

# デュアルインバータによる 50kW オープン巻線 PM モータドライブの実機検証

大音 慶明\* 野口 季彦 (静岡大学)  
笹谷 卓也 山田 隆弘 風岡 諒哉 (株式会社デンソー)

Experimental Verification of Dual Inverter Feeding 50-kW Open-End-Winding PM Motor Drive  
Yoshiaki Oto\*, Toshihiko Noguchi, (Shizuoka University)  
Takanari Sasaya, Takahiro Yamada, Ryoya Kazaoka, (DENSO CORPORATION)

A space vector modulation of a dual inverter feeding PM Motor with open-end-windings and its improvement of multilevel-voltage waveform are proposed in the paper. In this system, one of the inverters has a battery power source and the other has a capacitor across the DC-bus. It is necessary to select an optimal switching state taking motor power factor into account. The paper demonstrates computer simulation results and test results of 50-kW PM Motor.

キーワード：デュアルインバータ，空間ベクトル変調，オープン巻線モータ，キャパシタ電圧制御，マルチレベル電圧，デッドタイム

(Dual Inverter System, Space Vector Modulation, Open-End-Winding Motor, Capacitor Voltage Control, Multilevel-Voltage, Dead Time)

## 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昇圧チョッパ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 モータを駆動している。そのため、モータの巻線両端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の研究が進められている<sup>(1)~(4)</sup>。

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さらに有利になる。ただし、この場合はキャパシタ電圧を一定に制御しつつ、マルチレベルの電圧波形を巻線両端に形成する必要がある<sup>(5)(6)</sup>。このとき、制御対象であるモータは誘導性負荷のためキャパシタ電圧の充放電制御にはモータ力率の考慮が必要になる。これまでに、筆者らは片側のインバータ直流

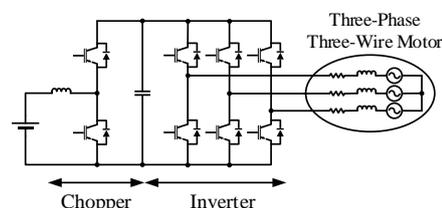


図 1 従来のシングルインバータ方式

Fig. 1. Conventional single inverter system.

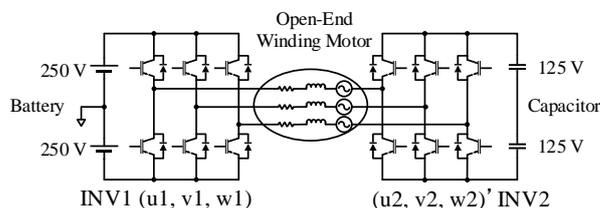


図 2 提案するデュアルインバータ方式

Fig. 2. Proposed dual inverter system.

電源をキャパシタに置き換えたデュアルインバータについて、モータ瞬時力率を考慮した空間ベクトル変調 (SVM) によってキャパシタ電圧を一定に制御しながら巻線にマルチレベルの電圧波形を形成する手法を提案してきた<sup>(7)</sup>。また、提案法では両インバータの同相が同時スイッチングする際にパルス状の誤差電圧が発生しマルチレベル電圧波形形成に悪影響を与えることがわかっており、この誤差電圧を発

生させないデュアルインバータのデッドタイム挿入法についても研究が進められている<sup>(8)~(10)</sup>。本論文では、片側インバータの直流バス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る 50kW のオープン巻線モータ駆動について、巻線への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同時に行うことができる提案 SVM 法の実機検証を行った。また、デュアルインバータの両インバータが同相同時スイッチングする際に誤差電圧を発生しないデッドタイム挿入法を採用し、提案方式におけるその効果を実機検証により確認したので報告する。

## 2. 提案する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. 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、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、デュアル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パ回路が不要である。また、マルチレベルの電圧波形形成ができるため、THD の改善によるモータの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電源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故障した側の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〉 直流バス電圧比と変調率

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、スイッチングモードの冗長性を担保することでマ

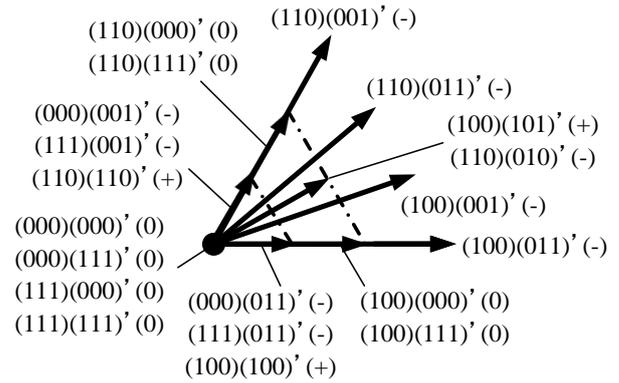


図 3 検討するデュアルインバータの出力電圧ベクトル  
Fig. 3. Output voltage vector by proposed dual inverter system.

