

空間ベクトル変調によるデュアルインバータモータドライブの 高変調率時におけるフェールセーフ動作

大音 慶明* Melinda Badriatul Fauziah 野口 季彦 (静岡大学)

Fail-Safe Operation of Dual Inverter Motor Drive

Based on Space Vector Modulation at High-Modulation-Index

Yoshiaki Oto*, Melinda Badriatul Fauziah, Toshihiko Noguchi, (Shizuoka University)

A dual inverter system feeding a PM Motor with open-end windings has been focused on, aiming for an utilization for autopilot techniques of hybrid and electric vehicles. The dual inverter motor drive has an advantage of utilizing a redundancy in the switching states, which means to generate particular voltage vectors with several redundant switching states. The redundancy can achieve some fault tolerant operations, that is, the dual inverter motor drive can keep operating the motor even if some failure is occurred in the system. In this paper, the fault tolerant operation of the DC-bus battery of one of the inverters is discussed. In particular, a switching over technique of the dual inverter motor drive from the normal condition to the fault tolerant operation with a space vector modulation is proposed, focusing on the operation at a high-modulation-index. The proposed technique is examined through several computer simulations.

キーワード: フェールセーフ, デュアルインバータモータドライブ, 空間ベクトル変調, キャパシタ電圧制御, オープン巻線モータ

(Fault Tolerance, Dual Inverter Motor Drive, Space Vector Modulation, Capacitor Voltage Control, Open-End Winding Motor)

1. はじめに

近年, 電気自動車やハイブリッド車の二酸化炭素排出量低減を目的とした燃費向上や自動運転技術に注目が集まっている。しかし, 現行車の多くは Fig. 1 に示すようにバッテリー電圧を昇圧チョッパにより昇圧して 2 レベルインバータを動作させ, 高電圧 PM モータを駆動している。そのため, モータの線間に形成される電圧波形は 3 レベルになり, マルチレベルに対して dv/dt や THD の点で不利である。また, 昇圧チョッパとインバータのうちどちらか一方でも故障すると, モータを駆動できなくなりフェールセーフの点でも問題がある。そこで, オープンエンド巻線をもつモータを 2 台のインバータで駆動するデュアルインバータ方式が研究されている^{0~0}。

デュアルインバータ方式は, モータの巻線両端にマルチレベルの電圧波形を形成でき, フェールセーフ動作が可能である。これまで, デュアルインバータ方式のスイッチング素子の故障に対するフェールセーフは多く研究されてきたが, 直流バス電源のフェールセーフの検討はされてい

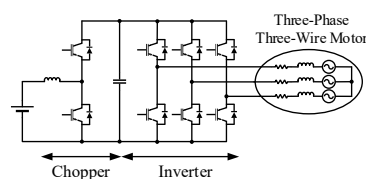


図 1 従来のシングルインバータモータドライブ
 Fig. 1. Conventional single inverter motor drive.

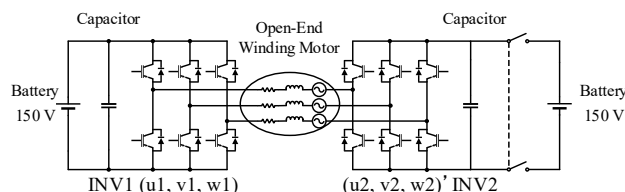


図 2 検討するデュアルインバータモータドライブ
 Fig. 2. Studied dual inverter motor drive.

い^{0~0}。そこで筆者らは, デュアルインバータ方式のスイッチング状態の冗長性に注目し, 空間ベクトル変調法を用いた片側のインバータ直流バス電源のフェールセーフを検討

してきた。検討方式では、両インバータの直流バスにバッテリーとキャパシタが並列に接続されており、バッテリーの故障を検知した際にはこのバッテリーをリレーによって解列させ、故障側のインバータをキャパシタのみによって駆動するフェールセーフ動作に移る。ただし、フェールセーフ動作では故障側インバータのキャパシタ電圧を一定に制御しつつ、同時にモータへの電圧波形形成を継続して行う必要がある⁰⁰。特に、スイッチング状態の冗長性を担保するためには、故障側インバータのキャパシタ電圧を他方の正常なインバータの直流バス電圧の半分に制御することが求められる。筆者らはこれまで、空間ベクトル変調を用いたデュアルインバータ方式における片側直流バス電源のフェールセーフ動作の基礎検討と、低変調率運転時のフェールセーフ動作への切り換え手法を提案してきた⁰⁰。しかし、フェールセーフ動作ではデュアルインバータの出力電圧範囲が制限されるために、高変調率運転時のフェールセーフが困難であった。そこで本論文では、デュアルインバータ方式の高変調率時のフェールセーフを提案し、その妥当性をシミュレーションにより確認したので報告する。

