

デルタ 昇圧形 Δ 結線多重インバータ

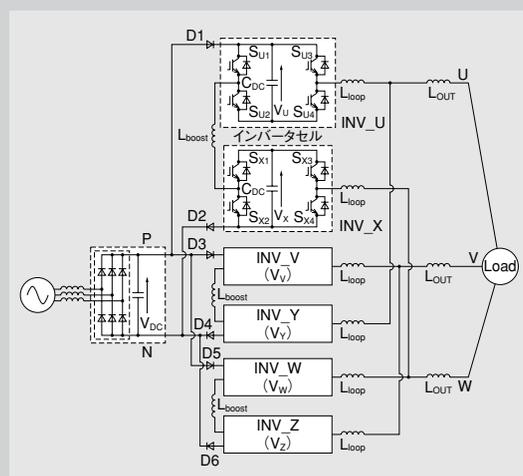
🔊 トランスレス、マルチレベルインバータ、昇圧機能

* 徳永翔平 Shohei Tokunaga * 宗島正和 Masakazu Muneshima
* 張 輝 Zhang Hui * 漆畑正太 Shota Urushibata

概要

電力変換装置の高電圧・大容量・低ひずみ化技術としてマルチレベル変換器が有用である。現在、出力電圧のマルチレベル化を実現する回路方式は幾つかあり、代表的なものの1つに、セル多重方式が挙げられる。セル多重方式は、単相インバータセルを直列接続した方式である。この方式は、一般に各セルに絶縁した直流電圧源が必要であり、多相トランスと整流器が必要になる。それに対して、多相トランスレス化を実現するセル多重方式をシミュレーション段階まで開発した。この方式には、3つの特長がある。

- (1) 多相トランスレス化（装置小形化）
- (2) コンデンサ電圧の可変制御による出力電圧の低ひずみ化
- (3) 昇圧機能により、入力電圧よりも高い電圧を出力可能



昇圧形 Δ 結線多重インバータ

1. ま え が き

近年、産業分野において半導体電力変換装置の大容量・高電圧化技術の要求が高まり、その方法としてマルチレベル変換器が研究されている。現在、出力電圧のマルチレベル化を実現する方式として幾つかの回路方式があり、代表的なものとして、セル多重方式・ダイオードクランプ回路方式・フライングキャパシタ回路方式の3つが挙げられる。その中のセル多重方式は、単相インバータセルを直列接続した方式である。この方式は、直列に多重接続するセル数を増加させることで、スイッチング素子を高耐圧化することなく、出力電圧を高電圧化することができる。