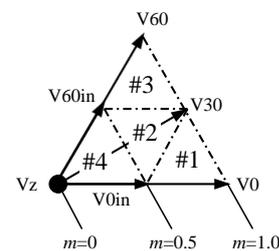


図 4 変調率の定義と電圧ベクトル選択法  
Fig. 4. Definition of modulation index and how to select voltage vector with SVM.

ルチレベル電圧波形形成とキャパシタ電圧一定制御を同時に行うためである。Fig. 3 に直流バス電圧比が 2 : 1 のデュアルインバータが出力可能な電圧ベクトルのうち 0 度から 60 度を抜き出したものを示す。スイッチングモードの表記の後にモータ瞬時力率が極めて 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、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で出力することができ、スイッチングモードに冗長性があることわかる。また、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し、これらを冗長に切り換えることも可能である。ただし、直流バス電圧比が 2 : 1 の場合、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、キャパシタの充放電を冗長に切り換えることができないため本論文ではこれらの電圧ベクトルを使用しない。したがって、本論文では Fig. 4 に示すように変調率を定義している。

## 3. SVM とキャパシタ電圧一定制御法

### 〈3・1〉 SVM における電圧ベクトル選択法

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. 4 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

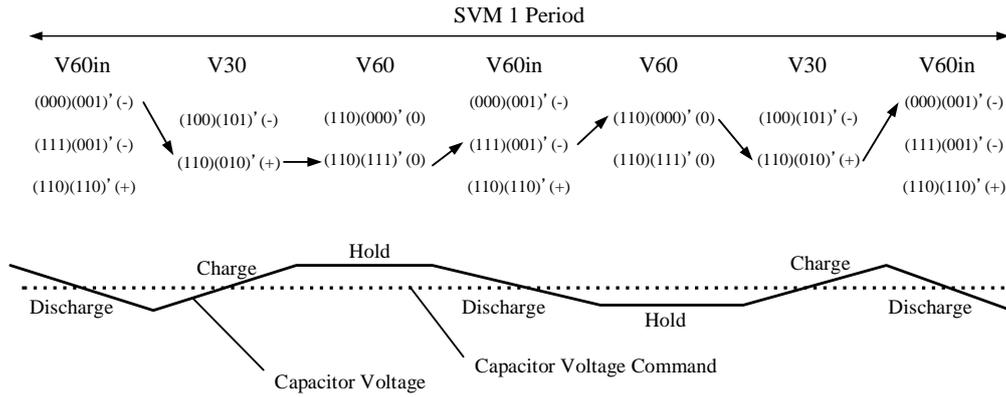


図5 SVMによるマルチレベル電圧波形形成とキャパシタ電圧の同時制御

Fig. 5. Simultaneous control of multilevel voltage waveform generation and capacitor voltage with SVM.

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、 $dv/dt$  を低減できる。ただし、変調率が0.5よりも小さい領域(#4)では必ず  $V_z$  を使用しなければならず、5レベルの電圧波形が巻線に形成される。

### 〈3・2〉 INV2のキャパシタ電圧一定制御法

本論文で検討するデュアルインバータ方式では、INV2の直流バス電源をキャパシタに置き換えている。したがって、SVMによって巻線にマルチレベル電圧波形を形成しつつ、INV2の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、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. 5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によって巻線に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することができる。ただし、Fig. 5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。

### 〈3・3〉 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の関係を Fig. 6に示す。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、各相の巻線電流の方向から求めたキャパシタを流れる電流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誘導性負荷をもつモータである。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

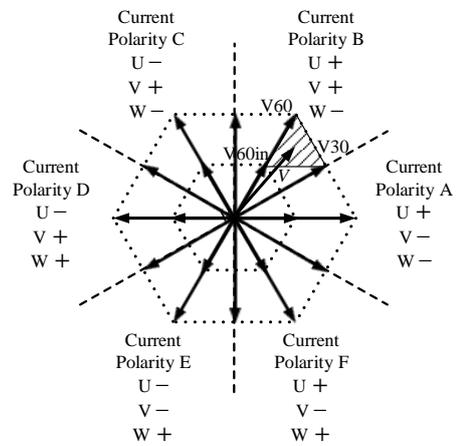


図6 電流ベクトル位相とモータ相電流の関係

Fig. 6. Relationship between phase angle of line current vector and motor line currents.