2. デュアルインバータ方式

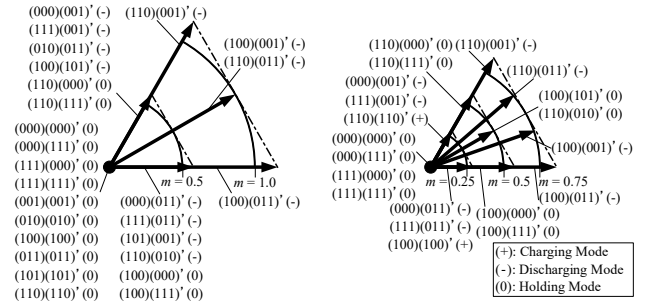
(2.1) デュアルインバータの回路構成

Fig. 2 にオープン巻線モータを 2 台のインバータで駆動するデュアルインバータ方式の回路図を示す。検討するデュアルインバータ方式では、左側のインバータを INV1、右側のインバータを INV2 と呼び、両インバータの直流バスにはバッテリーとキャパシタが並列に接続されている。両インバータのスイッチング状態は $(u1, v1, w1)$ $(u2, v2, w2)$ と表され、各legは相補的にスイッチングさせる。このとき、各相の上アームが ON している状態を 1, OFF している状態を 0 と表す。

デュアルインバータ方式では、シングルインバータ方式と比較してインバータとインバータ直流バス電源の数が増える一方で、両インバータの出力電圧の和をモータに供給できるため昇圧チョップ回路が不要である。また、マルチレベルの電圧波形形成ができ、THD の改善による高調波銅損や鉄損の低減や、巻線両端電圧の dv/dt 低減による伝導ノイズ・放射ノイズの低減に期待できる。そして、デュアルインバータ方式のスイッチング状態には冗長性があり、特定の電圧ベクトルを異なる複数のスイッチング状態によって同様に出力できる。この冗長性によって直流バス電源の故障に対するフェールセーフ動作が可能になる。

(2.2) 直流バス電源のフェールセーフ動作

本論文では、INV2 の直流バス電源の故障を想定し、故障したバッテリーをリレーによって解列させた後のフェールセーフ動作を検討する。検討するフェールセーフ動作では、故障側のインバータをキャパシタのみで駆動するため、キャパシタの充放電を制御しキャパシタ電圧を一定に制御する必要がある。特に、スイッチング状態の冗長性を担保するために、故障した INV2 のキャパシタ電圧は正常な INV1



(a) 1:1 DC-bus voltage ratio. (b) 1:0.5 DC-bus voltage ratio.

図 3 デュアルインバータのスイッチング状態の冗長性
Fig. 3. Redundancy of switching state in dual inverter system.

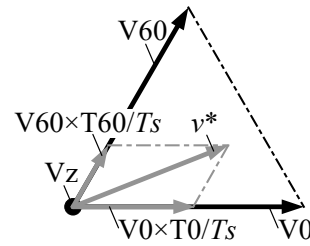


図 4 SVM の原理

Fig. 4. Principle of SVM.

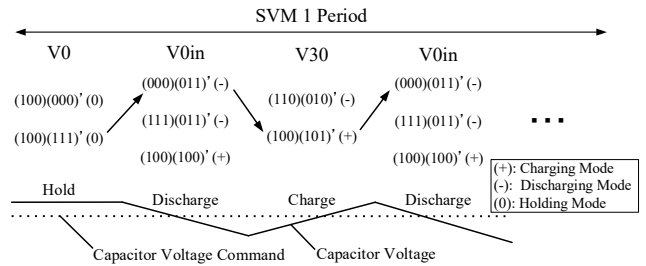


図 5 SVM によるキャパシタ電圧制御法

Fig. 5. Capacitor voltage control with SVM.

