

# 電圧クランプ形双方向スイッチの マトリックスコンバータへの適用性検証

学生員 永吉 謙一, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Verification of the Voltage-clamped Bidirectional Switch to Matrix Converters

Ken-ichi Nagayoshi\*, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a new bidirectional switch and a snubber circuit for high power AC to AC converter. The proposed switch can be constructed with a 2-in-1 IGBT module and 2-in-1 diode module and can reduce the voltage stress of the switching device using series connection. The proposed snubber configuration is very easy and it can regenerate absorbed energy. The proposed switch cannot be turned on the both direction current in same time. So this paper also proposes the commutation method when the proposed switch is applied to the matrix converters. This paper shows the design method of the parameters of the proposed snubber circuit. Furthermore, this paper mentions that the proposed switch circuit can be applied to the matrix converter. These new proposals are confirmed by experimental results.

キーワード：AC/AC直接変換, マトリックスコンバータ, 大容量変換器, 双方向スイッチ

Keywords : AC/AC Direct Conversion, Matrix Converter, High Power Converter, Bidirectional Switch

### 1. はじめに

近年, 小型化, 軽量化, 長寿命の点で有利なマトリックスコンバータが注目されている<sup>(1)(2)</sup>。

AC-AC直接変換器を構成するためには双方向スイッチが必要であるが, 現在の双方向スイッチの構成では高耐圧化が難しい。単に双方向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。またサージ電圧を抑制するスナバ回路には, 代表的な方式として変換器の入出力両端に接続するダイオードクランプ回路が挙げられるが, 大容量化に伴い変換器が大型化するとクランプ回路のリード長が長くなり, スナバ効果が十分発揮できない。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方法を提案し<sup>(3)</sup>, 各スイッチモジュールの電圧均衡化方法を行いシミュレーションおよび実機により基本的な動作を確認している<sup>(4)(5)</sup>。

本論文ではまず, 提案スナバの基本動作について述べ, その定数の設計手法を確立する。また直列化技術について述べ, 提案スイッチをマトリックスコンバータに適用した場合の転流方法について述べている。提案スイッチは双方向同時オンが不可能なため, 入力電圧極性と出力電流極性からオン方向を厳密に決定する必要がある。提案するマトリックスコンバータの転流方法は実験にて妥当性を検証する。

### 2. 提案双方向スイッチ

#### 〈2・1〉 構成および動作原理<sup>(3)</sup>

図 1 は提案スイッチの回路図とその動作原理図である。スイッチは2in1のIGBTモジュール及びダイオードモジュールで構成しており, IGBT4個で構成するHブリッジ形のスイッチ<sup>(2)</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。ここでスイッチには左側から右側へと電圧が印加されているものとし, 配線のインダクタンスを $L$ としてスイッチの動作原理を説明する。

図 1 (a)のように $S_2$ をオンすると順方向電流が流れスイッチはオンとなり, 同時にスナバコンデンサ $C_2$ のエネルギーも $R$ を通じて回生される。次に, この状態において図 1(b)のように $S_2$ をオフすると電流は遮断され, オフとなる。この時に $L$ のエネルギーは, 矢印の経路を通過してスナバ回路に吸収される。次に図 1(c)のように $S_1$ をオンすると, 今度は回生モードとなり, 矢印の経路を通りスナバコンデンサ $C_1$ のエネルギーが回生される。

#### 〈2・2〉 キャパシタ容量の設計法

提案スナバ回路は,  $S_1$ あるいは $S_2$ がオフした時に配線のインダクタンス $L$ のエネルギーを吸収する。この場合のスナバの吸収エネルギー $W_a$ は(1)式で表される。