また、出力電圧を多レベル化すると出力波形は階段状になる。この段数が増加することで、出力電圧の一段変化量が小さくなり、出力高調波も低

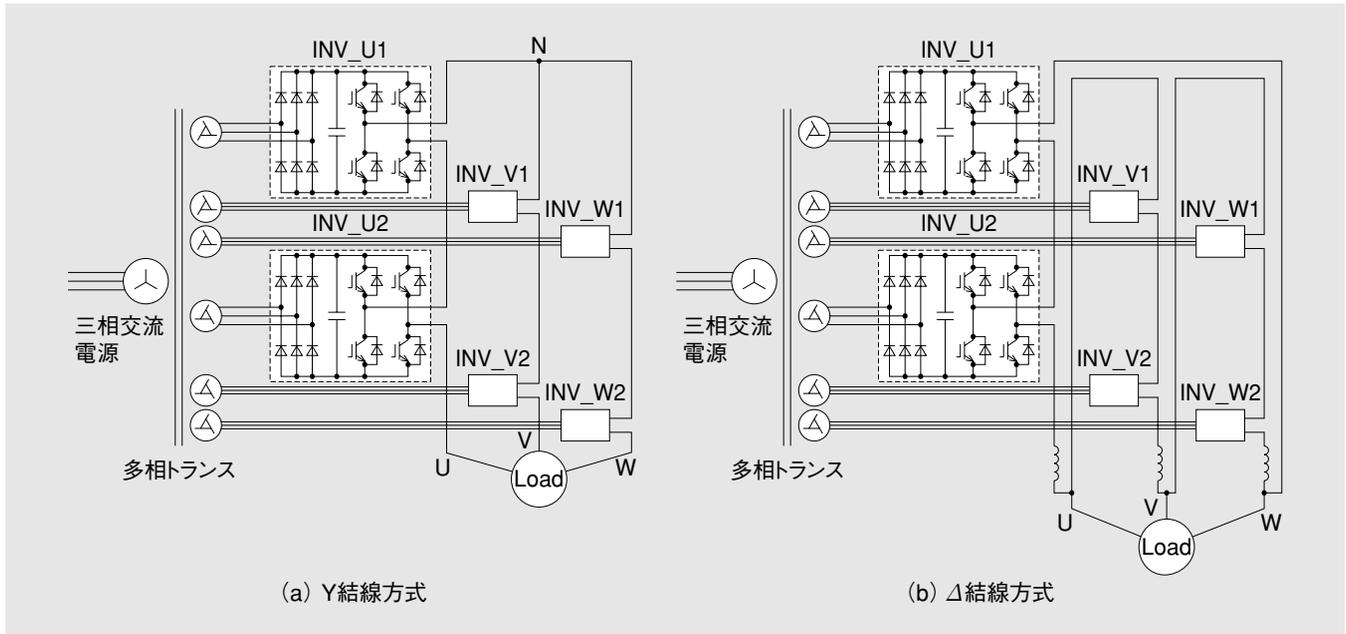
減する。しかし、一般に各インバータセルには絶縁した直流電圧源が必要であり、多相トランスと整流器が必要になる。多相トランスを用いると、位相の異なる入力電流が合成され電源側電流の高調波が低減するが、2次側の配線数が多く、また装置の質量や体積が増加してしまう。そのため、装置の大形化が問題となっている。

本稿では、多相トランスを用いず、1つの直流電圧源で動作する新しいセル多重方式の回路技術を紹介する。

2. 従来のインバータセル直列多重方式

第1図にY結線方式と Δ 結線方式の2つの異なるセル多重方式の回路構成を示す。この2つの方式は、どちらも多相トランスと6個のインバータセルで構成している。各インバータセルは、整流器と単相フルブリッジインバータ、及びその2つを接続

*システム技術研究所



第1図 結線方式の異なるマルチレベル変換器

結線方式の異なる2つのセル多重方式の回路構成を示す。この2つの方式は、どちらも各セルに個別の直流電圧源が必要である。

するDCリンクのコンデンサで構成されている。これら2つの方式では、各インバータセルのコンデンサ電圧及び出力電圧のレベル数が異なる。また、各方式とも2レベルインバータと比較して、以下の特長がある。

- (1) セルを直列に多重することにより単位セルあたりの直流電圧を低くすることが可能
- (2) 出力電圧の多レベル化により電圧変化幅が小さくなり、高調波の低減が可能

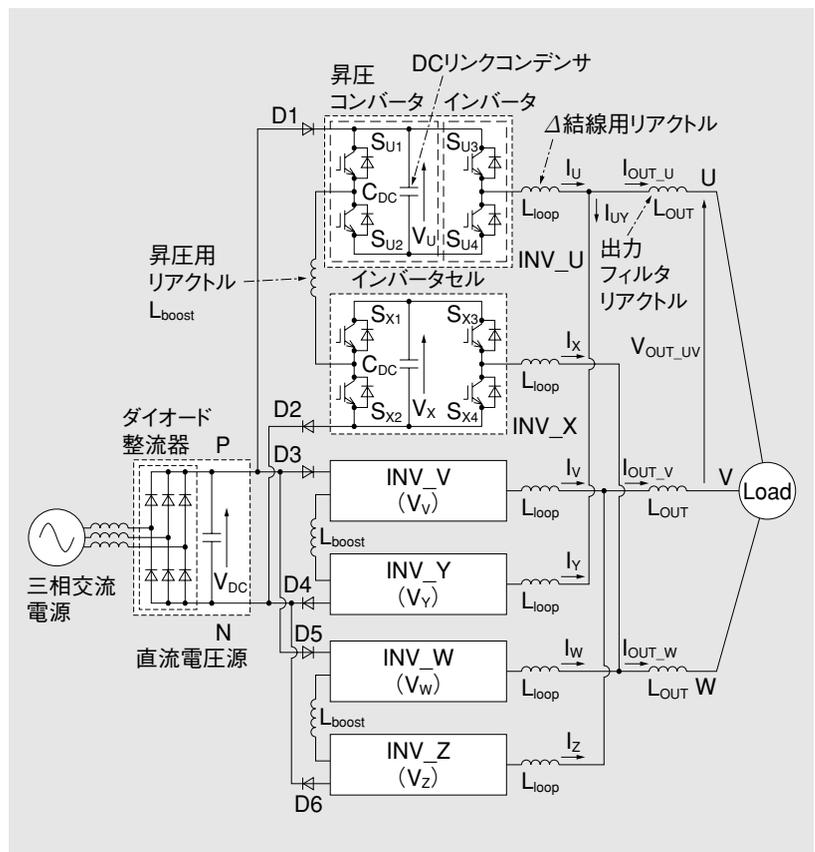
しかし、一般にセル多重方式は、各セルに絶縁した直流電圧源が必要となる。この直流電圧源は、多相トランスとダイオード整流器で構成する。そのため、この方式では、多相トランス2次側の配線数が多いことや装置の大形化などが課題となっている。