の直流バスバッテリーの半分に制御することが求められる。ここで、デュアルインバータのスイッチング状態と出力電圧ベクトルの関係のうち 0 度から 60 度を抜き出したものを Fig. 3 に示す。図中には、スイッチング状態の表記の後に定常状態でのキャパシタ充放電モードを記し、「+」はキャパシタ充電モード、「-」はキャパシタ放電モード、「0」はキャパシタ電圧保持モードを表している。Fig. 3 を見ると、どちらの直流バス電圧比においてもスイッチング状態が冗長性をもち、特定の電圧ベクトルを複数の異なるスイッチング状態で出力できることがわかる。しかし、直流バス電圧比が 1 : 1 の場合、冗長なスイッチング状態の中にキャパシタを充電するモードがなくキャパシタ電圧を制御することが困難である。一方で、直流バス電圧比が 1 : 0.5 の場合、冗長なスイッチング状態の中に充電モードと放電モードの両方が存在しこれらを冗長に切り換えることが可能である。したがって、検討するフェールセーフ動作では直流バス電圧比 1 : 0.5 を採用し、故障側インバータのキャパシタ電圧を正常なインバータのバッテリー電圧の半分に制御する。ただし、直流バス電圧比が 1 : 0.5 の場合でも、

最も外側の六角形を形成する電圧ベクトルには冗長性がなくキャパシタ電圧の制御が困難なため、本論文ではこれらの電圧ベクトルを使用しない。すなわち、フェールセーフ回路の動作領域は変調率 $m < 0.5$ に制限される。

〈2・3〉 空間ベクトル変調法

デュアルインバータ方式は、スイッチング状態に冗長性があり特定の電圧ベクトルを複数の冗長なスイッチング状態で出力できる。したがって、特にデュアルインバータのフェールセーフ回路を制御する際には、冗長なスイッチング状態の中から適切にキャパシタを充放電するものを適宜選択する必要がある。そこで、本論文では空間ベクトル変調法 (SVM : Space Vector Modulation) を採用している。Fig. 4 にインバータが出力可能な電圧ベクトルのうち 0 度から 60 度を抜き出したものを示し、SVM の原理を説明する。Fig. 4 に示すようにインバータは離散的な電圧ベクトルしか出力できないため、任意位相・任意振幅の指令電圧ベクトルを出力するにはこれらを適切な割合で合成する必要がある。SVM では、指令電圧ベクトルを出力するために合成する電圧ベクトルを選択し、それぞれのベクトルの出力時間を演算する。図中では、指令電圧ベクトル v^* を出力方法を示しており、 T_s は SVM 制御周期、 T_0 と T_{60} は電圧ベクトル V_0 と V_{60} の出力時間をそれぞれ表している。また、指令電圧ベクトル v^* を出力する際には v^* が存在する領域を囲む 3 つの電圧ベクトル (Fig. 4 では V_z , V_0 , V_{60}) が選択される。

〈2・4〉 キャパシタ電圧制御法

直流バス電源のフェールセーフ動作では、故障側インバータのキャパシタ電圧一定制御とモータ巻線へのマルチレベル電圧波形形成を SVM によって両立する必要がある。前述のように、デュアルインバータのスイッチング状態には冗長性があり、特に直流バス電圧比を 1 : 0.5 にすることでキャパシタ充電モードと放電モードを冗長に切り換えることができる。したがって、Fig. 5 に示すように SVM のスイッチングパターンが構成される場合、各電圧ベクトルを出力する際、冗長なスイッチング状態の中から適切にキャパシタを充放電するモードを適宜選択することで、SVM によってキャパシタの充放電を制御しつつ、同時に巻線にマルチレベルの電圧波形形成ができる。ただし、スイッチング状態毎のキャパシタ充放電モードは各相のモータ電流方向によって決定されるため、スイッチング状態を選択する際にはモータの瞬時力率を考慮しなければならない⁰。

3. 提案するフェールセーフ動作切り換え法

本論文では INV2 の直流バス電源の故障を想定している。デュアルインバータ方式は左右のインバータ出力の和をモータに供給できるので、正常状態ではその運転領域を拡大するために直流バス電圧比 1 : 1 で運転している。一方でフェールセーフ動作では、故障した INV2 のキャパシタ電圧を正常な INV1 のバッテリー電圧の半分に制御する。したがって、INV2 のバッテリーの故障を検知しリレーによって

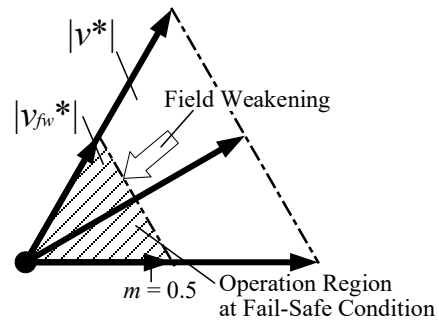


図 7 界磁弱め制御を採用した高変調率運転時のフェールセーフ

Fig. 7. Fault tolerant operation at high-modulation-index employed field-weakening control.

