

# 交流スイッチの直列接続によるマトリックスコンバータの高圧化

永吉 謙一\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## A high blocking voltage matrix converter with serial connected AC switches.

Ken-ichi Nagayoshi\*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University)

This paper proposes a new AC switch construction method that uses general switching modules with a regenerative voltage clamp snubber circuit and a series connection technique. Conventional commutation methods have both direction switches turn on mode. This paper proposes the new commutation method that disable both switches turn on at both directions. On the other hand, the voltage balance control for a series connection is also proposed. The terminal voltage of the switch modules can be controlled by control of the switching timing. These new proposals are confirmed by experimental results with matrix converter.

キーワード: 大容量変換器, マトリックスコンバータ, 交流スイッチ, 回生スナバ

(Keywords, High power converters, Matrix converter, Bi-directional switch, Regenerative snubber)

### 1. はじめに

マトリックスコンバータは、一般的に PWM 整流器とインバータを使った back-to-back 構成に比べて高効率、省スペース、長寿命などの利点を有している<sup>(1)</sup>。特に、これらの利点は変換器容量が大きくなるほどその効果が顕著になるため、大容量マトリックスコンバータは今後の変換器技術の発展に必要な技術である。

マトリックスコンバータは交流スイッチを用いて構成されるが、現在の構成では高耐圧化が難しい。この理由は、単にスイッチを直列化すると、配線のインダクタンスが大きくなり、サージ電圧が増加することが挙げられる。またサージ電圧を抑制する交流スナバ回路は、代表的なものとして変換器の入出力両端に接続するタイプのダイオードクランプ回路が挙げられるが、変換器容量の大型化に伴い変換器サイズが大きくなるとクランプ回路のリード長が長くなり、スナバ効果が低下する。

一方、トランスを用いた大容量マトリックスコンバータが既に製品化されている<sup>(2)</sup>。これは一つ一つの小さなマトリックスコンバータセルをトランスによって多重化し、高出力を得るものである。この方式は入出力電圧比を自由に設定することが可能であり、さらにマルチレベル出力が可能となるため負荷のサージ対策が不用になるなどの利点を有しているが、トランスが大きな容積を占めるため、前述の省スペースの利点が損なわれる。

そこで筆者らは、各スイッチに電圧クランプ形スナバを取り付ける新しい交流スイッチモジュールと多段直列化法を提案し<sup>(3)</sup>、これまでに交流チョップやマトリックスコンバータの一相分回路についてシミュレーション及

び実機検証を行い、基本的な動作を確認している。電圧クランプ形のスナバを有することで直列スイッチ間のスイッチタイミングがずれていても、ただちに各スイッチのバイアス電圧は変化しないため、制御によって各スイッチの電圧を均衡に保つことが可能である。提案する高耐圧化手法は交流スイッチを多段直列して高耐圧化を行うため、トランスを用いず従来と同じ基本構成で大容量マトリックスコンバータを構築することが可能となる。

本論文ではまず、提案交流スイッチの基本動作ならびにその転流方法について述べ、次に直列スイッチ間の電圧バランス制御について述べる。また、提案交流スイッチを用いたマトリックスコンバータを用いて実機検証を行い、上記提案事項について動作を確認する。さらに、トランスを用いる方式と本方式について、それぞれ一般的と思われる設計手法から、必要な各部品を実際の製品から選定し、それぞれの総合体積を試算して比較する。その結果、提案手法の妥当性を確認し、また体積試算によって提案構成は変換器サイズをトランス方式より概ね30%減とすることが可能であるという結果が得られたので報告する。

### 2. 提案する交流スイッチと基本的な制御法

#### <2.1> スwitchの構成と動作原理

図1は提案する交流スイッチの回路図である。このスイッチは汎用パワーモジュールで構成可能で、IGBT4個で構成するHブリッジ型のスイッチ<sup>(4)</sup>に比べて安価に構成可能である。スナバは直列接続された2つのコンデンサ  $C_1, C_2$  と、コンデンサの midpoint に接続された抵抗  $R$  で構成される。 $C_1, C_2$  は配線のインダクタンスを吸収するス

ナバであり、小容量を想定している。なお、 $S_1$  と  $S_2$  のオン期間がオーバーラップするとスナバコンデンサが短絡するので、 $S_1$  と  $S_2$  の切り替え時にはデッドタイムを設ける必要がある。