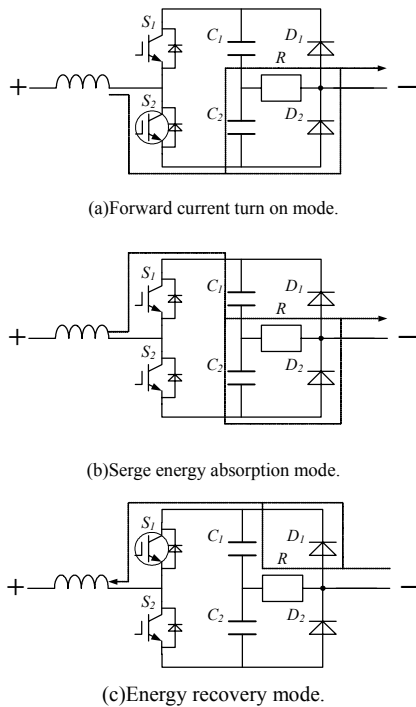


図1 スイッチの動作原理  
Fig.1. Theory of operation of proposed switch.

$$W_a = \frac{1}{2} \left( C_1 \cdot \Delta v_1^2 + C_2 \cdot \Delta v_2^2 \right) + R \cdot i^2 \cdot t \dots\dots\dots (1)$$

ここで $\Delta v_1$ ,  $\Delta v_2$ は吸収エネルギーによる増加電圧で、これらはスイッチの耐圧を考慮して決定する。また、 $I_r$ は $R$ に流れる平均電流である。 $C_1$ ,  $C_2$ を設計するとき、最大サージエネルギー $W_a$ 吸収後の $C_1$ ,  $C_2$ の電圧の合計がスイッチの耐圧を超えないように設計しなければならない。すなわち、(1)式で表されるサージ吸収エネルギーがインダクタンスに蓄えられるサージエネルギーを上回るようにコンデンサの容量を設定する。ここで、 $C_1=C_2=C$ とし、さらに $R$ の影響を無視すると $\Delta v_1=\Delta v_2=\Delta v$ と簡単化され、(2)式となる。

$$W_a = \frac{1}{2} C \cdot \Delta v^2 \geq \frac{1}{2} \cdot I \cdot I^2_{max} \dots\dots\dots (2)$$

ここで $I_{max}$ は、変換器の最大電流である。以上より、 $C_1$ および $C_2$ は(3)式で表される。

$$C_1 = C_2 = C \geq \frac{I \cdot i^2}{\Delta v^2} \dots\dots\dots (3)$$

〈2・3〉 抵抗値の設計法

図2にサージ吸収時の電流経路を示す。提案スナバは、 $S_1$ と $S_3$ をオンした際に $C_1$ および $C_3$ のエネルギーを電源側へ回生する。回生モード時の等価回路を図3に示す。このモードでは、回生エネルギーは(4)式に示すように、抵抗消費分と電源への回生分の和で表される。

$$C \left( V_{max} - V_{max0} \right)^2 = E \cdot I \Delta T + 2R \cdot I^2 \Delta T \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $V_{max}$ は $C_1$ と $C_3$ の最大電圧、 $V_{max0}$ は放電後のキャパシタ電圧、 $\Delta T$ は変換器の最小回生時間を表す。

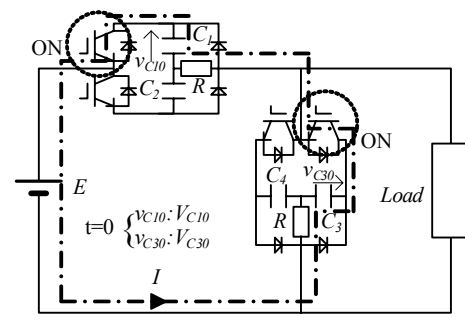


図2 回生時の電流経路  
Fig. 2. A current path of the energy recovery mode.

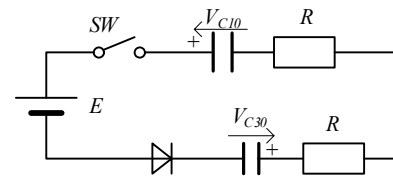


図3 回生時の等価回路  
Fig. 3. Equivalent circuit in case of the surge recovery mode.

