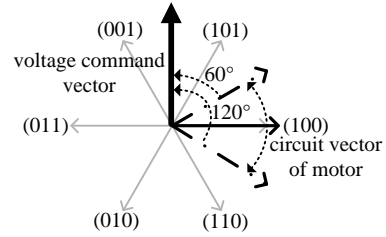
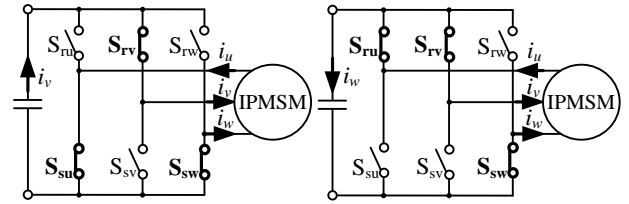


Fig.5 Relation between voltage command vector and circuit vector of motor in phase 1.



(a) Discharge mode (b) Charge mode

Fig.6 Operational modes in phase 1

まず、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(5)式にて表すことができる。また、IPMSM の発生トルクは(6)式にて求められる。

$$\Delta W_\theta = -\int_{t_1}^{t_2} T \frac{d\theta}{dt} dt \dots\dots\dots (5)$$

$$T = P_n i_q \left\{ \sqrt{3} \Psi_e + (L_d - L_q) i_d \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 L_d, L_q は d 軸、q 軸の固定子インダクタンス、 P_n は極対数、 Ψ_e は永久磁石による電機子鎖交磁束の実効値、 θ はモータの回転角である。

(5) 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、(6)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。

(3.2) q 軸電流制御法

本論文で提案する短絡電流抑制法は、リレー開放後 q 軸電流をゼロに制御するフェーズ 1 と、その後にモータを短絡するフェーズ 2 からなる。以下にその詳細を示す。

図 5 に短絡電流抑制法フェーズ 1 でのモータ電流ベクトルと電圧指令ベクトルの関係を示す。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に、電圧指令ベクトルをモータ電流ベクトルに対し 90°進みにする必要がある。しかし、インバータの電圧指令ベクトルは 60°刻みで変位するのに対し、モータ電流ベクトルは連続で変位する。そこで、電流位相を 60°刻みに分割し、電圧指令ベクトルをモータ電流ベクトルに対し 60°~120°進みになるよう制御することで、90°進みに近い指令ベクトルが可能となり、電流を無効電流成分に変化させることで、q 軸電流をゼロにすることが可能である。

しかし、ただちに電流を全て無効電流にすることはできないので、残り分が直流コンデンサを充電することになる。

Table.1 Switching pattern at phase 1

		Direction of current			State of switch of inverter					
		i_u	i_v	i_w	S_{ru}	S_{rv}	S_{rw}	S_{su}	S_{sv}	S_{sw}
discharge time	+	-	-	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
	+	-	+	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
	-	-	+	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
	-	+	+	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
	-	+	-	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
charge time	+	-	-	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
	+	-	+	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
	-	-	+	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
	-	+	+	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
	-	+	-	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
+	+	-	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	

言い換えると、瞬時に q 軸電流をゼロにできるわけではない。そこで、無効電流を発生させつつも、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を制御する。

図 6 に短絡電流抑制法フェーズ 1 でのインバータ等価回路を示す。図 6(a)では正の方向で流れている相にコンデンサが接続され、V 相電流 i_v がコンデンサを放電する。一方図 6(b)では負の方向で流れている相にコンデンサが接続され、W 相電流 i_w がコンデンサを充電する。以上 2 つのスイッチングパターンを交互に用い、直流コンデンサ電圧の変化を抑制する。

図 7 に短絡電流抑制法のフローチャートを示す。リレーを切り離れた直後に直流コンデンサ電圧 V_c が設定上限電圧を上回った時は、最大の無効電流を発生させつつ、負の有効電流が発生するベクトルを選びインバータを動作させる（例えば、図 5 で示した電流ベクトルに対しては図 6(a)のパターンを出力すると放電となる）。一方、設定下限電圧を下回った時は、最大の無効電流を発生させつつ正の有効電流が発生するベクトルを選びインバータを動作させる（例えば、図 5 に示した電流ベクトルでは図 6(b)のパターンを出力すると充電となる）。