### (2.2) 提案スイッチに対応した新しい転流方法

提案スイッチの  $S_1$  と  $S_2$  の双方向同時導通はスナバコンデンサが短絡するため不可能である。しかし、現在主に用いられている入力電圧転流法、出力電流転流法<sup>(5)</sup>はいずれも双方向同時導通モードを有しているため、提案スイッチに適用できない。そこで、入力電圧と出力電流の両方を用いて導通スイッチを厳密に定める新しい転流方法を提案する。以下に詳細を示す。

図 2 は提案する転流パターンの説明に用いる転流モデル、図 3 は転流パターンの例を示している。各方向の導通スイッチはトグル動作を行うことで、2 つのコンデンサの放電を交互に行うことが可能である。

図 3(a)に、 $v_1$  から  $v_2$  への転流シーケンスを示す。ここで入力電圧は  $v_1 > v_2$ 、負荷電流は正である。それまで通電していた  $S_{1a}$  をオフすることで、回生のためにオンしていた  $S_{2a}$  に負荷電流が移行し、この時点で  $v_1$  から  $v_2$  への転流が達成される。デッドタイム期間を経た後  $S_{1b}$  をオンし、スナバエネルギーの回生を行う。

図 3(b)では、 $v_2$  から  $v_1$  への転流シーケンスを示している。予め電流方向側スイッチの  $S_{2a}$  がオンしているが、 $S_{1a}$  がオンした時点で  $v_1 > v_2$  のため、負荷電流は  $S_1$  側から流れ、転流が達成される。

図 3(c)では、 $v_1$  導通中に入力電圧関係が反転した場合のスイッチングシーケンスを示している。 $v_1 < v_2$  となることで、そのままでは  $v_2$  側に自動的に転流するが、直ちに導通側スイッチ  $S_{2a}$  をオフすることで  $v_1$  導通を維持する。

図 3(d)では、負荷電流が反転する場合のスイッチングシーケンスを示している。電流が極小領域に入った時点で導通スイッチ  $S_{1a}$  をオフして電流をしゃ断し、デッドタイム期間後  $S_{1b}$  をオンすることで逆方向電流を導通させる。

以上の通り、提案する転流法のステップ数は 2 となる。

## 3. 直列接続による高耐圧化技術

### (3.1) 直列接続時の問題点

直列接続により高耐圧化する場合の基本的な制御法としては、同方向のスイッチを同時にオン/オフさせればよい。しかし実際は、スイッチング素子それぞれのドライブ回路の遅延や半導体素子自身の特性のばらつき等により、僅かにスイッチングタイミングにずれが生じる。このスイッチングタイミングのずれにより、各スイッチの電圧分担にアンバランスが生じる。

図 4 はスイッチタイミングのずれによる電圧アンバランスの発生メカニズムの概念図である。図 4(a)はオンからオフへ遷移する場合について示している。スイッチがオフするとき、デバイス特性やドライブ回路の遅延時間

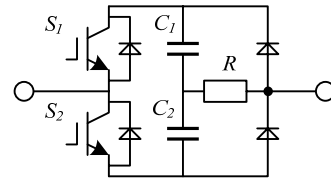


図 1 提案スイッチの構成  
Fig.1. Configuration of the proposed switch.

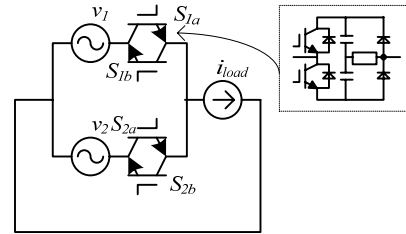


図 2 転流モデル  
Fig.2. Commutation model.

