

# トランスレスマルチレベル 高圧インバータの開発

長谷川勇 Isamu Hasegawa  
濱田鎮教 Shizunori Hamada  
小堀賢司 Kenji Kobori  
庄司 豊 Yutaka Shoji

キーワード マルチレベルインバータ, PWM, トランスレス

## 概要



高圧インバータ試作機

近年、地球温暖化対策の観点から省エネ・CO<sub>2</sub>削減などの環境負荷低減技術が世界で注目されており、電力・産業システム分野では小形で高効率な高圧インバータの需要が高まっている。特に、入力電源側の多相巻線変圧器を必要としない「トランスレス」方式のマルチレベル電力変換器に対する注目度が高い。当社はこれまで、高電圧化に適した独自の回路方式を考案し、4kV試作機でトランスレス化を実現し、その有効性を明らかにしてきた。さらに今回、高電圧化・高性能化のために新たな回路方式を開発した。

## 1 まえがき

近年、地球温暖化対策の観点から省エネ・CO<sub>2</sub>削減などの環境負荷低減技術が世界で注目されている。特に製造業などの産業分野では、電力消費量のうち動力が占める割合が約70%にのぼるため、高効率化の手段としてモータの高電圧化が進んでいる。またファン・ポンプ・ブローなどの風量・水量制御では、従来はモータによる一定速運転が一般的であったが、インバータによる省エネルギー効果が注目され、その適応が進んでいる。

このような状況の中、市場では高圧のモータを駆動できる高圧インバータへの要求が高まっている。高圧インバータに求められている性能は、以下のとおりである。

- (1) 高効率
- (2) 装置の小形・軽量

当社はこれらの要求を満足するため、2012年から新しい回路方式を提案し、その実現性を試作機で検討してきた<sup>(1)(2)</sup>。具体的には、現在主流の高圧電力変換器で用いられている多相巻線変圧器を不要とし、さらにキャパシタの数を削減及び静電容量を低減することで、市場の要求に応えていく。本稿では、電力変換器の動作原理と本技術を用いたトランスレスマルチレベル高圧インバータを紹介する。

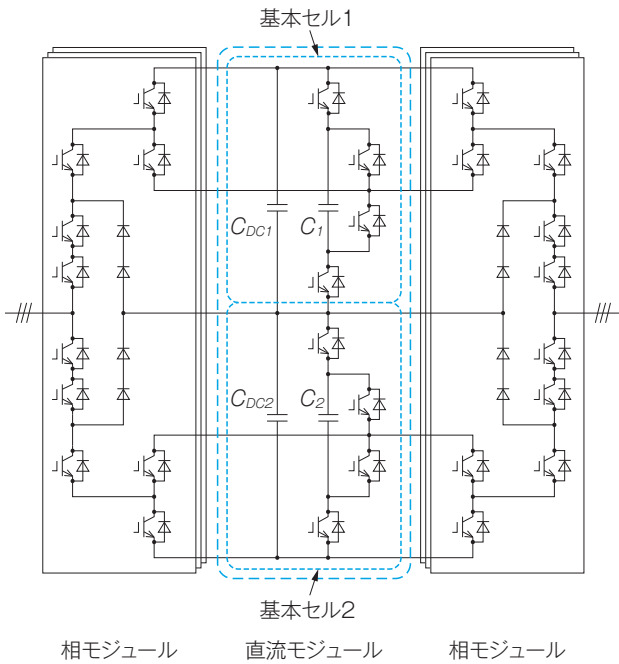
## 2 動作原理

### 2.1 回路構成

当社は、フライングキャパシタ方式を用いた新しい電力変換回路を提案する。フライングキャパシタ方式とはフライングキャパシタの電位をスイッチングすることで多レベルの電圧を出力する方式である。第1図に当社が提案する回路構成を示す。入力