3. 昇圧形Δ結線多重インバータ

第1図に示すようなセル多重方式で課題となっている装置の大形化を改善するために、昇圧形Δ結線多重インバータを開発した。

3.1 回路構成

第2図に昇圧形Δ結線多重インバータの回路構成



第2図 昇圧形Δ結線多重インバータの回路構成

昇圧形Δ結線多重インバータの回路構成を示す。この回路では、多相トランスとダイオード整流器で構成される各インバータセル個別の直流電圧源が不要である。

成を示す。この回路は、ダイオード整流器からなる1個の直流電圧源と6個のインバータセルで構成される。インバータセル2個一組を線間とし、それをΔ結線している。各セルは、昇圧コンバータと

インバータがDCリンクの小容量コンデンサ C_{DC} を介して接続された構成をしている。また、各セルはそれぞれダイオードD1からD6を通して直流電圧源のP側、N側に接続されるため、直流電圧源から負荷へ方向のみエネルギーを出力可能である。

第2図において、各線間の2つのインバータセル“INV_UとINV_X”、“INV_VとINV_Y”、“INV_WとINV_Z”の間はそれぞれリアクトル L_{boost} で接続する。この L_{boost} により、直流電圧源からコンデンサ C_{DC} への充電、コンデンサ電圧の昇圧動作及び各インバータセルのコンデンサ間のエネルギー授受を行う。

また、各インバータセルの出力端子をリアクトル L_{loop} で△結線し、その中間点からリアクトル L_{out} を介して負荷に接続する。 L_{out} は、出力高調波を低減するためのフィルタの働きをする。

第1図に示す2つの方式と比較して、昇圧形△結線多重インバータは、多相トランスを必要とせず、直流電圧源を1つのダイオード整流器で構成することができる。また、第1図の両方式では、各セルのコンデンサ電圧には直流電圧が印加され、負荷には階段状の電圧が出力される。それに対して、本インバータは、各セルのコンデンサ電圧が可変電圧のため、負荷には低ひずみで正弦波状の電圧を出力できる。