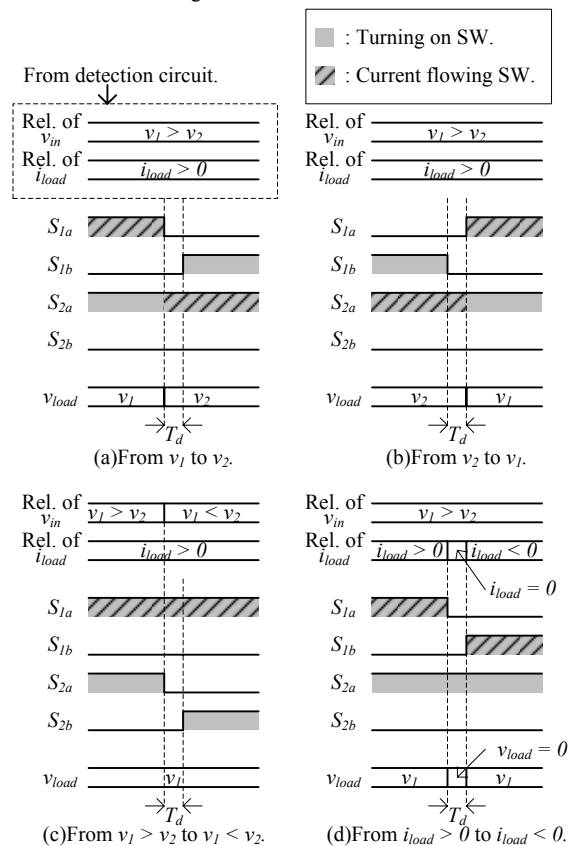


図 3 提案転流法のスイッチングモードの一例  
Fig.3. Examples of the proposed commutation method.

の影響で僅かでも先に  $SU_2$  がオフすると、配線のインダクタンス  $l$  のエネルギーが  $SU_1$  のコンデンサにチャージされ、 $SU_1$  電圧が一気に上昇する。一方、図 4(b)はオフからオンへ遷移する場合を示しており、スイッチがオンするときに  $SU_1$  が先にオンすると、分圧されていた電圧が  $SU_2$  だけに印加されるため、 $SU_2$  の電圧はスイッチがオンするまで上昇を続ける。

### (3.2) 電圧バランス制御のマトリクスコンバータへの適用

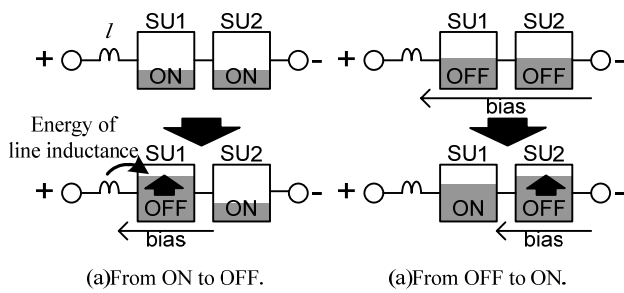


図4 直列接続間スイッチの電圧アンバランスの発生要因  
Fig.4. Cause of the voltage unbalance between serial connected switches.

前述した電圧アンバランスを解消する最も明確な方法は、それぞれのスイッチングタイミングを検出し、タイミングを合わせることである。しかし、これを実現するためには別の制御サイクルで動作する制御システムが別途必要となるため、コストが増大する。そこで、著者らは簡単にスイッチ電圧を均一化できる電圧バランス制御を提案しており、既に交流チョッパで実験を行い、妥当性を確認している<sup>(3)</sup>。

図5に提案バランス制御の概念を示す。制御器はキャリアのピークで動作し、スイッチ電圧の大小関係を検出して前述のアンバランス現象を逆利用し、電圧が高い方のスイッチを電圧が低くなる方向へタイミング調整を行いスイッチ電圧をバランスさせる。その際、キャリアのピークとピークの間で上アームと下アームの2つのスイッチングが行われるためどちらの影響でスイッチ電圧がアンバランスしたか判別するのが不可能である。そこで、提案制御では双方のスイッチタイミングを電圧関係がバランスするようにわざと片側のスイッチングタイミングに  $T_{ajst}$  の遅延時間を設け、電圧がバランスするまで毎周期遅延時間を増加させる。

しかし、マトリックスコンバータを大中小方式<sup>(6)</sup>でスイッチングさせる場合、中間相においてはキャリアのピークとピークの間と同じスイッチが”オン→オフ→オン”のように2度スイッチングする。そこで、中間相においては、さらにオンタイミングとオフタイミングの両方のタイミングを調整できるようにバランス制御を拡張する。

図6はそれぞれの入力電圧状態において調整が必要なスイッチングモードを示している。最大相、最小相については上下アームのオン、もしくはオフのタイミング調整のみを行うが、中間相だけは両方のタイミングを調整する。これにより、タイミング調整により本来のスイッチングタイミングがずれるのを最小限に留めながら、バランス制御を行うことが可能となる。