これを解列した後、速やかにキャパシタ電圧を目標値まで放電しスムーズにフェールセーフする必要がある。ただし、INV2 のキャパシタ電圧を放電すると INV2 の出力電圧ベクトルのノルムが小さくなるため、デュアルインバータの出力電圧ベクトルも変化する。Fig. 6 に INV2 のキャパシタ電圧が変化した場合のデュアルインバータの出力電圧ベクトルのうち位相が 0 度から 60 度のものを抜き出して示した。図中の左図はデュアルインバータが正常運転時の出力電圧ベクトルを示しており、右図はフェールセーフ時の出力電圧ベクトルを示している。したがって、フェールセーフ動作に切り換える際には、キャパシタ電圧値を考慮して SVM に使用する出力電圧ベクトルを選択し、各電圧ベクトルの出力時間を計算する必要がある。特に、変調率 $0.25 < m \leq 0.5$ の場合は電圧ベクトルの選択と各ベクトルの出力時間の計算が複雑になる。

〈3・1〉 低変調率運転時のフェールセーフ

まず、変調率 $0 < m \leq 0.25$ の場合について説明する。Fig. 6 (a)の左側に示すように、デュアルインバータの正常運転時には斜線で示した正三角形領域にて SVM を行う。そして INV2 の直流バス電源のフェールセーフ動作に切り換える際は、3 つの電圧ベクトル V_z , V_a , V_b を使って SVM を行いモータの巻線両端に電圧波形を形成しつつ、キャパシタ電圧を INV1 のバッテリー電圧の半分まで放電する。このとき、 V_z はゼロ電圧ベクトルを表しており、電圧ベクトル V_a および V_b は INV1 がゼロ電圧ベクトルを出力し INV2 が 0 度および 60 度の位相をもつ電圧ベクトルを出力したときの和の電圧ベクトルを示している。また、 V_a , V_b を出力するスイッチング状態はキャパシタ放電モードである。したがって、デュアルインバータが出力する電圧ベクトル V_a , V_b のノルムはキャパシタ電圧が放電するにつれて Fig. 6 (a)に示すように変化するため、SVM によってキャパシタを放電するスイッチング状態を適切に選択し、キャパシタ電圧を考慮して各電圧ベクトルの出力時間を計算する必要がある。

次に変調率 $0.25 < m \leq 0.5$ の場合について説明する。変調率 $0 < m \leq 0.25$ のときと同様に、デュアルインバータの正常運転時には Fig. 6 (b)の左図の斜線部で示した正三角形

領域にて SVM を行う。一方でフェールセーフ動作では、3つの電圧ベクトルで囲まれる3通りの正三角形領域 (V_a, V_a', V_c or V_c' に囲まれる正三角形, V_a, V_b, V_c or V_c' に囲まれる正三角形, V_b, V_b', V_c or V_c' に囲まれる正三角形)にて SVM を行う。前述のように、電圧ベクトル V_a, V_b は、INV2 のキャパシタ電圧によって電圧ベクトルのノルムが変化する。一方で、 V_a' および V_b' は INV1 が 0 度および 60 度の位相をもつ電圧ベクトルを出力し、INV2 がゼロ電圧ベクトルを出力したときの和の電圧ベクトルであるため、そのノルムはキャパシタ電圧に依存して変化しない。また、 V_c は INV1 が 60 度の位相の電圧ベクトルを出力し、INV2 が 300 度の位相の電圧ベクトルを出力したときの和を表しており、 V_c' は INV1 が 0 度の位相の電圧ベクトルを出力し、INV2 が 120 度の位相の電圧ベクトルを出力したときの和を表している。したがって、 V_c と V_c' のノルムと位相はキャパシタ電圧が放電するにつれて Fig. 6 (b)中の左図から右図にむかって変化する。