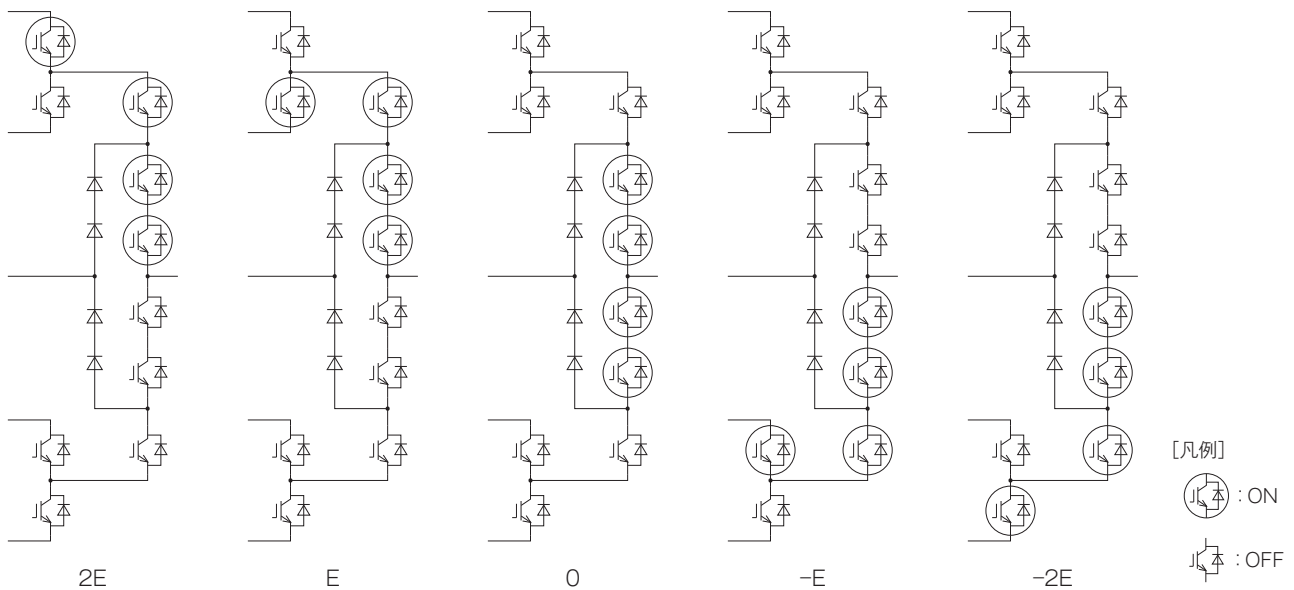
三相・出力三相の相モジュールと直流モジュールで構成する。入力と出力は直流モジュールを介して接続するBTB (Back To Back) 構成である。入力三相はコンバータ (順変換部) として、出力三相はインバータ (逆変換部) として動作する。直流モジュールは2つの基本セルを直列接続しており、基本セルは直流リンクキャパシタ・フライングキャパシタと

4つのIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) から構成している。また、相モジュールは10個のIGBTと4個のダイオードから構成している。コンバータとインバータで使用するキャパシタを共通化することで、キャパシタの使用数の削減はもちろん必要な静電容量を低減できる。これは系統電源がコンバータに供給する有効電力をインバータがそのまま負荷に与えることを利用している。この時キャパシタに流れ込む電流が小さくなるため、静電容量の低減及びキャパシタの体積を削減できる。



第1図 当社提案の回路構成

相モジュールと直流モジュールを組み合わせたBTB構成を示す。

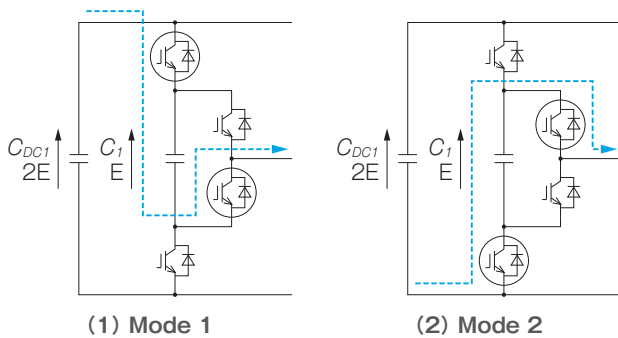


第2図 相モジュールスイッチングパターン例

各々の相モジュールは5つの電位を出力できる。

## 2.2 5レベル出力法

まず、直流リンクキャパシタ  $C_{DC1}$ ,  $C_{DC2}$  を  $2E$  の電圧、フライングキャパシタ  $C_1$ ,  $C_2$  を  $E$  の電圧に制御することで、5つの電位 ( $2E \cdot E \cdot 0 \cdot -E \cdot -2E$ ) を生成する。次に、その電位を相モジュールが選択して5レベルを出力する。第2図に相モジュールのスイッチングパターン例を示す。図中の○は導通しているIGBTを表す。相モジュールには5つのスイッチングパターンが存在し、各々の電位を出力できる。変調方式はキャリア比較方式のPWM (Pulse Width Modulation) を用い、変調した結果に基づいてスイッチングパターンを選択している。