Current Polarity	Redundant switching states generating V30	
	(1, 1, 0) (0, 1, 0) <sup>'</sup>	(1, 0, 0) (1, 0, 1) <sup>'</sup>
B		
A		
F		

図7 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. 7. Relationship between redundant switching states and capacitor voltage control modes.

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。例えば、Fig. 6 に示した斜線部に電圧ベクトルを出力する場合を考える。このとき、SVMの電圧ベクトル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 Current Polarity B, A, または F のいずれかになる。ここで、Fig. 7 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例示した。スイッチングモード(110)(010)' はモータ電流が Current Polarity B のときはキャパシタ充電モードだが、A または F になるとキャパシタ放電モードになる。他のスイッチングモードも同様に、モータ瞬時力率の変化によってモータ電流ベクトルの位相が変化すると、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 中にキャパシタの充放電を制御するためには、冗長なスイッチングモードの中からモータ瞬時力率に応じて適切なモードを選択する必要がある。

#### 4. デッドタイムの影響

片側インバータ電源をキャパシタに置き換え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の SVM スwitching シーケンス中には、両インバータの同相スイッチを同時オン、同時オフするシーケンスが含まれる。例えば、Fig. 8 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、INV1 は「0」、INV2 は「1」となる。このようにデッドタイム中のスイッチングモードが意図しないものとなり、両インバータの上アームがオンしている状態からオフしている状態へ直接遷移することができないため誤差電圧ベクトルが発生してしまう。Fig. 9 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  $V_{60}$ ,  $V_{60in}$ ,  $V_{30}$  であり、適切なスイッチングシーケンスは  $V_{60in} \rightarrow V_{30} \rightarrow V_{60} \rightarrow V_{60in} \rightarrow V_{60} \rightarrow V_{30} \rightarrow V_{60in}$  であるが、各スイッチングモード遷移時に  $V_{120in}$ ,  $V_0$ ,  $V_z$  という意図しない誤差電圧ベクトルが発生してしまい、マルチレベル電圧波形形成に影響を与える。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には、両インバータの同相スイッチが同時スイッチングするようなスイッチング状態遷移がシーケンスに含まれないため、このような誤差電圧ベクトルは発生しない。したがって、片側直流バス電源をキャパシタに置き換えたデュアルインバータでは、同相同時スイッチング時のデッドタイム中に発生する誤差電圧ベクトルの対策が必要となる。

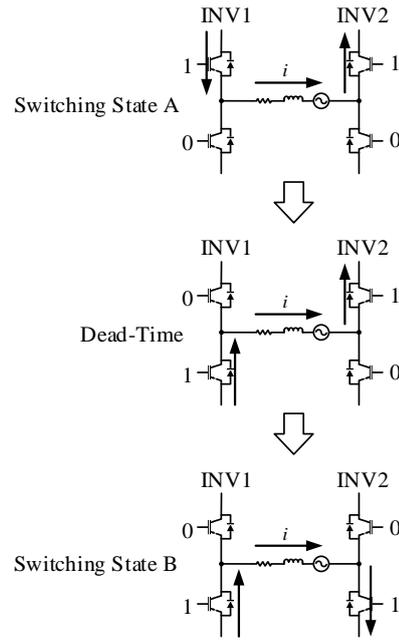


図 8 同相同時スイッチング時のデッドタイムの影響  
Fig. 8. Impact of dead time in simultaneous switching in same phase of both inverters.

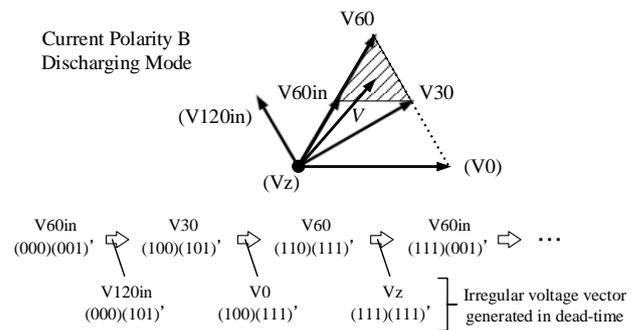


図 9 デッドタイム中の意図しない誤差電圧ベクトル  
Fig. 9. Unexpected error voltages during dead time.

表 1 誤差電圧を回避するデッドタイム挿入法  
TABLE I. DEAD TIME TECHNIQUE TO ELIMINATE ERROR VOLTAGE VECTORS.