以上のように SVM の領域分けを行い使用する電圧ベクトルを選択し、キャパシタ電圧を考慮して各電圧ベクトルの出力時間を計算することで、変調率 $m \leq 0.5$ の低変調率運転時にて巻線に電圧波形を形成しつつキャパシタ電圧を目標値まで放電し、デュアルインバータモータドライブをスムーズにフェールセーフ動作に切り換えることができる。

〈3・2〉 高変調率運転時のフェールセーフ

しかし、図 3 (b)に示すように本論文で検討するデュアルインバータのフェールセーフ動作では、変調率 $m > 0.5$ の電圧ベクトルは冗長性をもたないためキャパシタの充放電制御に使用できない。そのため、変調率 $m > 0.5$ における高変調率運転時にデュアルインバータモータドライブをフェー

ルセーフすることが困難である。そこで、本論文では弱め界磁制御を採用した高変調率運転時におけるデュアルインバータモータドライブのフェールセーフ動作を提案する。提案法では、式 (1) に示す一般的なモータの電圧方程式において、定常状態で巻線抵抗 R による電圧降下が小さいと仮定し d 軸電流について解いた式 (2) に従って、巻線に負の d 軸電流を流し PM モータの磁石磁束を弱めることでモータの運転速度領域を拡大する。ここで、 v_d および v_q は d 軸および q 軸電圧、 i_d および i_q は d 軸および q 軸電流、 L_d および L_q は d 軸および q 軸インダクタンス、 ω はモータ回転数、 Ψ は磁束鎖交数を表している。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$i_d = -\frac{\Psi}{L_d} \pm \sqrt{\left(\frac{v_{fw}^*}{\omega L_d}\right)^2 - \left(\frac{L_q}{L_d}\right)^2 i_q^2} \quad (2)$$

したがって提案法では、Fig. 7 に示す式 (2) を用いて指令電圧ベクトルのノルム $|v^*|$ がフェールセーフ動作可能なノルム $|v_{fw}^*|$ (変調率 $m = 0.5$ 以下に相当する電圧ベクトルノルム) になるようにモータの d 軸に負の電流を流し、高変調率運転時のフェールセーフを行う。弱め界磁制御によって電圧ベクトルのノルム $|v_{fw}^*|$ が変調率 $m = 0.5$ 以下になった後は、前述の低変調率運転時のフェールセーフ動作によって INV2 のキャパシタ電圧を一定に制御しながらデュアルインバータモータドライブをフェールセーフ駆動する。ただし、モータに d 軸電流を流すと指令電圧ベクトルに対してモータ電流ベクトルの位相が進む電流進角制御になり、これがキャパシタ充放電モードに影響を与えてしまう。

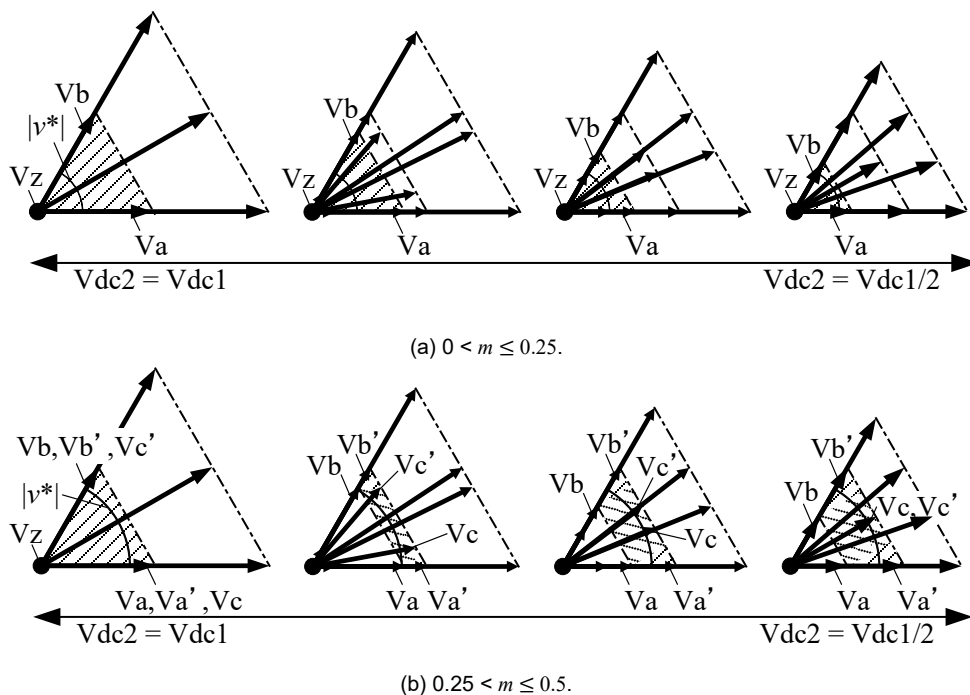


図 6 デュアルインバータのフェールセーフ動作切り換え法

Fig. 6. Switching over technique to fault tolerant operation of dual inverter system.