3.2 基本動作原理

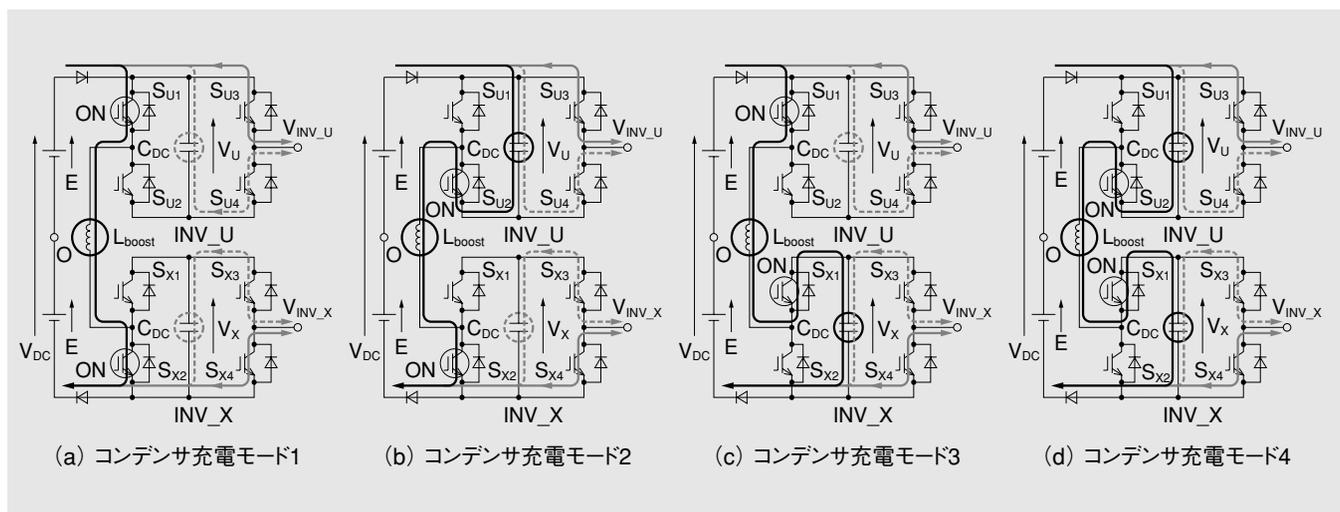
第3図に基本動作原理図を示す。ここでは、インバータセル“INV_UとINV_X”を例に説明する。図中で示すように、直流電圧源からインバータセ

ル“INV_U”、“INV_X”のコンデンサ C_{DC} を充電するモードは4つある。また、インバータセルの出力端子には、 C_{DC} を充放電しながら電圧を出力する。

モード1はリアクトル L_{boost} にエネルギーを蓄積するモード、モード2は“INV_U”の C_{DC} のみ充電するモード、モード3は“INV_X”の C_{DC} のみ充電するモード、モード4は“INV_U”と“INV_X”両方の C_{DC} を充電するモードである。

モード1で L_{boost} に蓄積したエネルギーをモード遷移により C_{DC} に受け渡すことで、コンデンサ電圧を昇圧することができる。

次に、直流電圧源 V_{DC} を“E”の電圧を持つ2つの電圧源で置き換え、各セルの直流電圧源とする。中間点Oを基準に、各セルの出力端子電圧を V_{INV_U} 、 V_{INV_X} と定義する。 V_{INV_U} は、スイッチングパターンにより“E”又はコンデンサ電圧 V_U からEを減算した電圧“ $E - V_U$ ”の電圧を出力可能である。 V_{INV_X} も同様に、“-E”又はコンデンサ電圧 V_X に-E加算をした“-E + V_X ”の電圧を出力可能である。 V_U 及び V_X は、コンデンサ充電モードを切り替えることで可変に制御できるため、出力端子電圧“ $E - V_U$ ”と“-E + V_X ”も可変電圧となる。また、各インバータセルが可変電圧を出力することができるため、その2つのインバータセル出力端子間の線間電圧は、低ひずみの出力電圧を得られる。同様に、インバータセル“INV_VとINV_Y”、“INV_WとINV_Z”の出力端子電圧が可変電圧になるため、それらの線間電圧は、正弦波に近い低ひずみの電圧となる。