State	INV1		INV2		Phase Voltage
	Up	Un	Up	Un	
#1	1	0	1	0	$V_{dc1}-V_{dc2}$
#2	1	0	0	0	$V_{dc1}-V_{dc2}$
#3	0	0	0	1	0
#4	0	1	0	1	0

#### 5. 同相同時スイッチングに必要なデッドタイム挿入法

デュアルインバータの両インバータが同相同時スイッチングする際に発生する誤差電圧を回避する方法として、TABLE I に示すように両インバータのデッドタイムを同時ではなく順番に挿入するデッドタイム挿入法が提案されている。この手法では、まず電流が流れ込む側のインバータ

にデッドタイムを挿入し、そのデッドタイムが終了すると同時にもう一方のインバータにデッドタイムを挿入する。例えば、TABLE I 中では同時スイッチングする相の相電流方向が INV1 から INV2 へ向かう方向の場合を想定しており、両インバータの上アームがオンしている状態#1 の後、まず電流が流れ込む側のインバータ (INV2) にデッドタイムを生成する (状態#2)。このとき、デッドタイム中の INV2 には上アームと下アームの両方をオフするようなゲート信号が入力されるが、INV2 に流れ込む相電流によって上アームのダイオードがオンするためデッドタイム中の INV2 は状態#1 と同じ状態を維持する。そして、INV2 のデッドタイム終了 (状態#2 の終了) と同時にもう一方のインバータ (INV1) にデッドタイムを挿入する (状態#3)。このとき、先にデッドタイムを終えた INV2 は下アームがオンになっており、一方でデッドタイム中の INV1 もインバータから流れ出す方向の相電流によって下アームのダイオードでオンするので、同相スイッチを同時にオフすることが可能になる。このようにして左右のインバータに順番にデッドタイムを挿入することで、デッドタイム中に意図しない誤差電圧ベクトルを発生させることなくデュアルインバータの同相スイッチを同時にスイッチングできる。

## 6. 実機検証結果

次に、Fig. 10 に示すデュアルインバータの実験装置を用いて実機検証を行った。Fig. 11 と TABLE II に、オープン巻線 PM モータを駆動するデュアルインバータシステムの制御ブロック図と実験条件をそれぞれ示す。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モータ速度を 1000, 2000 r/min に速度制御している。実機検証には最大出力が 50 kW のテストモータを使用し、INV1 のバッテリー電圧を 500 V とし、INV2 の直流バスには 1400 $\mu$ F のキャパシタのみを接続しキャパシタ電圧を 250 $\pm$ 5 V に制御している。また、スイッチング周波数を 10 kHz とし、デッドタイムは 1  $\mu$ s に設定した。

デュアルインバータのデッドタイム挿入法適用前の実機検証結果を Fig. 12 に示す。図中のグラフは、上から順に三相電流、キャパシタ電圧、U 相巻線両端電圧を示している。実験検証結果を見ると、モータ瞬時力率を考慮した提案 SVM 法によって INV2 のキャパシタ電圧を 250 $\pm$ 5 V に制御しつつ、同時にオープンエンド巻線の両端にマルチレベルの電圧波形を形成できている。しかし、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マルチレベル電圧波形に悪影響を与えていた。

次に、デュアルインバータのデッドタイム挿入法適用後の実機検証結果を Fig. 13 に示す。実験検証結果を見ると、特に低変調率時 ( $m=0.35$ ) にデュアルインバータのデッドタイム挿入法の効果が大きく、マルチレベル電圧波形に含まれる意図しない誤差電圧が減っていた。しかし、高変調率時 ( $m=0.7$ ) ではデッドタイム挿入法の効果を確認でき



図 10 デュアルインバータの実験環境

Fig. 10. Experimental setup of dual inverter system.