4. 界磁弱めによるキャパシタ電圧一定制御への影響

例えば, Fig. 8 の左図に示すような指令電圧ベクトル v^* を SVM で出力する場合を考える。図中ではフェールセーフ動作時のデュアルインバータの出力電圧ベクトルのうち -60 度から 120 度の範囲を抜き出している。また, このときモータ巻線を通る電流ベクトルの位相と各相巻線の電流方向の関係は Fig. 8 の左図に示すようになる。これまで, 制御対象のモータは誘導性負荷でありその電流ベクトルは v^* に対して最大で 90 度遅れることから, v^* を出力したときの Current Polarity は A または F のみを想定していた。一方で, 本論文で提案する高変調率運転時のフェールセーフ動作では界磁弱め制御を採用しており, モータに負の d 軸電流を流すため SVM によって出力した電圧ベクトルに対して電流進角制御になる。したがって, Fig. 8 の左図において Current Polarity が B または C を考慮する必要がある。

Fig. 8 の右図に電圧ベクトル V30 を出力する冗長な 2 つのスイッチング状態について, 各 Current Polarity に対するキャパシタ充放電モードを示した。同図を見るとわかるように, 例えばスイッチング状態 (1, 1, 0) (0, 1, 0)' は Current Polarity が A または F のときキャパシタを放電するモードであるが, 電流進角制御のために Current Polarity が B または C になるとキャパシタを充電するモードに変化する。したがって, SVM において冗長なスイッチング状態から適切にキャパシタを充放電するものを選択する際には, モータの瞬時力率を考慮しなければならない。

5. シミュレーション

〈5.1〉 シミュレーション条件

Myway プラスから提供されているパワエレ回路シミュレーター PSIM を使って, 提案法の動作を検討した。制御ブロック図とシミュレーション条件を Fig. 9 と TABLE I にそれぞれ示す。シミュレーションでは, オープン巻線をもつ SPM のモータモデルを 2 台の 3 レベルインバータによって速度制御および電流制御する。INV2 の直流バスには故障したバッテリーを解列させるためにリレーが接続されており, Fault Signal を検出した後バッテリーを解列させ INV2 はキャパシタによって運転される。本シミュレーションでは高変調率運転時のフェールセーフ動作を検討するために変調率を $m > 0.5$ に設定し, Field Weakening Control ブロックでは式 (2) を用いて d 軸電流指令値を計算している。SVM ブロックでは, dq 軸座標上の指令電圧ベクトルとモータ電流の位相差から計算したモータの瞬時力率と INV2 のキャパシタ電圧値を用いて, キャパシタ電圧を適切に充放電するスイッチング状態の選択および各電圧ベクトル出力時間の演算を行う。

〈5.2〉 シミュレーション結果

シミュレーション結果を Fig. 10 に示す。上段からモータ回転数, INV2 のバッテリーの故障信号, d および q 軸電流,

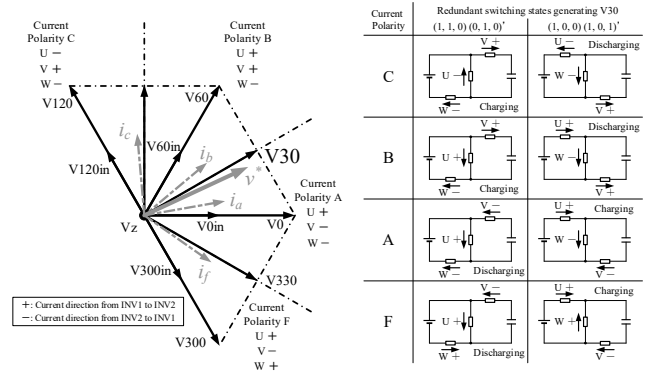


図 8 モータ瞬時力率とキャパシタ充放電モードの関係
Fig. 8. Relationship between instantaneous motor power factor and capacitor charging/discharging modes.