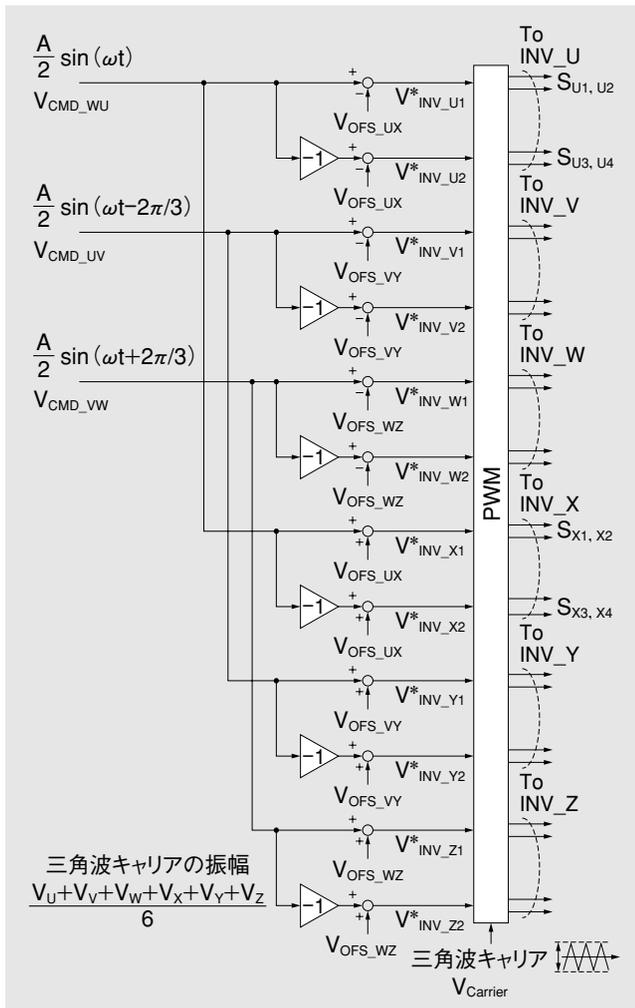


第3図 基本動作原理図

直流電圧源から各インバータセルのコンデンサ C_{DC} を充電するモードと、出力端子電圧の関係を示す。

4. PWM制御と電圧オフセット制御

第4図に制御ブロック図を示す。本インバータは、出力の線間電圧を制御する。リアクトル L_{boost} で直列に接続した2つのインバータセル“INV_UとINV_X”を制御するために、WU間の線間電圧の半分の振幅を持つ電圧指令値 V_{CMD_WU} を入力する。同様に、インバータセル“INV_VとINV_Y”、“INV_WとINV_Z”を制御するために、電圧指令値 V_{CMD_UV} 、 V_{CMD_VW} を入力する。各インバータセルの昇圧コンバータ側とインバータ側の電圧指令値は反転させて与える。それぞれの電圧指令値に対してオフセット電圧補償をし、PWMブロックに入力する。補償するオフセット電圧“ V_{OFS_UX} ”、“ V_{OFS_VY} ”、“ V_{OFS_WZ} ”は絶対値が同じで、“INV_U”と“INV_X”、“INV_V”と“INV_Y”、“INV_W”と“INV_Z”で符号が逆になるように設定する。PWMブロックでは、電圧指令値“ $V^*_{INV_U1}$ ”から



第4図 制御ブロック図
昇圧形△結線多重インバータの制御ブロック図を示す。

“ $V^*_{INV_Z2}$ ”とキャリア比較し、各インバータセルにゲート指令を出力する。ここで、全インバータセルのコンデンサ電圧を均等に制御するため、三角波キャリアの振幅は、各セルのコンデンサ電圧の平均値とする。