**第 3 図 フライングキャパシタの充放電モード**  
 基本セル内のモードを切り替えることで、フライングキャパシタの充放電制御を行う。

また、 $C_{DC1}$ 、 $C_{DC2}$ は従来の電力変換器と同様に有効電力を制御することで電圧を一定にできる。

**2.3 フライングキャパシタの電圧制御法**

$C_1$ 、 $C_2$ は2種類のスイッチングパターンを選択することで電圧を制御できる。第 3 図にフライングキャパシタの充放電モードを示す。破線矢印方向に電流が流れている場合はMode1を選択することで $C_1$ を充電し、Mode2を選択することで放電する。このように $C_1$ に流す電流経路を選択することで、任意の電圧に制御できる。同様に $C_2$ も2種類あるパターンを選択することで電圧を制御できる。

相電圧指令値を式(1)、相電流検出値を式(2)とした場合、式(1)の電圧指令値に対して $C_1$ が使用される割合は式(3)になる。基本セルを流れる電流は式(3)の期間中に流れる相電流と等しいため、式(4)のように式(2)と式(3)の積になる。

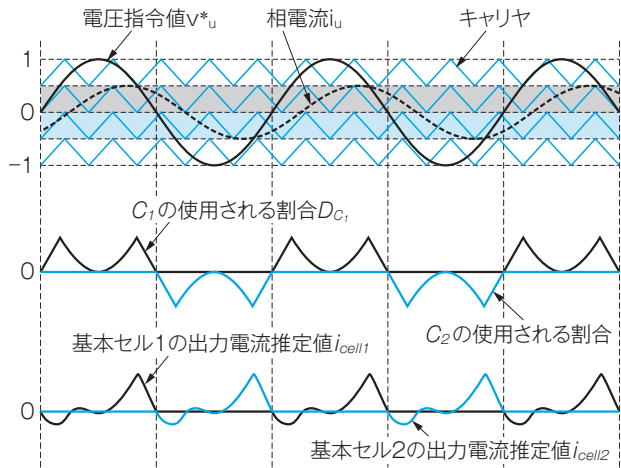
$$v^*_u = m \sin \theta_u \dots\dots\dots(1)$$

$$i_u = \sqrt{2} I_u \sin(\theta_u - \phi) \dots\dots\dots(2)$$

$$D_{u1} = \begin{cases} +1 - v^*_u & (+0.5 < v^*_u \leq +1.0) \\ v^*_u & (0.0 < v^*_u \leq +0.5) \\ 0 & (v^*_u \leq 0.0) \end{cases} \dots\dots\dots(3)$$

$$\hat{i}_{cell1} = i_u \times D_{u1} \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 $m$ は相電圧の変調率、 $I_u$ は相電流の実効値、 $\theta_u$ は電圧指令値の位相、 $\phi$ は電圧と電流の位相差を表す。第 4 図に基本セル電流推定方式を示す。