#### 4. マトリックスコンバータを用いた実機検証

##### (4.1) 実機の構成

以上の提案事項の妥当性を確認するため、マトリックスコンバータ実機を構成し、実験を行った。

図7に全体のシステムブロック図を示す。実験では提

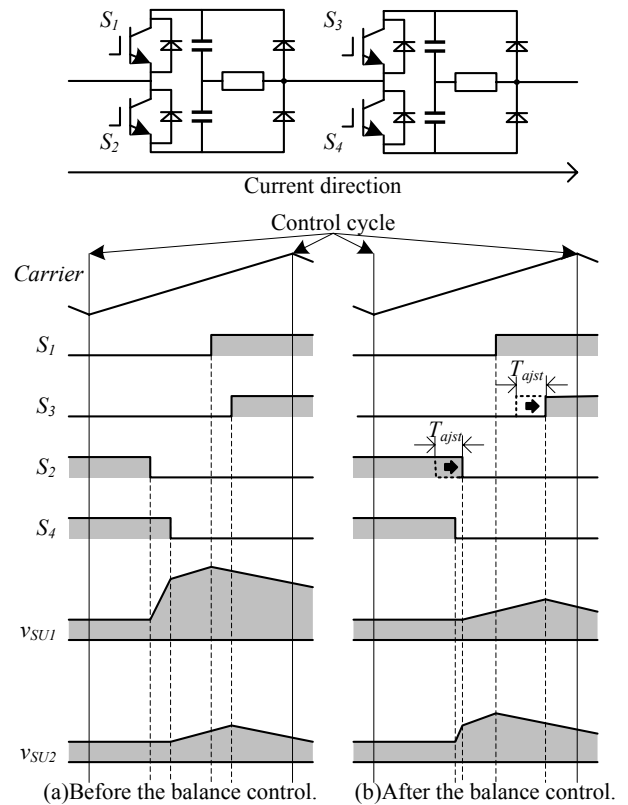


図5 提案電圧バランス制御の概念  
Fig.5. Conceptual figure of the proposed balance control.

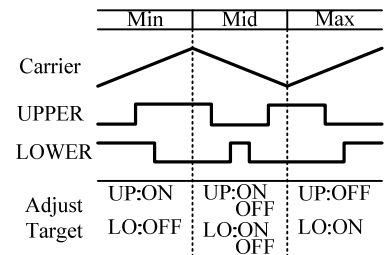


図6 各入力電圧において調整が必要なスイッチングモード  
Fig.6. Adjusting target in each magnitude relation of input voltage.

案スイッチを2直列としている。検出基板から電源電圧と出力電流極性からスイッチングパターンを生成し、出力する。また、今回はSU1とSU2のみ電圧バランス制御を実施できるようにスイッチ電圧比較回路を接続している。

図8に提案バランス制御部の内部ブロック図を示す。バランス制御がキャリアのピークに同期するよう、Control Trigger信号を用いてキャリアのピークを検出する。図中のAdjust target det.ブロックにより、トリガが入った瞬間の制御対象スイッチングタイミング、すなわち直前に行われたスイッチングを判別する。①、②は最大相あるいは最小相の場合にのみ判別され、中間相の場合はスイッチング状態に関わらず③となる。

次に、Time adjust cal.ブロックにおいて区間判別結果とスイッチ電圧比較結果COMPAREをもとに、各スイッチのオンオフ遅延指令に遅延時間を加算する。表1に提案方式の遅延時間計算方法を示す。Control Triggerが入力された時点の区間及びスイッチ電圧の大小関係より、表に

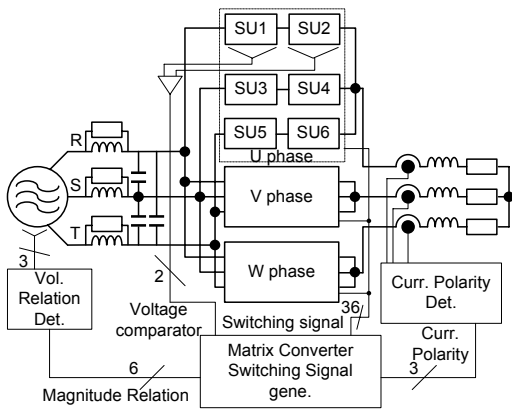


図7 実験の全体ブロック図

Fig. 7. Block diagram of the experimental system.