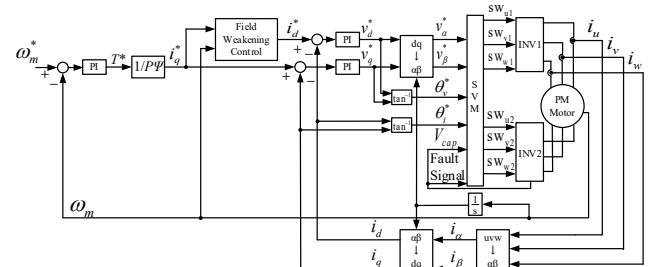


図 9 制御ブロック図

Fig. 9. Control block diagram.

表 1 シミュレーション条件

TABLE I. SIMULATION CONDITIONS.

Switching frequency	10 kHz	
Voltage of batteries	150 V	
Capacitor voltage command	75 ± 5 V	
Capacitance	1330 μF	
Motor rotational speed	2700 r/min	
Dead time	0 μs	
Motor parameters	Number of poles	8
	Number of flux linkage	0.174 Wb
	Moment of inertia	0.00173 kgm ²
	Damping coefficient	0.01 N/rad/s
	Phase resistance	1.1 Ω
	Phase inductance	5 mH

変調率, 三相電流, キャパシタ電圧, U 相巻線両端電圧を表している。結果からわかるように, モータモデルをデュアルインバータによって変調率 $m = 0.95$ 付近で正常運転中に INV2 のバッテリー解列信号を検出したとき, 提案法によってモータに負の d 軸電流を流し変調率を $m < 0.5$ に制御することで, キャパシタ電圧を目標値まで放電しスムーズにフェールセーフ動作に切り換えができています。また, フェールセーフ動作ではキャパシタ電圧を一定に制御しつつモータ巻線の両端にマルチレベル電圧波形を形成できている。

