

オープンエンド巻線 PM モータを駆動する デュアルインバータの空間ベクトル変調

大音 慶明*, 野口 季彦 (静岡大学), 笹谷 卓也 (株式会社デンソー)

Space Vector Modulation of Dual Inverter Feeding PM Motor with Open-End-Windings

Yoshiaki Ohto*, Toshihiko Noguchi, (Shizuoka University)

Takanari Sasaya, (Denso Corporation)

A space vector modulation (SVM) technique of a dual inverter feeding a PM Motor with open-end-windings is proposed in the paper, where one of the inverters has a battery power source and the other has a capacitor across the DC-bus. In order to control the capacitor voltage simultaneously with the SVM, it is necessary to select an optimal switching state taking an instantaneous motor power factor into account. The paper demonstrates an experimental setup and test results as well as computer simulation results.

キーワード: デュアルインバータ, 空間ベクトル変調, オープンエンド巻線モータ
 (Dual Inverter, Space Vector Modulation, Open-End-Winding Motor)

1. はじめに

近年、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、現行のハイブリッド車の多くは双方向チョップによりバッテリー電圧を昇圧して 2 レベルインバータを動作させ、高電圧 PM モータを駆動する構成である。そのため、モータの巻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 が大きく、THD や伝導ノイズ・放射ノイズの点で不利である。また、昇圧チョップとインバータのうち一方でも故障すると、モータが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の研究が進められている(1)~(4)。

デュアルインバータ方式は、マルチレベルの電圧波形形成が可能であり、片側のインバータ直流電源をキャパシタに置き換えることでフェールセーフの点で有利になる。ただし、この場合はキャパシタ電圧を一定に制御しつつ、同時にマルチレベルの電圧波形を形成する必要がある(5)(6)。特に、制御対象であるモータは誘導性負荷のためキャパシタの充放電制御にはモータ力率の考慮が必要になる。本論文では、モータ力率に応じてキャパシタ電圧を一定に制御しながら、空間ベクトル変調 (SVM) によって巻線にマルチレベルの電圧波形を形成する手法をシミュレーションと実機によって検証した(7)。また、デッドタイムの影響により電

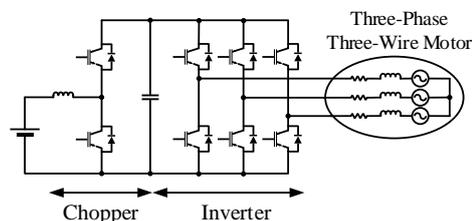


図 1 従来のシングルインバータ方式

Fig. 1. Conventional motor drive with single inverter system.

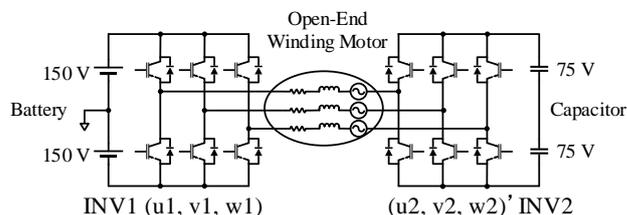


図 2 デュアルインバータ方式

Fig. 2. Open-end winding motor drive with dual inverter system.

圧波形形成に問題が生じることがわかったので報告する。

2. デュアルインバータの構成

(2-1) デュアルインバータの回路構成

Fig. 1 に従来の三相 3 線式モータを 1 台の 2 レベルインバータで駆動するシングルインバータ方式の回路図を示

し, Fig. 2 にオープンエンド巻線モータを駆動するデュアルインバータ方式を示す。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, INV2 の直流バスのバッテリーをキャパシタに置き換えている。本論文では, 2 台のインバータのスイッチング状態を $(u1, v1, w1)$ $(u2, v2, w2)'$ と表し, 各legを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, 2 台のインバータが出力する電圧の和と差をモータの巻線両端に印加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るため, THD の改善による銅損や鉄損の低減や, 巻線両端電圧の dv/dt 減少による伝導ノイズ・放射ノイズの低減が期待できる。そして, デュアルインバータが出力可能な電圧ベクトルには冗長性があり, 特定の電圧ベクトルを異なる複数のスイッチングモードによって出力できる。この冗長性によって片側のインバータ直流バスのバッテリーをキャパシタに置き換えたデュアルインバータの運転が可能になる。したがって, 両インバータ直流バスのバッテリーに対して並列にキャパシタを挿入し, キャパシタ電圧をバッテリー電圧に維持しておけば, 片側のバッテリーが故障した場合でも直流バスに挿入したキャパシタともう一方の正常なインバータによって運転が継続可能である。また, 片側のインバータのスイッチング素子が故障した場合でも, 故障したインバータの正常に動作するアームで三相巻線を短絡することで, もう一方の正常なインバータによってシングルインバータとして運転が継続可能でありフェールセーフの点で非常に有利である。