**第 4 図 基本セル電流推定方式概略図**  
 相電圧指令値と相電流検出値から基本セル電流を推定する。

**第 1 表 直流モジュールのスイッチングパターン**

スイッチングパターンと基本セル電流極性の組み合わせで充放電が決定する。

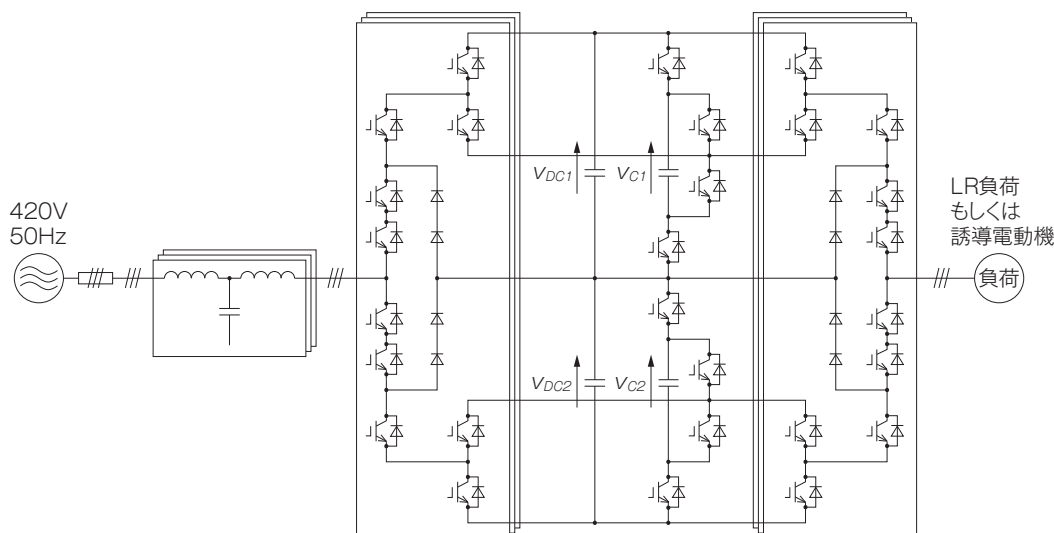
$V_{C1}, V_{C2}$	$\hat{i}_{cell1}, \hat{i}_{cell2}$	Mode
< E	< 0	Mode 2 ( $C_1, C_2$ を充電)
< E	> 0	Mode 1 ( $C_1, C_2$ を充電)
> E	< 0	Mode 1 ( $C_1, C_2$ を放電)
> E	> 0	Mode 2 ( $C_1, C_2$ を放電)

第 4 図は一相の例であるが、第 1 図は6個の相モジュールが直流モジュールに接続されるため、その合計が基本セルに流れる。この場合、基本セルを流れる推定電流値は式(5)になる。

$$\hat{i}_{cell1\_btb} = i_u \times D_{u1} + i_v \times D_{v1} + i_w \times D_{w1} + i_r \times D_{r1} + i_s \times D_{s1} + i_t \times D_{t1} \dots\dots\dots(5)$$

これにより、基本セルを流れる電流は相モジュールの電圧指令値と相電流の検出値から推定することができるため、専用の電流センサを追加しなくても制御できる。

第 1 表に直流モジュールのスイッチングパターンを示す。フライングキャパシタ電圧 $v_{C1}$ 、 $v_{C2}$ をEに制御する場合、直流モジュールのスイッチングパターンを選択し、電圧制御を行う。電流極性が正のときにMode2を選択、または電流極性が負のときにMode1を選択した場合、フライングキャパシタは放電する。逆に電流極性が正のときにMode1を



第 5 図 ミニモデル回路構成図

提案する回路構成に入力フィルタと負荷を追加して試験した。

第 2 表 ミニモデルの仕様

作成したミニモデルの主回路仕様を示す。

項目	仕様
系統電圧	420V
定格電力	8kVA
系統電圧周波数	50Hz
キャリア周波数	1kHz
誘導電動機定格出力	5.5kW
誘導電動機極数	4pole
誘導電動機定格周波数	50Hz

選択、または電流極性が負のときに Mode2 を選択した場合、フライングキャパシタは充電する。このように、フライングキャパシタの電圧は、式(5)で求めた電流の極性とフライングキャパシタ電圧に応じて充放電を切り替えることで、所望の電圧値に制御できる。

## 2.4 ミニモデル構成

当社が提案した電力変換回路の動作を確認するため、ミニモデルを製作し、評価した。第 5 図にミニモデルを用いた回路構成図を、第 2 表にミニモデルの仕様を示す。入力側は 420V、50Hz の交流電源に高調波除去用の入力フィルタを介して接続し、出力側は誘導電動機または LR 負荷を接続した。ここで、 $v_{DC1}$ 、 $v_{DC2}$  は 360V、 $v_{C1}$ 、 $v_{C2}$  は 180V に設定し