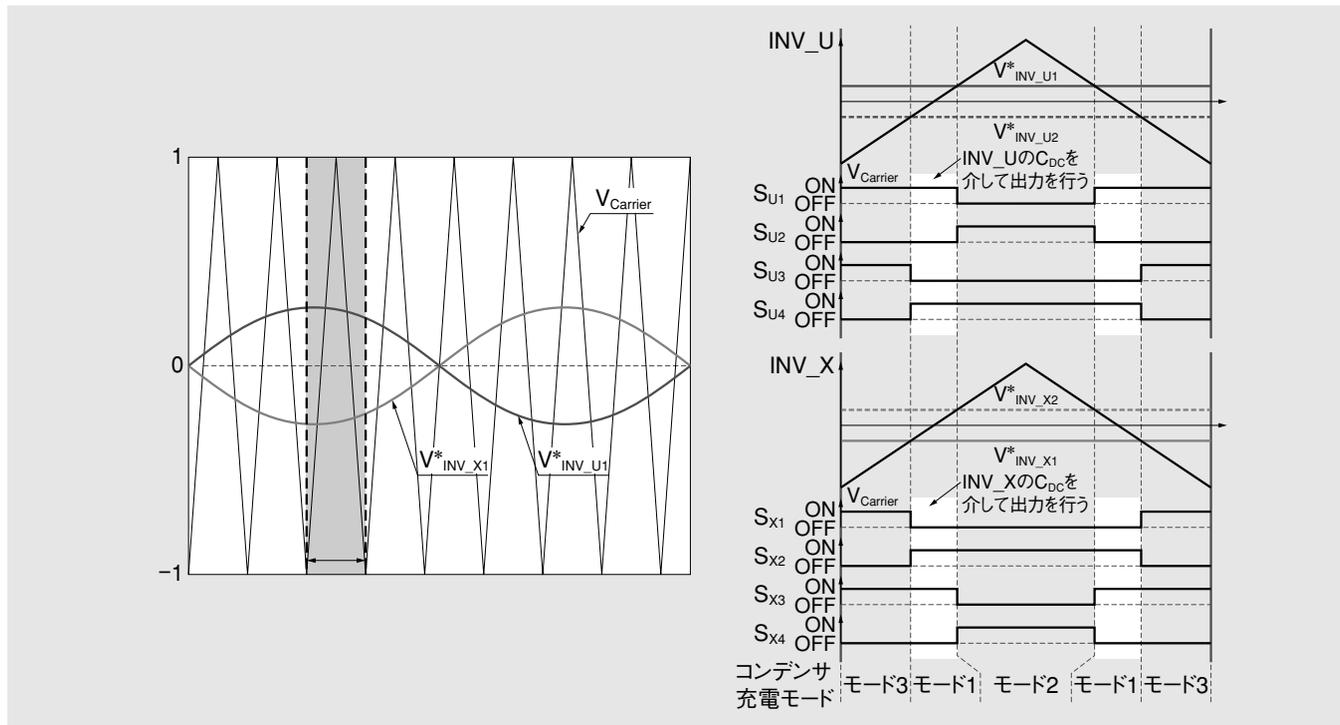
次に、オフセット電圧補償による効果について説明する。第5図と第6図にオフセット電圧補償をしない場合とする場合のスイッチングパターンを示す。

第5図と第6図に示す“ $V^*_{INV_U1}$ ”、“ $V^*_{INV_U2}$ ”、“ $V^*_{INV_X1}$ ”及び“ $V^*_{INV_X2}$ ”は、それぞれ“INV_U”と“INV_X”の電圧指令値を、“ $V_{Carrier}$ ”は三角波キャリアを表している。各図の右側は、左側に示す三角波キャリア1周期におけるスイッチングパターンを示している。

オフセット電圧補償をしない場合、第5図に示す区間のスイッチングパターンは、モード1とモード2、モード3が切り替わりながら現れる。モード1の区間でリアクトル L_{boost} にエネルギーを蓄積し、他のモードに遷移した時、コンデンサ電圧の昇圧を行う。そのため、モード1が長期間となることでコンデンサ電圧が過大に昇圧される。