〈2・2〉 直流バス電圧比とスイッチングモードの冗長性

本論文で検討するデュアルインバータでは, INV2 のキャパシタ電圧を INV1 のバッテリー電圧の半分に制御する。これは, スwitchingモードの冗長性を担保し SVM とキャパシタ電圧一定制御を両立して行うためである。また, 各インバータ直流バスの電圧比が 1:1 のときは巻線の両端に形成される電圧波形は 5 レベルであるが, 電圧比を 2:1 にすることで 9 レベルの電圧波形を形成することが可能になる。

シングルインバータ, 直流バス電圧比が 1:1 のデュアルインバータ, 直流バス電圧比が 2:1 のデュアルインバータが出力可能な電圧ベクトルを Fig. 3 に示す。Fig. 3 より, シングルインバータは 2 個のゼロベクトルと 6 個のノンゼロベクトルの合計 8 個の電圧ベクトルを出力できることがわかる。また, デュアルインバータが出力可能な電圧ベクトルは, 左右のインバータが出力可能な電圧ベクトルの和になることがわかる。ここで, 直流バス電圧比が 1:1 のデュアルインバータ, および 2:1 のデュアルインバータが出力可能な電圧ベクトルのうち位相が 0 から 60 度のものを抜き出し, 各ベクトルを出力するスイッチングモードを合わ

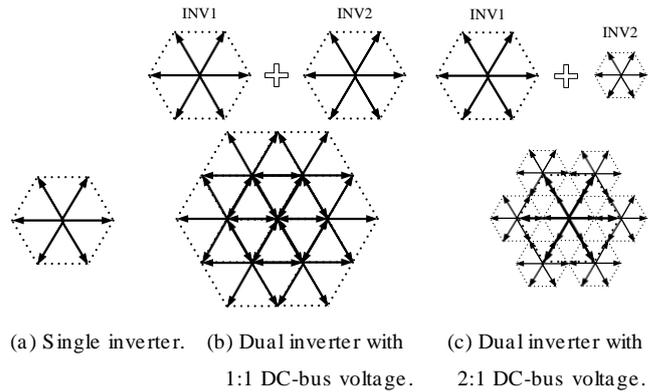


Fig. 3. Output voltage vectors of three systems.

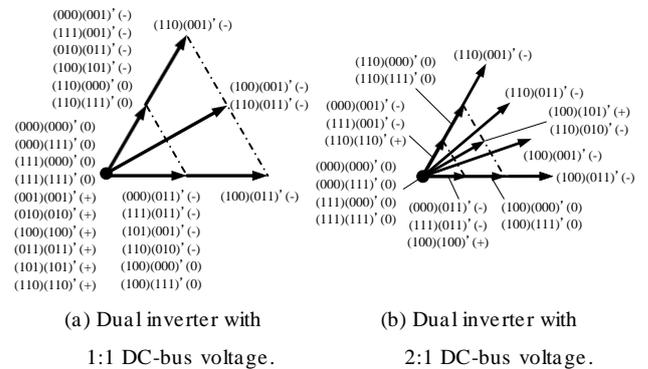


Fig. 4. Relationship between DC-bus voltage ratio of dual inverter system and switching state redundancy.

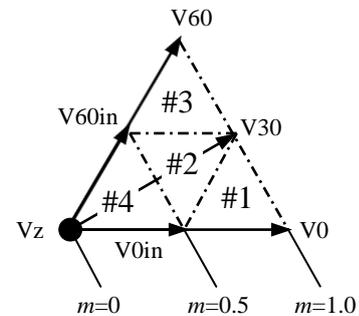


Fig. 5. Voltage vectors used in SVM and modulation index.