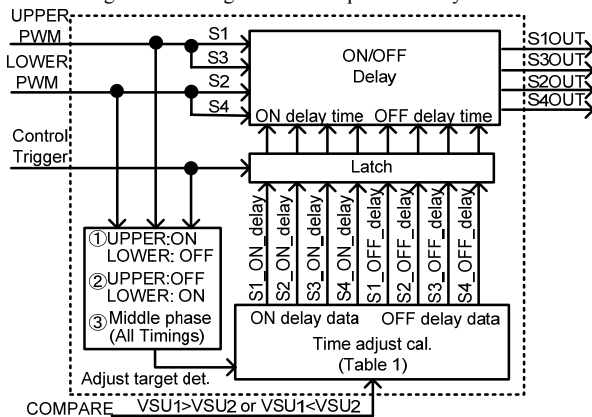


図8 電圧バランス制御部分のブロック図

Fig. 8. Block diagram of the proposed voltage balance control.

したがって各スイッチの遅延時間に  $T_{ajst}$  が加減算される。なお、表中に示しているように、③の中間相については、全てのスイッチングタイミングを調整する。この遅延時間指令をラッチして各スイッチの Delay Block へ入力し、PWM 信号に遅延を加算して出力する。

#### 〈4.2〉動作検証

図9に実験システムの入出力電圧電流波形を示す。入力波形より、入力力率はほぼ1であることがわかる。また、出力電圧波形からは入力短絡や出力開放が殆ど生じておらず、提案転流法の妥当性を確認できる。さらに出力電流が正弦波であることから、マトリックスコンバータが正常動作していることが確認できる。

図10に入力電流と出力電流の拡大波形を示す。図より、R, S, Tの各相電流が連続的にU相出力電流を形成している様子が確認できる。

図11は負荷の変動による入力電流ひずみ率および力率の関係である。実験より、最高入力電流ひずみ率8.98[%]、最高入力力率0.984を得た。入力電流のひずみ原因は、転流に伴う電圧誤差の影響を多分に受けていると考えられ、改善方法として転流時間を縮めるか、誤差補償等を適用することが挙げられる。

#### 〈4.3〉提案電圧バランス制御の適用結果

SU1, SU2について、バランス制御を適用した場合と適用しなかった場合について実験を行った。なお、バラ

表1 Time adjust cal.内での遅延時間計算  
Table 1. Delay time calculation of "Time adjust cal."

SECTION	Section ①		Section ②		Section ③	
COMPARATOR	$V_{SU1} > V_{SU2}$	$V_{SU1} < V_{SU2}$	$V_{SU1} > V_{SU2}$	$V_{SU1} < V_{SU2}$	$V_{SU1} > V_{SU2}$	$V_{SU1} < V_{SU2}$
S1ON_delay_time	-Tajst	+Tajst	-	-	-Tajst	+Tajst
S1OFF_delay_time	-	-	+Tajst	-Tajst	+Tajst	-Tajst
S2ON_delay_time	-	-	-Tajst	+Tajst	-Tajst	+Tajst
S2OFF_delay_time	-Tajst	+Tajst	-	-	-Tajst	+Tajst
S3ON_delay_time	+Tajst	-Tajst	-	-	+Tajst	-Tajst
S3OFF_delay_time	-	-	-Tajst	+Tajst	-Tajst	+Tajst
S4ON_delay_time	-	-	+Tajst	-Tajst	+Tajst	-Tajst
S4OFF_delay_time	+Tajst	-Tajst	-	-	+Tajst	-Tajst

表2 実験パラメータ

Table 2. Experimental parameters.

Input Voltage	200[V]	Csnumber	0.68[ $\mu$ F]
Rated capacity	1.5[kW]	Rsnubber	4.7[k $\Omega$ ]
Carrier freq.	10[kHz]	Tajst	25[ns]
Input filter (Cut off freq: 1[kHz])	L=3[mH]	Output freq.	25[Hz]
	C=2.2[ $\mu$ F]		
	R=23.5[ $\Omega$ ]	Load	R-L (L=3[mH])

ンス制御の効果を顕著にするため、SU1側の信号は予め0.5[ms]の遅れをもたせ、わざとアンバランスが発生する状況を作っている。

図12(a)にバランス制御を適用しなかった場合のスイッチ電圧、図12(b)にバランス制御を適用した場合のスイッチ電圧を示す。波形からわかるように、バランス制御を適用しなかった場合については直列スイッチ間の電圧に大きな偏りが生じているのに対し、適用した場合はスイッチ電圧がほぼバランスしている。ここで、アンバランス量を定量的に評価するために、アンバランス率を以下の(1)式のように定める。

$$\frac{|V_{SU1} - V_{SU2}|}{(V_{SU1} + V_{SU2})/2} \quad (1)$$

すなわち、この式では2つのスイッチの電圧差を平均電圧で除算しており、完全にバランスするとゼロとなり、小さいほどアンバランスが小さいことを意味する。(1)式で実験結果を評価すると、適用しない場合のアンバランス率が0.110であるのに対し、適用した場合は0.036とよりゼロに近く、アンバランスが解消されていることがわかる。