式4の左項はキャパシタの放電エネルギーを表す。 $R$ の値は $\Delta T$ 間の回生エネルギーによって決定される。回生時間 $\Delta T$ は変換器の最大・最小デューティを制限するため、できるだけ短く設定するべきであるが、 $\Delta T$ が短すぎると今度は $R$ の値を小さくしなくてはならず、最大回生電流が増加する。したがって、 $R$ の値は最大回生電流を考慮して決定するのが望ましい。最大回生電流はスイッチング素子の電流定格以内に設定する必要がある。 $C_2$ および $C_4$ のエネルギーが全て放電されたとき、 $V_{C10}$ および $V_{C30}$ は $V_{max}$ となる。その際の回生電流 $I$ は図3より(5)式となる。

$$I > \frac{2V_{max} - E}{2R} \dots\dots\dots (5)$$

最終的に、 $R$ の値は(6)式から求められる。

$$R > \frac{2V_{max} - E}{2I_n} \dots\dots\dots (6)$$

なお、 $I_n$ はスイッチング素子の最大電流である。

ここでスイッチが2直列となった場合は、図3の等価回路においてキャパシタと抵抗がそれぞれ直列になった形となるため、それぞれキャパシタの容量は2倍、抵抗の値は1/2の値となる。

3. 直列接続による高耐圧化

提案スイッチは直列接続による高耐圧化が可能であるが、スイッチタイミングのずれによる電圧アンバランス減少について考慮する必要がある。図4(a)は直列接続したスイッチ、図4(b)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。図中で順方向スイッチ( $S_2 \cdot S_4$ )がオフする際、先に $S_2$ がオフすると配線イ

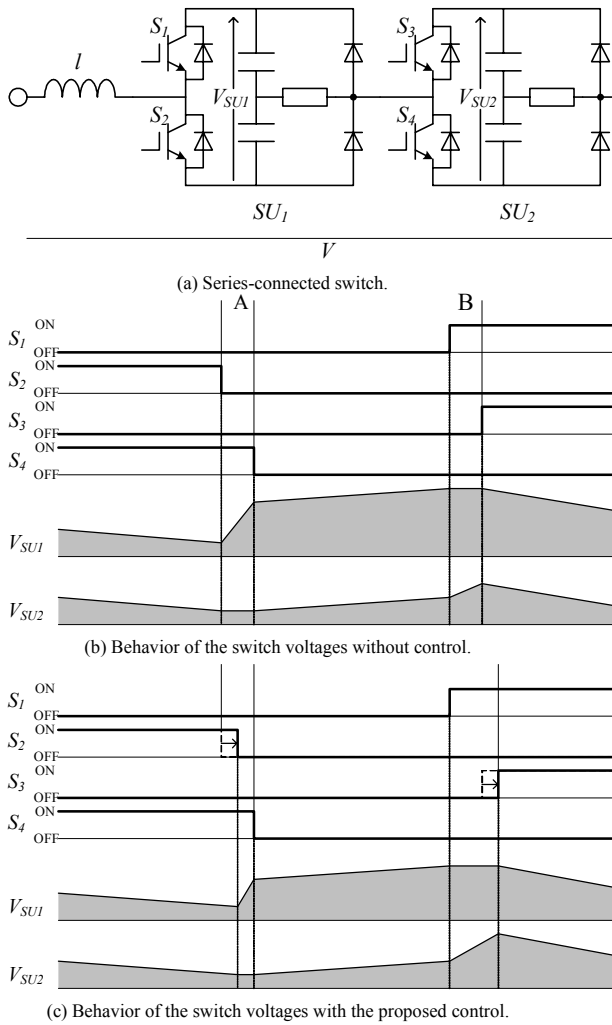


図 4 提案電圧均衡化制御の動作図  
Fig.4. Operation of the proposed voltage balance control.