せて Fig. 4 に示す。また, スwitchingモードの表記の後にモータの瞬時力率が極めて 1 に近い場合のキャパシタ充放電モードを示した。このとき「+」はキャパシタを充電するモード, 「-」はキャパシタを放電するモード, 「0」はキャパシタ電圧を保持するモードを表している。

Fig. 4 を見ると, 特定のスイッチングモードを異なる複数のスイッチングモードで出力することができ, スwitchingモードに冗長性があることがわかる。しかし, 直流バス電圧比が 1:1 のデュアルインバータでは, 特定の電圧ベクトルを出力する冗長なスイッチングモードの中にキャパシタ充電モードと放電モード

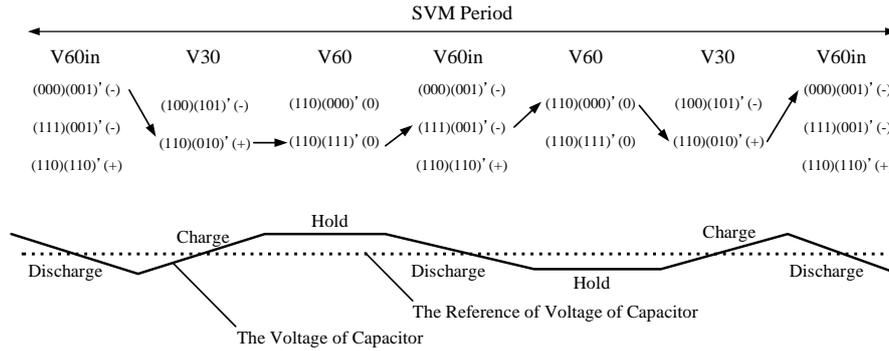


図 6 SVM によるマルチレベル電圧波形形成とキャパシタ電圧の同時制御

Fig. 6. Simultaneous control of multilevel voltage waveform generation with SVM and capacitor voltage.

のどちらか一方しか存在せず、キャパシタの充電と放電を冗長に切り換えることができない。一方で、直流バス電圧比が 2 : 1 のデュアルインバータでは、特定の電圧ベクトルを出力する冗長なスイッチングモードの中にキャパシタ充電モードと放電モードの両方が存在するため、SVM によってモータに電圧波形形成をしつつキャパシタの充放電を制御することが可能になる。したがって、デュアルインバータの直流バス電圧比は 2 : 1 を採用した。ただし、直流バス電圧比が 2 : 1 の場合であって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いため、本論文の SVM シーケンスではこれらの電圧ベクトルを使用しない。

3. SVM による電圧ベクトルの選択法

Fig. 5 に、本論文で使用する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す。m は変調率を示しており、SVM によって生成するベクトル円軌跡が外側の六角形に内接するときを $m=1.0$ とし、内側の六角形に内接するときを $m=0.5$ とする。

SVM ではインバータが出力可能な離散的な電圧ベクトルを適切な割合で合成することで任意位相、任意振幅の電圧ベクトルを出力する。このとき、Fig. 5 に示すように領域を #1 から #4 に分け、出力する電圧ベクトルが存在する領域を囲む 3 つのベクトルを合成に使用する。例えば、領域 #1 内に電圧ベクトルを出力する際は、領域 #1 を囲む電圧ベクトル V_0 , V_{0in} , V_{30} を SVM に使用する。このように合成に使用するベクトルを選択することで、領域 #1 から #3 ではゼロベクトルを使用せずに 9 レベルの電圧波形が形成でき、 dv/dt を小さくすることができる。ただし、領域 #4 では必ず V_z を使用しなければならない。

4. キャパシタ電圧制御とモータ瞬時力率

〈4.1〉 INV2 のキャパシタ電圧制御法

本論文で検討するデュアルインバータ方式では、INV2 の直流バスバッテリーをキャパシタに置き換えている。したがって、SVM によってマルチレベル電圧波形を形成しつつ、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しなければならない。