## 5. トランス方式高圧マトリックスコンバータとの容積試算比較

### 〈5.1〉比較を行うための仕様設定

トランス方式に対して提案方式が容積の点でどの程度になるか検証するため、1[MW]程度の変換器容量を前提として、一般的と思われる設計手法を用いて必要部品を実際の製品から選定し、それぞれの部品のみの容積を試算した。

図13に今回検証で用いるトランス方式の回路図、表3に比較する変換器仕様を示す。なお、本論文では6in1モ

ジュールを使用することを前提とし、必要素子数から単純にモジュール数を算出している。これは、従来素子を用いていけばモジュール内の配線を変更するだけで様々な回路構成を製作可能であるためである。電源側には高調波を抑制する入力フィルタを設ける。

表 3 は検証に用いる変換器の基本設定仕様である。

## 〈5.2〉 部品の選定方法

### A. トランス（トランス方式のみ）

大容量マトリックスコンバータ用のトランスは一般的な製品が存在しないため、安川電機製の高圧マトリックスコンバータ FSDrive-MX1S13C のトランス盤サイズを参考とし、その半分程度と見積もった。

### B. パワーモジュール

パワーモジュールは 1700V 耐圧のものの中で電流定格を満たすものを選択し、印加電圧に対し倍程度の耐圧を持つ直列接続数を計算し、必要数を求めた。トランス方式では Y 結線構造とすることで相電圧 3810V に対し 6 直列で対応できるが、トランスレス方式では線間電圧 6600V が 1 アーム間に印加されるため、同等の耐圧保護性を得るためには 10 直列必要となり、素子数が増加する。

### C. ヒートシンク及び冷却ファン

ヒートシンクは、選定したパワーモジュールが設置可能な面積を有し、変換器効率を 95% と仮定した際に上昇温度が 50[K] 程度となるよう選択した。ファンはヒートシンクの全領域に 3[m/s] の送風が可能となるよう選定した。提案方式では B 項で述べた通りモジュール数が多くなるため、冷却系の容積もそれに伴い増加する。

### D. 入力フィルタ

トランスレス方式については、入力フィルタとして電力用リアクトル及びコンデンサを選定した。一方トランス方式は、入力リアクトルについては漏れインダクタンスにより代用できるので不要とし、個々のセルの電力容量を満たす電力用コンデンサを選定した。

### E. ダイオードクランプコンデンサ

ダイオードクランプコンデンサは、全しゃ断時に負荷のモータの漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーを全て吸収できることを条件として選定した。なお、提案方式は全体に 1 個、トランス方式は個々のセルごとに接続することを前提としている。コンデンサに流れ込む電流は瞬間的なものなので、コンデンサの許容リップル電流は 10 倍とした。

### F. スナバコンデンサ（提案方式のみ）

スナバコンデンサは一般的なフィルムコンデンサを耐圧を満たすよう直列接続し、なおかつサージに対して余裕を持たせるため 1[μF] 以上となるよう選択した。

表 4 に選定した部品リスト、図 13 に体積比較結果を示す。図 14 より、トランス方式ではトランスが全体のほぼ半分の容積を占めており、小型化の妨げとなっている。一方で、提案方式は直列段数が増えるため、スイッチン

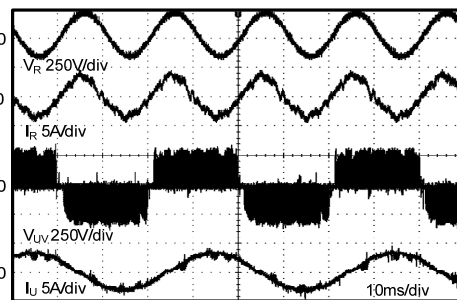


図 9 提案マトリックスコンバータの動作波形  
Fig.9. Operating waveforms of the proposed matrix converter.