6. まとめ

本論文では, 空間ベクトル変調を用いたデュアルインバ

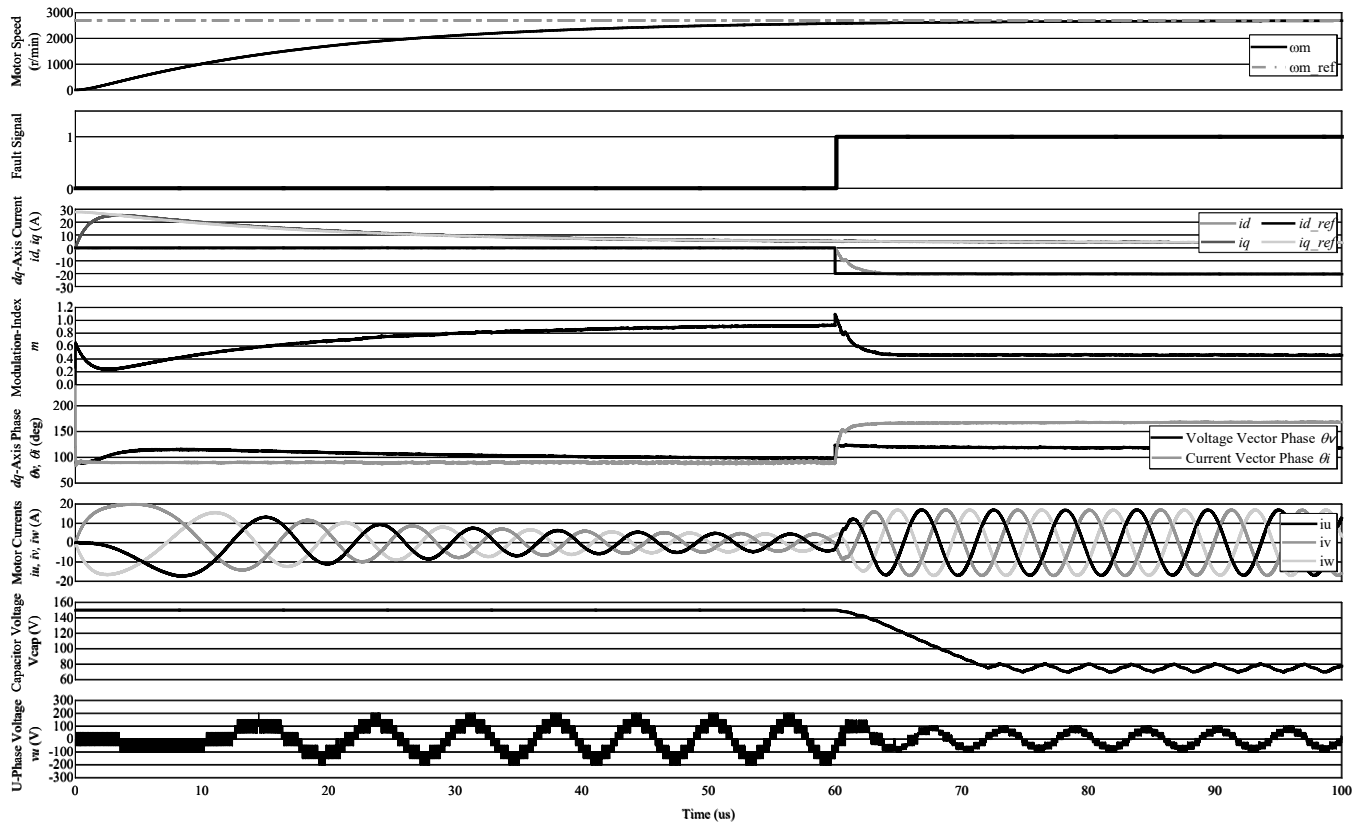


図 10 シミュレーション結果

Fig. 10. Simulation result.

ータ方式における直流バス電源のフェールセーフ動作について検討した。検討するフェールセーフ動作では、故障側インバータはキャパシタのみで駆動するためキャパシタ電圧を一定に制御する必要がある。特に、デュアルインバータのスイッチング状態の冗長性を担保するため、故障側インバータのキャパシタ電圧は他方の正常なインバータのバッテリー電圧の半分に制御しなければならない。しかしこの場合、デュアルインバータの出力電圧範囲が制限されてしまい高変調運転時のフェールセーフ動作が困難になる。そこで、本論文では弱め界磁制御を採用し d 軸に負の電流を流すことで、高変調率運転時のフェールセーフを達成する方法を提案した。また、提案法の動作をシミュレーションし、高変調率運転時にもデュアルインバータ方式の片側直流バス電源の故障に対するフェールセーフ動作にスムーズに切り替えができることを確認した。

文 献

- (1) Y. Kawabata, M. Nasu, T. Nomoto, Emenike C. Ejiogu, and T. Kawabata : "High-Efficiency and Low Acoustic Noise Drive System Using Open-Winding AC Motor and Two Space-Vector-Modulated Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, 2002, pp. 783-789.
- (2) J. Kim, J. Jung, and K. Nam : "Dual-Inverter Control Strategy for High-Speed Operation of EV Induction Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, 2004, pp. 312-320.
- (3) K. A. Corzine, M. W. Wielewski, F. Z. Peng, and J. Wang : "Control of Cascaded Multi-Level Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, 2004, pp. 732-738.
- (4) K. Mitsudome, H. Haga, and S. Kondo : "Improvement of Output Voltage Waveform in Dual Inverter Having a Different DC Power Supply," *IEEJ Technical Meeting on Rotating Machinery, Semiconductor Power Converter and Motor Drive*, 2015, pp. 77-82.
- (5) H. Machiya, H. Haga, and S. Kondo : "High Efficiency Drive Method of an Open-Winding Induction Machine Driven by Dual Inverter using Capacitor Across DC Bus," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 135, no. 1, 2015, pp. 10-18.
- (6) J. Ewanchuk, J. Salmon, and C. Chapelsky : "A Method for Supply Voltage Boosting in an Open-Ended Induction Machine Using a Dual Inverter System With a Floating Capacitor Bridge," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, 2013, pp. 1348-1357.
- (7) Y. Ohto, T. Noguchi, and T. Sasaya : "Space Vector Modulation of Dual Inverter Taking Power Factor of Open-End Winding Motor," *IEEJ Annual National Conference*, 2016, pp. 71-72.
- (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*, 2017, pp. 1172-1177.
- (9) A. Mizukoshi, and H. Haga : "Control Method of Open-Winding Induction Machine for Improvement of Output Voltage at Low-Modulation Ratio," *IEEJ Industry Applications Society Conference*, 2017, pp. 257-260.
- (10) Y. Ohto, T. Noguchi, and T. Sasaya : "Compensation of Simultaneous Same Phase Switching Operation in Dual Inverter System," *IEEJ Annual National Conference*, 2018, pp. 183-184.