前述のように、デュアルインバータのスイッチングモードには冗長性があり、特定の電圧ベクトルを複数の異なるスイッチングモードにより出力できる。また、

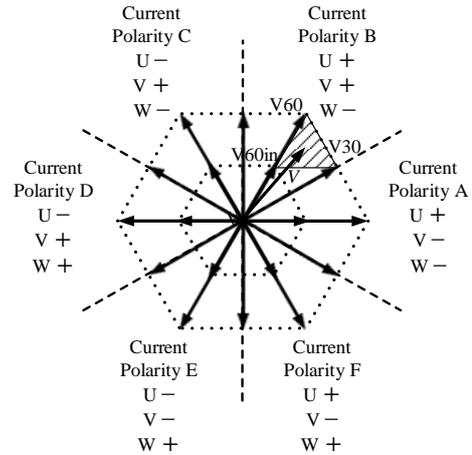


図 7 電流ベクトルとモータ相電流の関係

Fig. 7. Relationship between current vector and motor line currents.

| Current Polarity | The redundant switching states generating V30 | |
|------------------|---|----------------------|
| | (1, 1, 0) (0, 1, 0)' | (1, 0, 0) (1, 0, 1)' |
| B | | |
| A | | |
| F | | |

図 8 冗長なスイッチングモードとキャパシタ充放電モードの関係

Fig. 8. Relationship between redundant switching states to output V30 and capacitor voltage control modes.

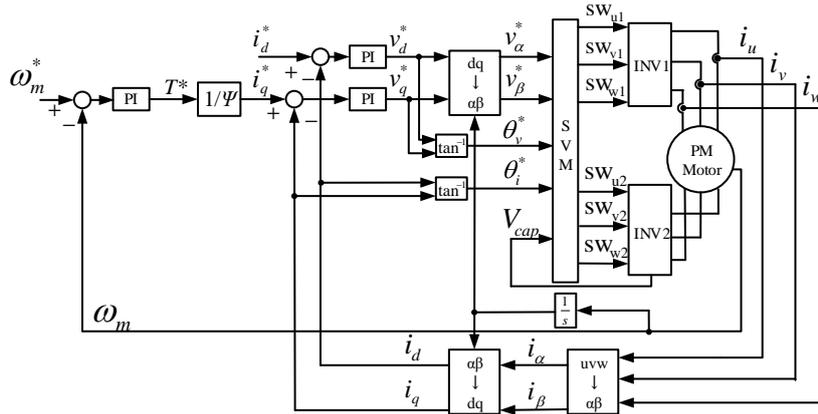


図9 オープン巻線 PM モータを駆動するデュアルインバータの制御ブロック図

Fig. 9. Control block diagram of dual inverter system for open-end winding PM motor drive.

表1 シミュレーション条件

TABLE I. COMPUTER SIMULATION CONDITIONS.

| | | |
|---------------------------------|------------------------|--------------------------|
| Switching frequency | | 10 kHz |
| Voltage of battery (INV1) | | 300 V |
| Voltage of capacitor (INV2) | | 150 ± 5 V |
| Capacitance of capacitor (INV2) | | 1320 μF |
| Motor speed command value | | 2500 r/min |
| Dead time | | 0 μs |
| Motor parameters | Number of poles | 8 |
| | Number of flux linkage | 0.174 Wb |
| | Moment of inertia | 0.00137 kgm ² |
| | Damping coefficient | 0.002 N/rad/s |
| | Phase resistance | 1 Ω |
| | Phase inductance | 5 mH |

スイッチングモード毎にキャパシタを流れる電流方向も変化しキャパシタ充放電モードが異なる。したがって、Fig. 6 に示すように、SVM 中に特定の電圧ベクトルを出力する際、冗長なスイッチングモードの中から適切にキャパシタを充放電するモードを選択することで、SVM によってマルチレベル電圧波形を形成しつつキャパシタ電圧を一定に制御することができる。ただし、Fig. 6 はモータの瞬時力率が極めて 1 に近い状態を想定している。

(4.2) モータ瞬時力率の影響

モータ電流ベクトルの位相とモータ各相を流れる電流方向は Fig. 7 に示すようになる。ただし、図中の電流方向は各相の巻線を通る電流方向を表しており、「+」は INV1 側から INV2 側へ向かう方向、「-」はその逆方向を表している。スイッチングモード毎のキャパシタ充放電モードは、この巻線電流の方向によって決定することができる。

しかし、本論文で制御対象としているのはモータであり、モータは誘導性負荷である。そのため、SVM によって出力した電圧ベクトルに対して、モータ電流ベクトルの位相は遅れる。このとき、巻線の定数や運転状態によってモータの瞬時力率が変動してしまうと、モータ電流の方向が変化するため、キャパシタ電圧一定制御に問題が生じる。したがって、キャパシタ電圧を一定に制御するためにはモータの瞬時力率を考慮しなければならないことがわかる。