表 1 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パターン一覧を示す。この時、表 1 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 $30^\circ \sim 90^\circ$ 進みに、充電モードの指令ベクトルは電流ベクトルに対し $90^\circ \sim 150^\circ$ 進みベクトルになる。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 $60^\circ \sim 120^\circ$ 進みとなるよう制御する。

以上より、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。

4. シミュレーション結果

〈4.1〉 ベクトル制御を用いた場合とモータ短絡による電流遮断法を用いた場合との比較

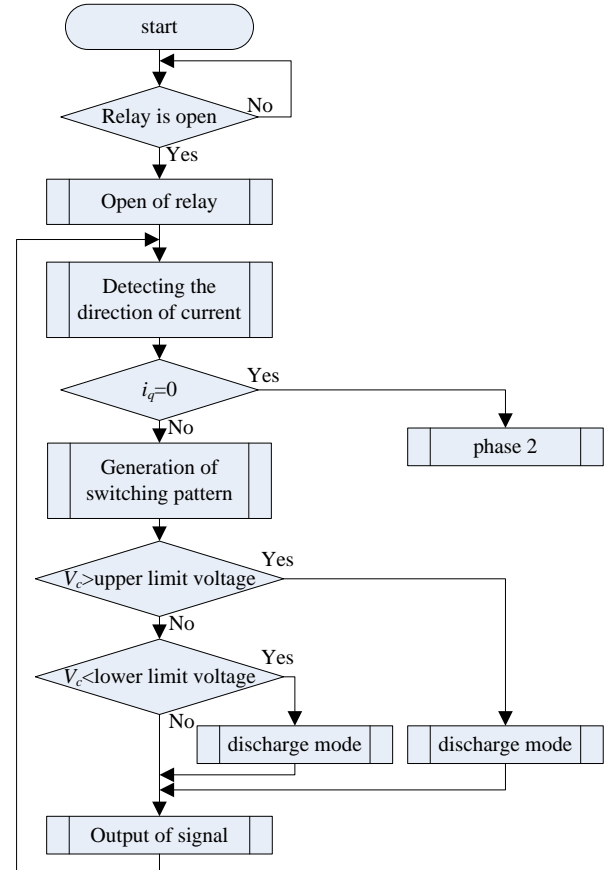


Fig.7 Operation flow chart in phase 1

Table.2 Motor parameters used in simulations

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

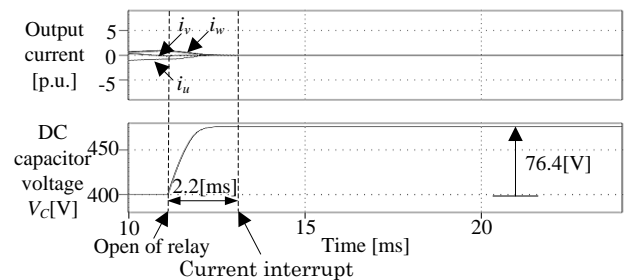


Fig.8 Output current and DC capacitor voltage waveform without the proposed method

提案法の妥当性を確認するために、回路シミュレータに「PLECS」(Plexim)を用いてシミュレーションを行った。表 2 にシミュレーションで用いる IPMSM のパラメータを示す。また、本章で示すシミュレーション結果はいずれも、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、

リレーを開放したときの動作波形である。

図 8 にベクトル制御⁷⁾で電流遮断を行った時の各部の動作波形を示す。リレーを開放と同時に q 軸電流指令値 $i_q^*=0$ を与えることで電流遮断を行っている。図 8 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。

図 9 にモータ短絡による電流遮断制御法を適用した時の動作波形を示す。図 9 より、U 相電流 i_u がゼロクロスし該当のスイッチをオフした際、再導通が発生する。その結果、直流コンデンサに U 相電流 i_u が流れ、直流コンデンサ電圧 V_c は 140 V 上昇する。また、U 相電流 i_u の再導通が終了した後、今度は V 相電流 i_v が再導通するためモータ電流は遮断できず、流れ続ける。