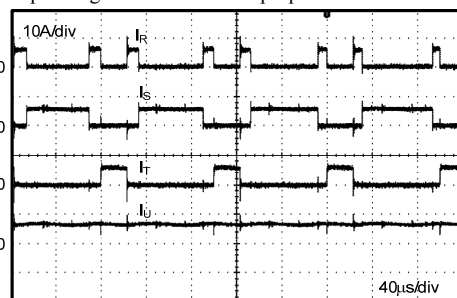


図 10 入力電流と出力電流の拡大波形  
Fig.10. Magnifying waveforms of input/output current.

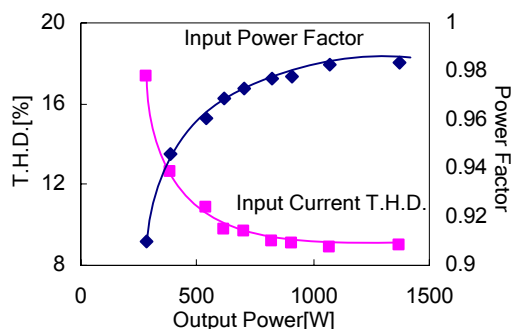
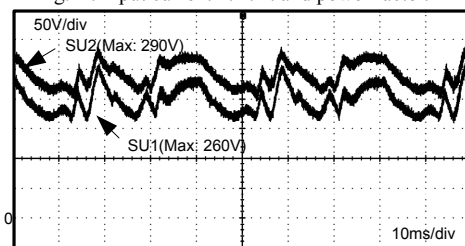
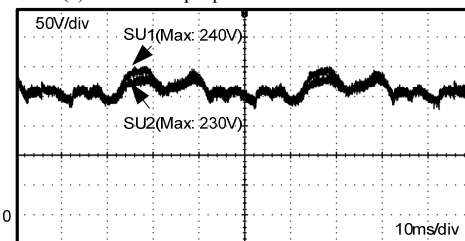


図 11 入力電流 T.H.D. および入力率  
Fig.11. Input current T.H.D. and power factor.



(a) Without proposed balance control.



(b) With proposed balance control.

図 12 提案電圧バランス制御の効果  
Fig.12. Effect of the proposed voltage balance control.

グ素子とそれに伴った冷却系の容積がトランス方式より多くなる。

以上の比較結果より、提案方式は 30% 程度容積が小さくなるという結果を得た。

## 6. まとめ

本論文では大容量マトリクスコンバータを構築するために、直列接続による高耐圧化が可能な交流スイッチおよび電圧クランプ形の回生スナバを提案した。提案スイッチは双方向同時オンが不可能なため、入力電圧と出力電流極性を用いて双方向同時オンモードを回避する転流法を提案した。また、直列接続スイッチ間の電圧アンバランスを解消するバランス制御について、マトリクスコンバータの大中小方式に対応するべく拡張を行った。上記提案方式は、以下に示す利点を有している。

1. 提案スイッチはHブリッジ方式に比べスイッチ数が少なく、安価に構成可能
2. 提案転流法は交互にスナバのエネルギーを放電する回生モードを有する

また、上記提案方式をマトリクスコンバータに適用し、実機検証を行った。さらに、既に製品化されているトランス方式と6.6[kV], 1[MW]を想定した変換器の体積試算を行い、以下の結果を得た。

1. 提案法を用いたマトリクスコンバータの正常動作を確認
2. 電圧バランス制御により、実験においてアンバランス率を0.110から0.036に改善されたことを確認
3. 体積比較の結果、提案方式はトランス方式に比べ30[%]程度体積を小さくすることが可能

今後は、2直列以上の電圧バランス制御について検討を行う予定である。なお、本研究は平成17年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