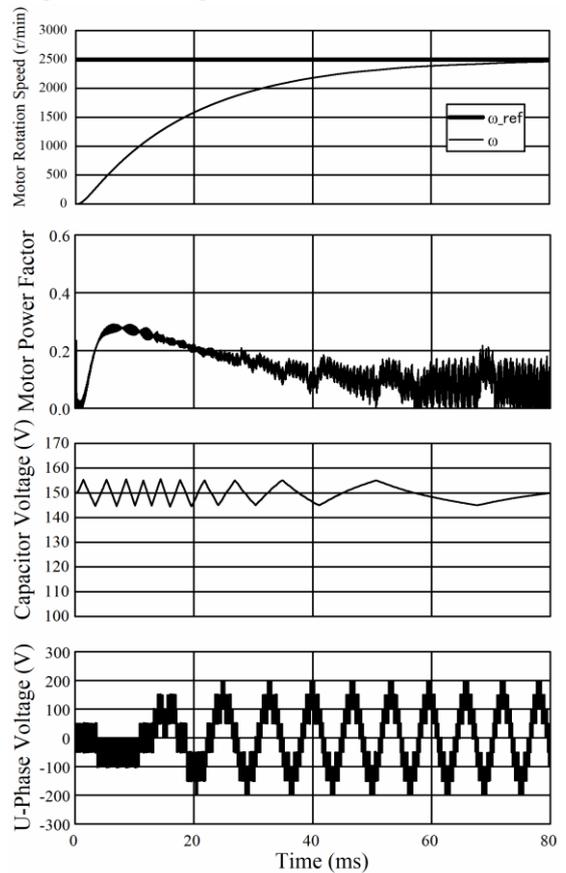


図10 シミュレーション結果

Fig. 10. Simulation results.

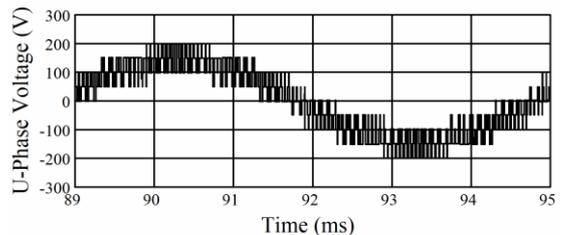


図11 U相巻線両端電圧の拡大波形

Fig. 11. Expanded waveform of voltage across phase U winding terminals.

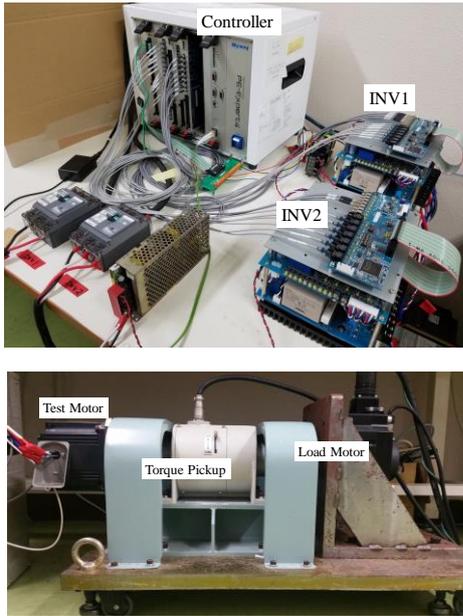


図 12 デュアルインバータの実験システム

Fig. 12. Experimental setup of dual inverter system.

表 2 実験条件

TABLE II. EXPERIMENT TEST CONDITIONS.

| | | |
|---------------------------------|------------------------|------------|
| Switching frequency | | 10 kHz |
| Voltage of battery (INV1) | | 300 V |
| Voltage of capacitor (INV2) | | 150 ± 5 V |
| Capacitance of capacitor (INV2) | | 1320 μF |
| d-axis current command value | | 0 A |
| q-axis current command value | | 1 A |
| Motor speed | | 1100 r/min |
| Dead time | | 4 μs |
| Motor parameters | Number of poles | 8 |
| | Rated power | 1000 W |
| | Rated speed | 2000 r/min |
| | Rated torque | 4.78 Nm |
| | Rated current | 3.7 A |
| | Armature resistance | 1.1 Ω |
| | Number of flux linkage | 0.174 Wb |
| | d-axis inductance | 11.0 mH |
| q-axis inductance | 25.0 mH | |