図 10 にモータ短絡による電流遮断制御法に再導通対策を適用した時の動作波形を示す。図 10 より本手法は直流コンデンサ電圧 V_c の上昇なしで電流遮断が可能であることが確認できる。これは、同期リアクタンスのエネルギーおよび回生エネルギーが駆動電力と固定子抵抗で消費され、直流側に回生されないためである。一方、ベクトル制御ではこれらのエネルギーがコンデンサに充電されるため、直流コンデンサ電圧 V_c の上昇が発生する。また、モータ電流がゼロクロスしたにもかかわらず、導通し続けているケースが図 10 内の t_1, t_2 二か所で発生する。これは、中間アーム電位上昇による再導通が二回発生し、それに対応して再導通対策を二回行ったからである。

次に、モータ短絡による電流遮断法が電流位相の状態にかかわらず有効であるかを確認するため、トリップした瞬間の電流位相を変化させてシミュレーションを行った。

図 11 にトリップした瞬間から 1 周期間の電流位相に対する直流コンデンサ電圧変動とモータ電流振幅のグラフを示す。直流コンデンサ電圧 V_c の上昇は、トリップ時点での電流位相に関わらずゼロであることが分かる。しかしながら、図 11 よりモータ電流振幅はワーストケース 182° で 9.06 p.u. である。このことから、このモータに第 2 章の電流遮断法を適用すると、モータが焼損または不可逆減磁する恐れがある。

〈4.2〉 モータ短絡による電流遮断法を用いた場合と短絡電流抑制法を用いた場合との比較

図 12 に第 3 章で示した提案する短絡電流抑制法を用いて

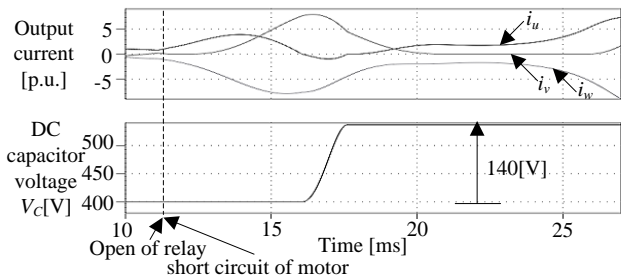


Fig.9 Output current and DC capacitor voltage waveform with the current interruption control method.

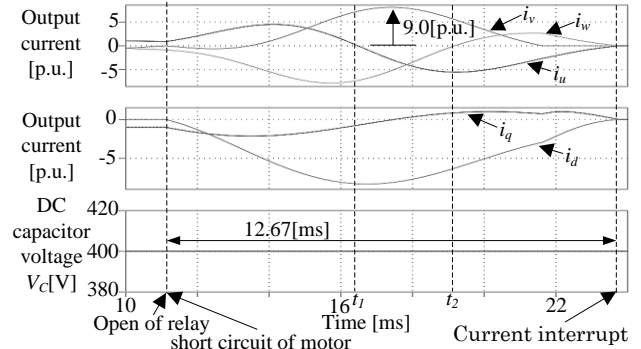


Fig.10 Output current and DC capacitor voltage waveform with the current interruption control method and prevention of the reconduction of the diodes.

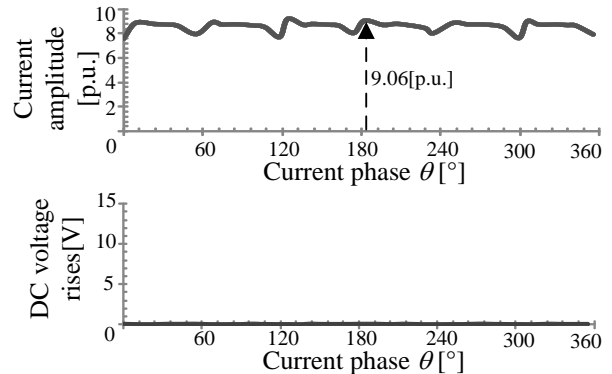


Fig.11 Output current amplitude and variation of DC capacitor voltage without short circuit current suppression method