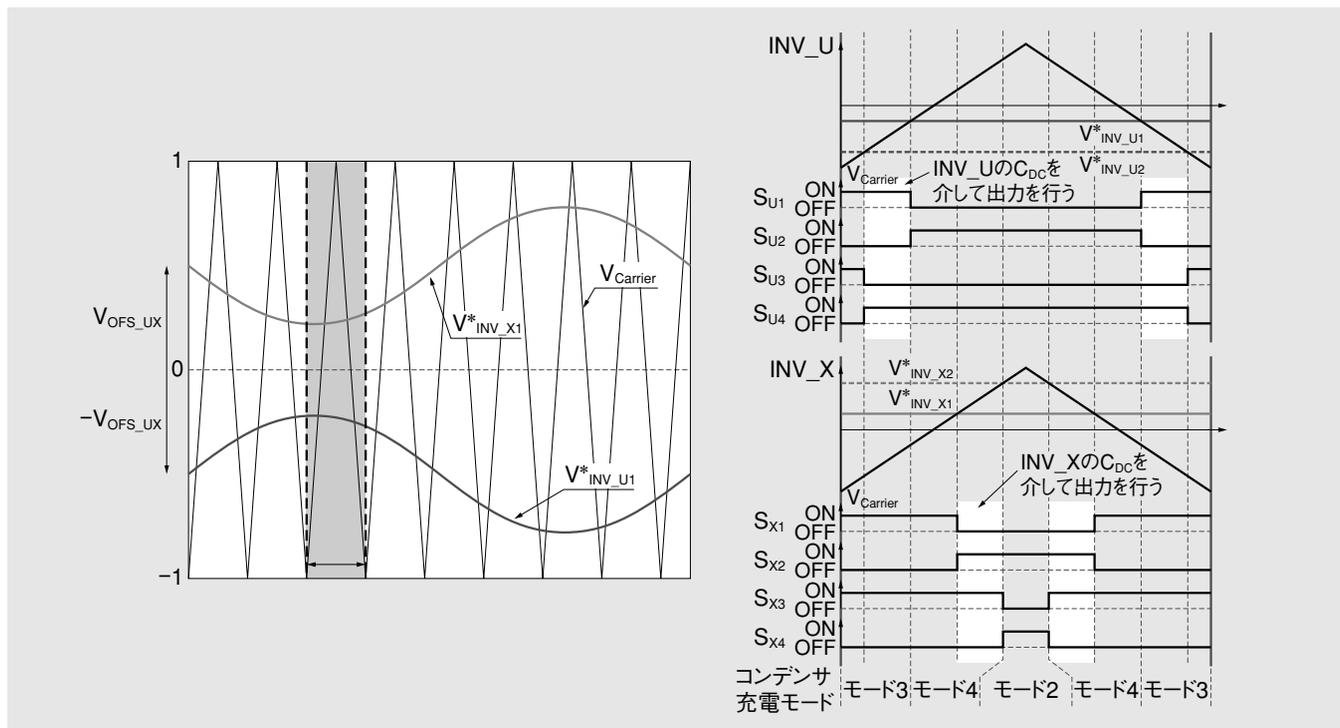
それに対して、オフセット電圧補償を行った場合、第6図に示すように、電圧指令値が変化する。第5図に示す区間と同じ区間のスイッチングパターンを比較すると、モード1の区間が無くなり、代わりにモード4が現れている。モード4では、 L_{boost} を介して各インバータセルのコンデンサ C_{DC} がどちらも充電される。この時、各コンデンサ電圧は“E”に保たれる。従って、オフセット電圧の補償量を調整することで、過大な昇圧を抑制し、任意の昇圧した電圧が得られる。

また、オフセット電圧補償により各セルのコンデンサの充放電パターンも変化する。オフセット電圧補償をしない場合、“INV_U”と“INV_X”の2つのインバータセルでコンデンサの充放電が同タイミングで行われるスイッチングパターンとなる。それに対して、オフセット電圧補償をした場合、コンデンサ電圧の充放電が異なるタイミングのスイッチングパターンとなる。従って、オフセット電圧補償を行うことで、出力線間電圧の一段変化量は小さくなり、より低ひずみの電圧波形が得られる。