例えば、Fig. 7 に示した斜線部に電圧ベクトル V を出力する場合を考える。このとき、電圧ベクトルの合成に使用するベクトルは V_{60} , V_{60in} , V_{30} である。また、電圧ベクトルに対してモータ電流ベクトルは最大で 90 度遅れるため、モータ電流の方向は電流方向 B, A, F のいずれかになる。ここで、Fig. 8 に電圧ベクトル V_{30} を出力する冗長な 2 つのスイッチングモードとその回路図を示し、モータ電流方向とキャパシタ充放電モードの関係を示した。スイッチングモード (110)(010) はモータ電流が電流方向 B のときはキャパシタを充電するモードだが、電流方向が A または F のときはキャパシタを放電するモードになる。他のスイッチングモードも同様に、モータ力率の変化によってモータ電流位相が変化すると、スイッチングモードとキャパシタ充放電モードの関係が一意に決定できなくなる。したがって、SVM 中にキャパシタ電圧を

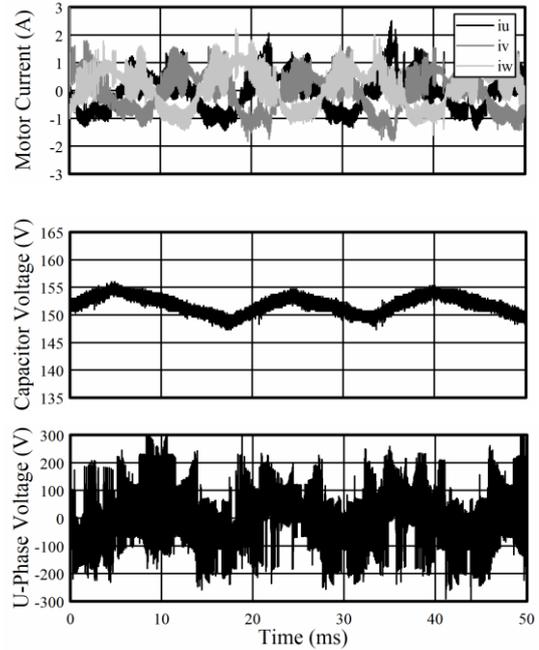


図 13 実機検証結果

Fig. 13. Experimental test result.

一定に制御するためには、冗長なスイッチングモードの中から、モータ力率に応じて適切にキャパシタを充放電するモードを選択する必要がある。

5. シミュレーション結果

片側のインバータ直流バスのバッテリーをキャパシタに置き換えたデュアルインバータに提案法を用い、マルチレベル電圧波形形成とキャパシタ電圧一定制御を両立する SVM のシミュレーションを行った。制御ブロック図を Fig. 9 に示す。本論文では、オープン巻線モータを模擬したモータモデルを速度制御および電流制御している。ここで、モータ力率は dq 座標上の出力する電圧ベクトルの位相と三相電流から求めた電流ベクトルの位相差から計算し、フィードバックした INV2 のキャパシタ電圧とともに SVM に用いている。

TABLE I にシミュレーション条件を示し、Fig. 10 にシミュレーション結果を示す。Fig. 10 では上からモータ回転数、モータ瞬時力率、キャパシタ電圧、U 相巻線両端電圧を示している。ここから、モータは回転速度指令値 2500 r/min まで加速し、その際の過渡的なモータ力率の変動に対して、キャパシタ電圧を 150 ± 5 V に一定制御できている。さらに、Fig. 11 に示した U 相巻線両端電圧の拡大波形を見ると、9 レベルの電圧波形を形成できていることがわかる。

6. 実機検証結果

次に、Fig. 12 に示すデュアルインバータの実験装置を構築し、実機検証を行った。実機検証ではオープンエンド巻線 PM モータをベクトル制御し、テストモータとカップリングされた負荷モータによって 1100 r/min に速度制御している。実機検証には市販の IPM モータの中性点を開放しオープンエンド巻線に改造した 1 kW のテストモータと 5 kW のインバータを 2