た。入力側は直流電圧制御と入力力率制御を行い、出力側は周波数制御を行う。作成したミニモデルを使って以下に示す 2 つの試験を行った。

### 2.4.1 誘導電動機による四象限運転試験

本試験は、インバータ負荷を誘導電動機に接続して試験した。出力周波数指令を 0Hz から正転 50Hz まで加速後、0Hz を経由して逆転 50Hz まで遷移し、その後停止させた。第 6 図にこの試験結果を示す。四象限で動作した場合でも、直流電圧とフライングキャパシタ電圧の変動が少なく、安定して動作していることが確認できる。

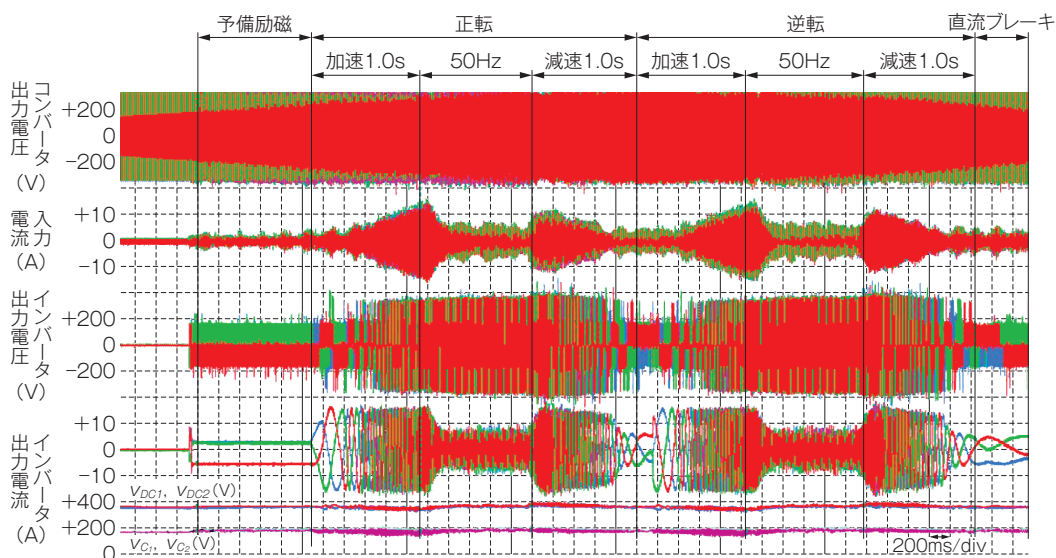
### 2.4.2 LR 負荷による負荷急変試験

インバータ負荷を LR 負荷に変更して試験を行った。第 7 図に LR 負荷の急変試験結果を示す。出力電圧周波数を 50Hz で運転中に負荷の抵抗値を変化させたときの波形である。図中の破線部で負荷急変を行い、負荷急変が発生した瞬間は直流電圧やフライングキャパシタ電圧に変動がみられる。しかし一定時間後、電圧変動は収束しており、入力電流も出力負荷に応じて追従していることが確認できた。