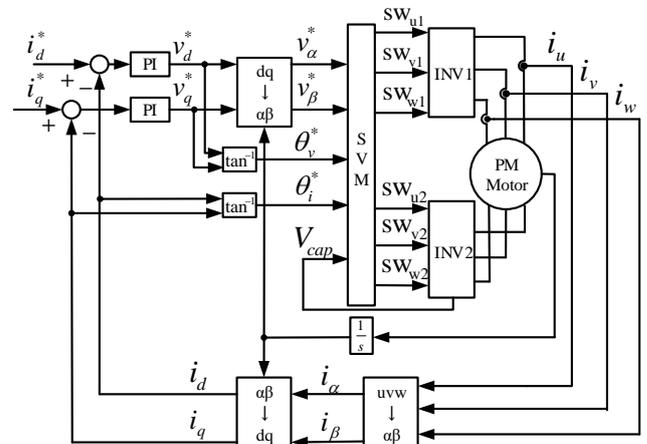


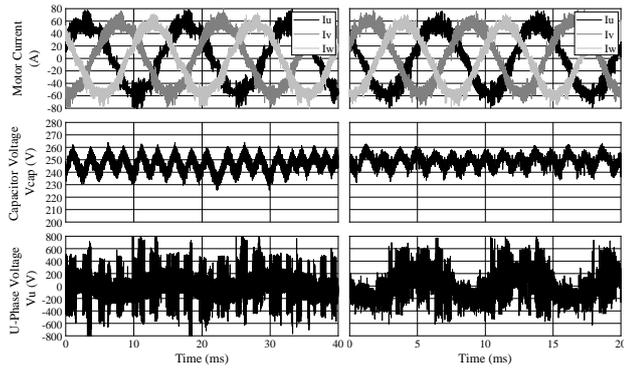
図 11 オープン巻線 PM モータを駆動するデュアルインバータシステムの制御ブロック図

Fig. 11. Control block diagram of dual inverter system for open-end-winding PM motor drive.

表 2 実験条件

TABLE II. EXPERIMENT TEST CONDITIONS.

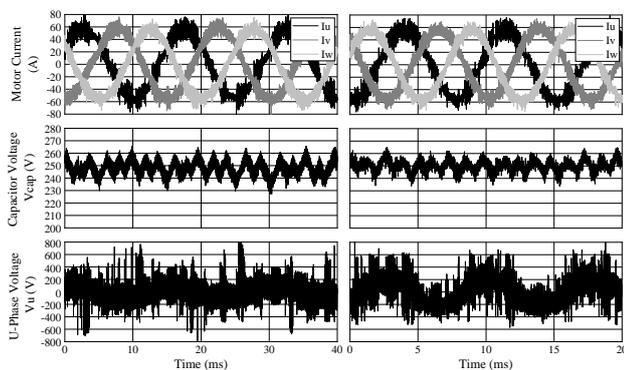
Switching frequency	10 kHz	
Voltage of battery (INV1)	500 V	
Voltage of capacitor (INV2)	250 $\pm$ 5 V	
Capacitance of capacitor (INV2)	1400 $\mu$ F	
$d$ -axis current command value	0 A	
$q$ -axis current command value	20 A	
Motor speed	1000, 2000 r/min	
Dead time	1 $\mu$ s	
Motor parameters	Number of poles	8
	Maximum power	50 kW
	Maximum speed	13000 r/min
	Maximum torque	210 Nm
	Armature resistance	40 m $\Omega$
	Number of flux linkage	80 Vpeak/(kr/min)
	$d$ -axis inductance	1.4 mH
$q$ -axis inductance	4.9 mH	



(a)  $m=0.35$  (1000 r/min) (b)  $m=0.7$  (2000r/min)

図 12 デッドタイム挿入法を採用しない実機検証結果

Fig. 12. Experimental test result without dead time technique.



(a)  $m=0.35$  (1000 r/min) (b)  $m=0.7$  (2000r/min)

図 13 デッドタイム挿入法を採用した実機検証結果

Fig. 13. Experimental test result employed dead time technique.

なかった。これは、片側インバータの直流バス電源をキャパシタに置き換えたデュアルインバータの高変調率時の SVM シーケンスには、同相同時スイッチングだけでなくインバータの複数の相を同時に切り換えるような複雑なスイッチング状態遷移が存在するためと考えられる。また、低変調率時においても依然として誤差電圧が発生しているが、これらは同相同時スイッチングに必要なデッドタイム挿入法において、それぞれのインバータのスイッチング速度の差によってデッドタイムを挿入するインバータを切り換える際の同時性が成り立たないために生じるものであると考えている。したがって、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の低変調率時のデッドタイム挿入法におけるスイッチングタイミングの補償と高変調率時の誤差電圧ベクトルを回避するような SVM 法の提案が今後の課題である。

## 7. 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を用いて、SVM によってオープン巻線 PM モータを駆動する提案法を示した。提案 SVM 法ではモータの瞬時力率を考慮する必要であり、冗長なスイッチングモードの中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、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 50 kW のオープン巻線 PM モータを使った実機検証にて確認した。また、デュアルインバータの同相同時スイッチングに必要なデッドタイム挿入法の効果を実機検証によって確認した。デュアルインバータによって出力したマルチレベル電圧波形をさらに改善するためには、同時スイッチング時のスイッチングタイミングの補償や誤差電圧を発生させない新しい SVM シーケンスの提案が必要であることを指摘し今後の課題とした。

## 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.