## 文献

- (1) J.Itoh, I.Sato, H.Ohguchi, K.Sato, A.Odaka, N.Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method.", IEEJ Trans. IA, Vol.124, No.5, pp.457-463 (2004) (in Japanese) 伊東 淳一, 佐藤 以久也, 大口 英樹, 佐藤 和久, 小高 章弘, 江口 直也: "キャリア比較方式を用いた仮想AC/DC/AC変換方式によるマトリクスコンバータの制御法", 電学論D, Vol. 124, No. 5, pp.457-463 (2004).
- (2) Y.Ueda, M.Ikeda, R.Suenaga, K.Imanishi, E.Masuda, E.Watanabe: "Development on Medium-Voltage Matrix Converter," Annual Conference of IEEJ, No.4-103(2007)(in Japanese). 上田洋三, 池田正規, 末永龍二, 今西健一, 益田英治, 渡邊英司: 「高圧大容量マトリクスコンバータの開発」, 平成19年電気学会全国大会, 4-103(2007)
- (3) K.Nagayoshi, J.Itoh: "Verification of the Voltage-clamped Bidirectional Switch to Matrix Converters," JIASC2007, 1-8 (2007)(in Japanese) 永吉, 伊東: 「電圧クランプ形双方向スイッチのマトリクスコンバータへの適用性検証」, 平成19年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.1-8 (2007)
- (4) S.Angkititrakul, R.W.Erickson: "Control and Implementation of a New Modular Matrix Converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition(2004)
- (5) J.Itoh, H.Tajima, H.Ohsawa: "Induction Motor Drive System using V-connection AC Chopper", IEEJ Trans. IA, Vol.123,

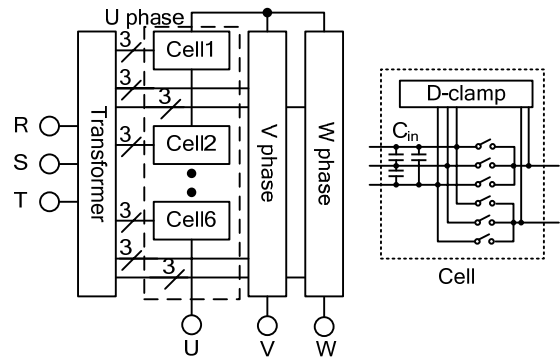


図13 トランス方式の構成

Fig.13 Configuration of using transformer system.

表3 比較する変換器仕様

Table 3. Electrical specifications of converters.

Input Voltage	6600[V]	Load Ratings	1[MW]
Input frequency	50[Hz]		50[Hz]
Output Power	1[MW]		P.F.=0.8

表4 部品リスト

Table 4. Selected devices list.

Part	Calculate Value	Selected Device	Maximum Ratings	Needed Number	
				Transformer	Proposed
Transformer	—	for YASKAWA FSDrive-MX1S	—	1	—
Power Module	—	MITSUBISHI "CM200TL-12NF"	1700[V] 300[A]	36	60
Input Inductor	L=6[%] 1000[kVA]	nichicon "CR702102KDE5"	AC6600[V] AC87.5[A]	—	1
Input Capacitor	for L=6[%] 1000[kVA]	nichicon "AF702531KAB1"	AC6600[V]	—	1
Diode-clamp Capacitor	AC635[V] 55[kVA]	nichicon "BG461530KXQ4000A"	AC400[V] 50[kVA]	36	—
	1000[V] 0.94[A]	nichicon "LNW2H181MSEC"	500[V] 1.0[A]	36	—
Snubber Capacitor	9500[V] 17[A]	nichicon "AF352101KAB1"	3300[V] 17.5[A]	—	3
	1700[V]	nichicon AP Series 630VDC 3.3μF	630[V]	—	360
Heat Sink	—	RYOSAN "90WC240-L200T4P27"	—	36	60
Fan	—	Ikura Seiki "N3951"	—	108	180

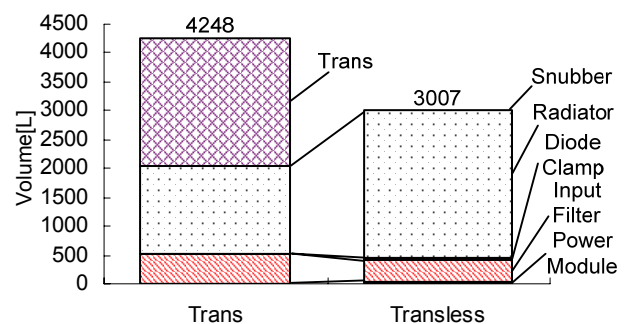


図14 体積比較結果

Fig.14. Result of volume comparison.

- (6) J. Itoh, H. Kodachi, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi and H. Umida: "A High Performance Control Method for the Matrix Converter Based on PWM generation of Virtual AC/DC/AC Conversion", JIASC IEEJ, pp. I-303-I-308 (2004) (in Japanese) 伊東淳一・小太刀博和・小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・海田英俊: 「パルスパターンに着目した仮想AC/DC/AC変換方式によるマトリクスコンバータの高性能化」, 平成16年電気学会産業応用部門大会, pp. I-303- I-308 (2004)