## 3 トランスレスマルチレベル高圧インバータへの適用

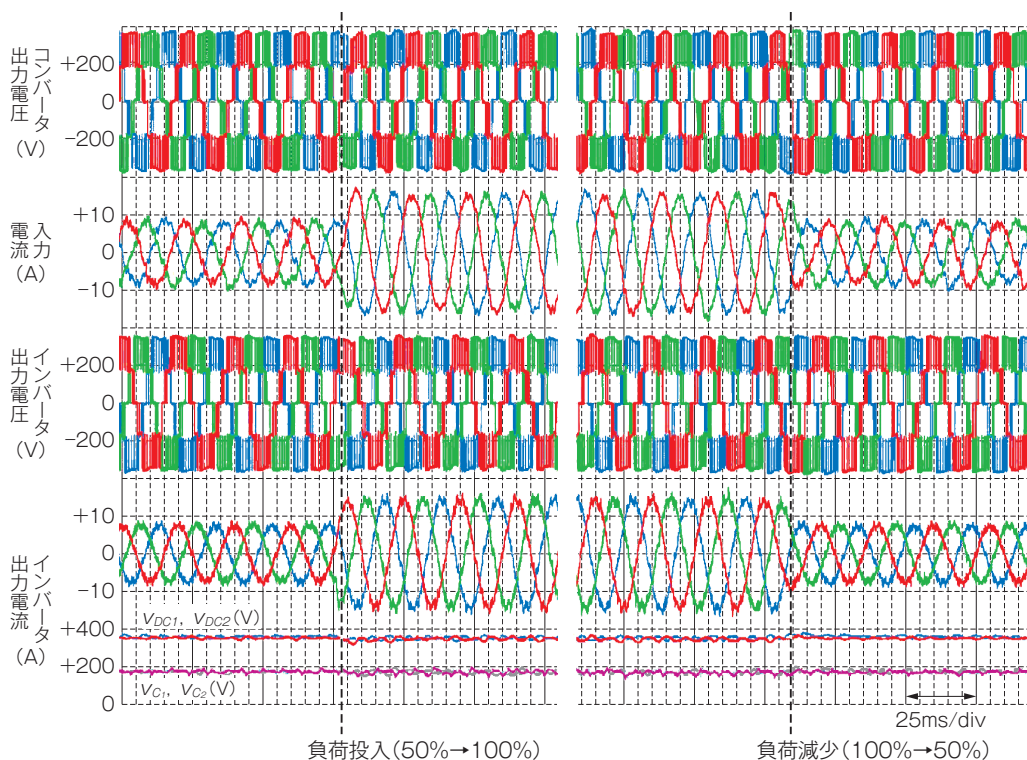
前項で述べた電力変換回路を用いた 6.6kV モータ





第6図 誘導電動機試験結果

出力周波数を加減速させて運転した結果、四象限運転を得た。



第7図 LR負荷急変試験結果

定速運転時に負荷急変させた場合でも安定な動作結果を得た。

駆動用トランスレスマルチレベル高圧インバータの製品化を進めている。第3表に製品の仕様を、以下に特長を示す。

- (1) 業界最高効率98% (当社従来機97%)
- (2) 業界最小サイズ (当社従来容積比53%)

- (3) 電源回生機能標準搭載
- (4) 入力高調波低減 (IEEE519適合)

従来機と比較して高効率なため、ファン・ポンプなどの流量制御では、従来機より優れた省エネルギー効果が得られる。また、急減速や頻繁な加減速

### 第3表 トランスレスマルチレベル高圧インバータ仕様

開発中のトランスレスマルチレベル高圧インバータの仕様を示す。

項目	仕様
定格出力	1MW
入出力電圧	6000/6600V（出力電圧は入力電圧以下）
出力周波数	0-75Hz
最高効率	98%以上
運転領域	四象限運転
制御モード	V/f制御 センサレスベクトル制御 センサ付きベクトル制御
入力力率	1
保護構造	IP21
メンテナンス	フロントメンテナンス
冷却構造	強制空冷
概略寸法	W2200×H2100×D1100mm ※冷却ファン寸法は含まない

を繰り返す用途への適用や、インバータ設置スペースに制限がある場合に有効である。

## 4 むすび

市場で求められている高効率で小形・軽量な高圧インバータを実現するため、新しい回路構成の5レベル変換器を開発した。新方式では多相巻線変圧器が不要でかつフライイングキャパシタの使用数が少ないことから、小形化・高効率化の点で優位である。

今後は、これらの特長を生かして、用途の開拓を進めていく所存である。

・本論文に記載されている会社名・製品名などは、それぞれの会社の商標又は登録商標である。

### 《参考文献》

- (1) I. Hasegawa, S. Urushibata, T. Kondo, K. Hirao, T. Kodama, and H. Zhang, "Back-to-back system for five level converter with common flying capacitors," International Power Electronics Conference (IPEC Hiroshima2014-ECCE-ASIA), pp.1365-1372, May 2014
- (2) H. Zhang, W. Yan, K. Ogura, S. Urushibata, "A Multilevel Converter Topology with Common Flying Capacitors," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p.1274, Sep. 2013

### 《執筆者紹介》



長谷川 勇  
Isamu Hasegawa  
基盤技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



濱田 鎮教  
Shizunori Hamada  
基盤技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



小堀 賢司  
Kenji Kobori  
基盤技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



庄司 豊  
Yutaka Shoji  
電動力応用営業部  
電動力応用製品のエンジニアリング業務に従事