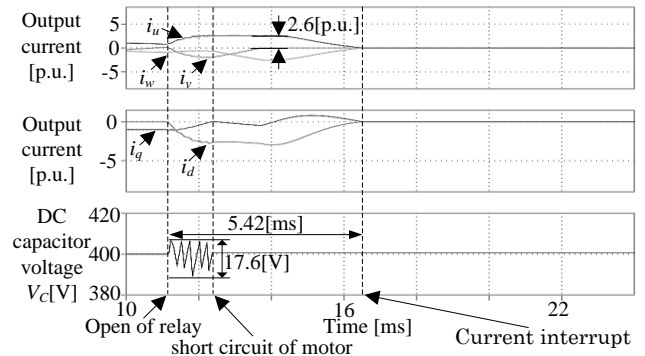


Fig.12 Output current and DC capacitor voltage waveform with the current interruption control method and countermeasure to current raised the reconduction.

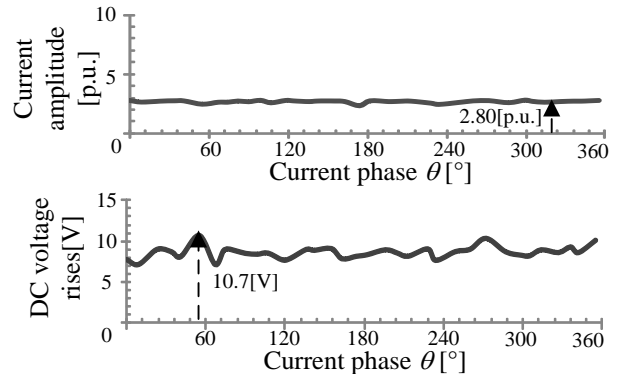


Fig.13 Output current amplitude and variation of DC capacitor voltage with short circuit current suppression method

電流遮断を行った時のシミュレーション動作波形を示す。図 12 より場合出力電流は 2.60 p.u.に抑えられている。また、この時の直流コンデンサ電圧の変動幅は 8.80V である。

次に、短絡電流抑制法が電流位相の状態にかかわらず有効であるかを確認するため、図 11 と同様のシミュレーションを行った。

図 13 にトリップした瞬間での電流位相に対する直流コンデンサ電圧変動とモータ電流振幅のグラフを示す。図 13 より、モータ電流最大値はワーストケースで電流位相が 299° のときの 2.80 p.u.である。また、直流コンデンサ電圧の変動幅のワーストケースは電流位相が 55° のときの 10.7 V である。

以上より、提案する短絡電流抑制法を用いたモータ短絡による電流遮断制御法を用いることで、短絡電流を 2.80 p.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、インバータの直流コンデンサの容量が小さくても、焼損や不可逆減磁を招くことなく、モータを停止できる。

5. 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、その妥当性を確認した。はじめに、モータ短絡による電流遮断制御法を紹介し、IPMSM に適用する上での問題点を指摘した。次に、提案する短絡電流抑制法について述べた。シミュレーション結果から、以下のような結論を得た。

(1) モータ短絡による電流遮断制御法は複雑な計算を用いず、また追加の回路を設置することなくインバータの制御のみで電流遮断が可能。

(2) トリップ時のモータ電流位相に関わらず、直流コンデンサ電圧上昇を抑制した電流遮断が可能。

(3) 短絡電流抑制法を適用することにより、短絡電流を 2.80 p.u.以内に抑えつつ、直流コンデンサ電圧 V_C の上昇を 10.7 V 以内に抑えられることを確認。

文 献

- (1) 磯田 峰明:「ダイナミックブレーキの過負荷検出装置」,公開特許公報(A), 特開 2007-74871(2007)特許庁
- (2) 山中克利:「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 繁二郎, 竹内 伸吾:「モータ制御装置」,公開特許公報(A), 特開 2000-188897(2000)特許庁
- (4) 吉田隆:「電気自動車の最新制御技術」株式会社エヌ・ティー・エヌ (2011)
- (5) 寺嶋正之, 足利正, 水野孝行, 山本隆彦, 名取一雄, 藤原昇:「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
- (6) 西尾章, 平野雅弘, 加藤義樹, 入江隆之, 馬場功:「電気自動車用小型・軽量・高出力 IPM モータの開発」,三菱重工技報 Vol.40 No.5 (2003)
- (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」 総合電子出版社(1990)