第5図 オフセット電圧補償をしない場合のスイッチングパターン

左側の図は、各インバータセルの電圧指令値とキャリアの関係を示す。右側の図は、左側の図に示すキャリア1周期のスイッチングパターンを示す。



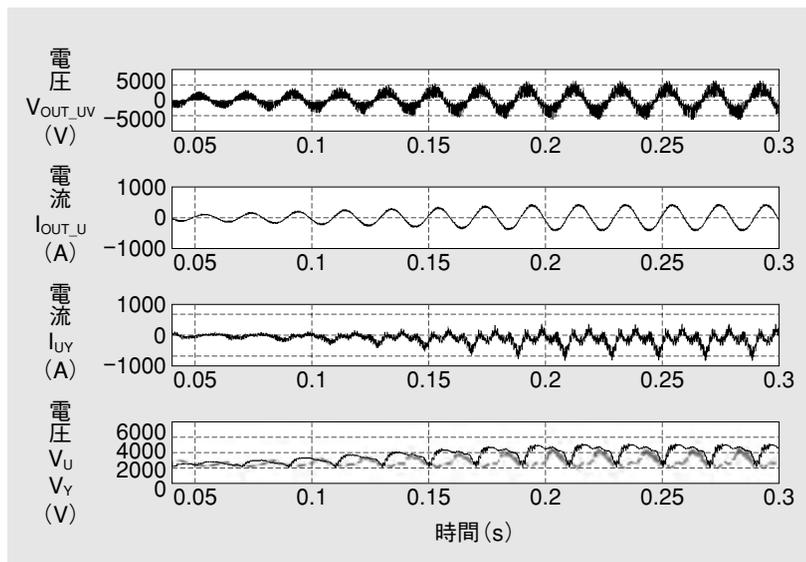
第6図 オフセット電圧補償を行った場合のスイッチングパターン

左側の図は、各インバータセルの電圧指令値とキャリアの関係を示す。右側の図は、左側の図に示すキャリア1周期のスイッチングパターンを示す。

5. シミュレーション

第7図にシミュレーション結果を示す。シミュレーションには第1表の回路定数を使用した。一

括の直流電圧は2000Vとし、昇圧機能を確認するため負荷電圧を3.3kVとした。第7図は、オフセット電圧 V_{OFS_UX} , V_{OFS_VY} , V_{OFS_WZ} をそれぞれ0.25p.u.補償した時のシミュレーション波形である。波形は上



第7図 シミュレーション波形

上から出力線間電圧 V_{OUT_UV} 、出力電流 I_{OUT_U} 、差分電流 I_{UY} 、直流コンデンサ電圧 V_U と V_Y の波形を示す。

第1表 シミュレーションに用いた回路定数

提案回路のシミュレーション条件を示す。

入力定格	直流電圧	V_{DC}	2000V
回路パラメータ	DCリンクコンデンサ	C_{DC}	292 μ F
	昇圧用リアクトル	L_{boost}	0.8%*
	△結線用リアクトル	L_{loop}	1.6%*
	出力フィルタリアクトル	L_{out}	5.2%*
PWM	キャリア周波数	f_c	1kHz
負荷定格	有効電力		1800kW
	無効電力		200kvar
	定格電圧		3.3kV
	出力周波数		50Hz

注. *の値は負荷定格に基づく

から、出力線間電圧 V_{OUT_UV} 、出力電流 I_{OUT_U} 、△結線間に流れる電流 I_{UY} 、コンデンサ電圧 V_U 及び V_Y の波形を示す。出力線間電圧は、正弦波状で低ひずみの波形が得られている。また、各コンデンサ電圧は、4000V程度まで昇圧されており、その脈動は2000V程度である。このことから、昇圧機能の確認ができる。

6. む す び

本稿では、多相トランスを用いず1つの直流電圧源で動作する新しいセル多重方式の回路技術を紹介した。本インバータは、従来のセル多重方式と同等の性能を有し、また、昇圧機能やコンデンサ電圧を可変電圧とすることで出力電圧を低ひずみにすることができる。その反面、出力側を△結線するために、

リアクトルを多数使用する必要がある。

今後は、コンデンサ電圧のバランス制御法や、昇圧機能を有効利用できる用途についても検討していく予定である。

・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) 宗島正和, 漆畑正太, 張輝, 小倉和也, 山本康弘, 小玉貴志, 野村昌克:「昇圧形可変電圧レベル△結線多重インバータ」, 平成22年度電気学会産業応用部門大会, No.1-25, pp.1-265-1-268, 2010

(2) 漆畑正太, 宗島正和, 張輝, 小倉和也, 山本康弘, 小玉貴志, 野村昌克:「昇圧形可変電圧レベル△結線多重インバータのオフセット制御」, 平成22年度電気学会産業応用部門大会, No.1-26, pp.1-269-1-272, 2010

《執筆者紹介》



徳永 翔平 Shohei Tokunaga
パワーエレクトロニクスの基礎開発に従事



宗島 正和 Masakazu Muneshima
パワーエレクトロニクスの基礎開発に従事



張 輝 Zhang Hui
パワーエレクトロニクスの基礎開発に従事



漆畑 正太 Shota Urushibata
パワーエレクトロニクスの基礎開発に従事