台使用し、片方のインバータの直流バスにはキャパシタのみを接続している。実験条件を TABLE II に示し、実機検証結果を Fig. 13 に示す。実験検証結果を見ると、オープンエンド巻線に形成したマルチレベル電圧波形にはパルス状のノイズが含まれており、電圧波形の THD が悪化していた。一方で、三相電流に含まれる高調波成分は少なく、キャパシタ電圧も 150 ± 5 V の指令値に制御できた。したがって、提案法の効果を確認することはできたが、マルチレベル電圧波形に含まれる意図しない電圧パルスを補償する必要があることがわかった。

7. デッドタイムの影響

左右のインバータの直流バス電圧比を 2 : 1 にしたデュアルインバータには、その SVM スイッチングシーケンス中に左右のインバータの同相スイッチを同時オン、オフするシーケンスが含まれる。例えば、Fig. 14 に示すように、両インバータの上アームがオンしている Switching Mode A から両インバータの下アームがオンしている Switching Mode B へスイッチングする場合を考える。このとき、デッドタイム中のスイッチングモードは電流方向によって決定されるため、一方のインバータは「1」、他方のインバータは「0」となり誤差電圧ベクトルが発生してしまう。Fig. 15 にデッドタイム中に発生する意図しない誤差電圧ベクトルの例を示す。図中の斜線部で示した領域に電圧ベクトルを出力する場合、SVM に使用する本来の電圧ベクトルは V_{60} , V_{60in} , V_{30} である。したがって、適切なスイッチングシーケンスは $V_{60in} \rightarrow V_{30} \rightarrow V_{60} \rightarrow V_{60in} \rightarrow \dots$ であるが、各スイッチングモード移行時に V_{120in} , V_0 , V_z という意図しない誤差電圧ベクトルが発生してしまう。従来のシングルインバータの場合や左右のインバータの直流バス電圧比が 1 : 1 のデュアルインバータの場合は、左右のインバータの同相スイッチを同時オン、オフするスイッチングモード移行がないため、このような誤差電圧ベクトルは発生しない。

インバータの直流バスを短絡から保護するためにデッドタイムは必要不可欠である。したがって、片側のインバータ直流バスバッテリーをキャパシタに置き換え、左右のインバータ直流バス電圧比を 2 : 1 にしたデュアルインバータの制御には、デッドタイム中に発生する意図しない誤差電圧ベクトルの対処が課題となる。

8. まとめ

本論文では、片側インバータの直流電源をキャパシタに置き換えたデュアルインバータによってオープン巻線 PM モータを制御する SVM 法を提案した。また、提案法にはモータの瞬時力率の考慮が必要であることを指摘し、冗長なスイッチングモードからモータ瞬時力率に応じて適切なものを選択することで、提案法によって巻線にマルチレベル電圧波形を形成しつつキャパシタ電圧を一定に制御できることをシミュレーションと実機検証により立証した。また、デッドタイムによってマルチレベル電圧波形に誤差電圧パルスが発生することを示し、今後の課題を提示した。

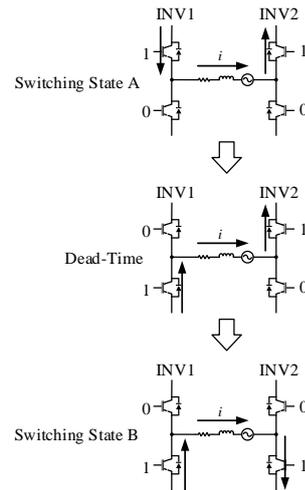


図 14 同時スイッチング時のデッドタイムの影響
Fig. 14. Impact of dead time in simultaneous switching.

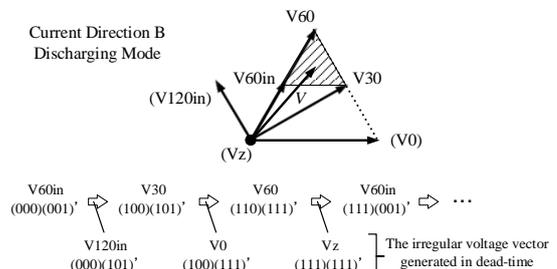


図 15 デッドタイム中の意図しない誤差電圧ベクトル
Fig. 15. Unexpected error voltages during dead time.

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.