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、 $V_{SU1}$  が上昇する (図中 A 区間)。また、次に回生のために逆方向スイッチ ( $S_1 \cdot S_3$ ) がオンする際、 $S_1$  が先にオンすると電圧は  $SU_2$  だけに印加され、 $SU_2$  の電圧が上昇する (図中 B 区間)。

図 4(c) は提案制御法を適用した場合のスイッチタイミングとスイッチ電圧の模式図である。提案する電圧均衡化制御法は、制御周期ごとに各スイッチ電圧を比較し、順方向・逆方向スイッチとも電圧の大小が反転するようスイッチタイミングを調節することで行う。この場合、 $S_2$  のオフタイミングを遅く、 $S_3$  のオンタイミングを遅くすることで図中 A の区間を縮め、 $V_{SU1}$  の電圧上昇が抑制される。逆に B 区間は広がり  $V_{SU2}$  の電圧上昇は促進される。そして両者はある一定の値でバランスする。

4. 転流方法

提案スイッチは従来形のスイッチのように双方向を同時にターンオンさせることはできないので、双方向同時オンの無い転流法を用いる必要がある。

図 2 は提案転流法のスイッチングパターン例を示してい

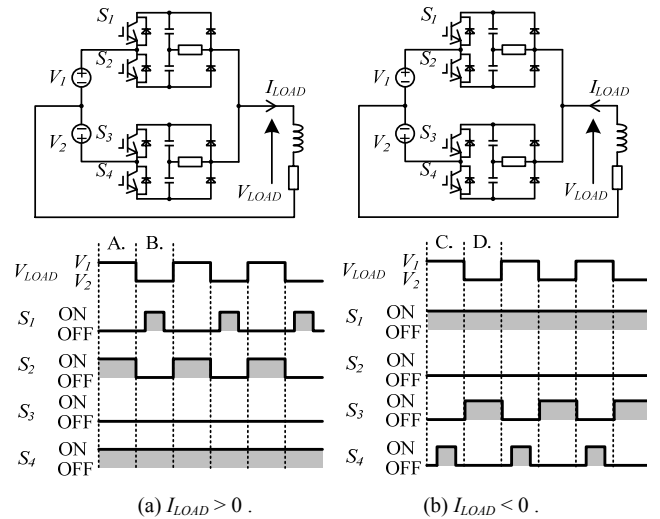


図 5 提案する転流方法 ( $V_1 > V_2$ )  
Fig.5. The proposed commutation method ( $V_1 > V_2$ ).

る。図 5(a) は電流方向が正、図 5(b) は電流方向が負となり、いずれも電圧は  $V_1 > V_2$  であるとする。提案スイッチでは、入力電圧が短絡しないように入力の大小関係と電流の極性によってスイッチングパターンを変更し、禁止パターンを避けながら転流を行う必要がある。例えば、図(a)のモードにおいては  $S_1$  と  $S_3$  が同時オンすると電源短絡が発生し、また  $S_2$  と  $S_4$  が同時オフすると負荷開放が生じるため、これらは禁止パターンとなる。

図 5(a) 中の A 区間では  $S_2$  と  $S_4$  がオンしているが、 $V_1 > V_2$  のため、出力には  $V_1$  が表れる。B 区間では  $S_2$  をオフするため出力は  $V_2$  となる。その間、 $S_1$  をオンすることで  $C_1$  のエネルギーが電源側に回生される。図 5(b) の C 区間では  $S_1$  がオンしており、電流が逆のため出力には  $V_1$  が表れる。また、 $S_4$  をオンすることで  $C_4$  のエネルギーは負荷に供給される。

D 区間では  $S_3$  をオンすることで電圧の低い  $V_2$  側に電流が流れ、負荷電圧は  $V_2$  となる。

この転流方式を 3 相マトリックスコンバータに適用する場合は図 5 のスイッチが 2 個から 3 個となり、さらに 3 相分必要となるが、入力電圧は R, S, T 相、出力電流はそれぞれの出力電流 U, V, W 相の電流の極性を用いることで、図 5 の場合と同じく転流を行うことが可能である。

5. 実験による提案転流法の検証

提案する転流法の妥当性を検証するために、実機による検証を行った。

図 6 に、検証に用いた実機の構成を示す。実機は転流の効果が 3 相-3 相方式に比べてより明確にわかるよう 1 相分のみの構成とし、スイッチは二直列となっている。表 1 に実験パラメータを示す。

図 7 に実験で得た出力電圧電流波形を示す。図より、出力電流波形は正弦波となっており、変換器が正常に動作していることがわかる。ここで、提案する転流方式は入力電圧極性・出力電流極性の両方を用いており、そのためにそ

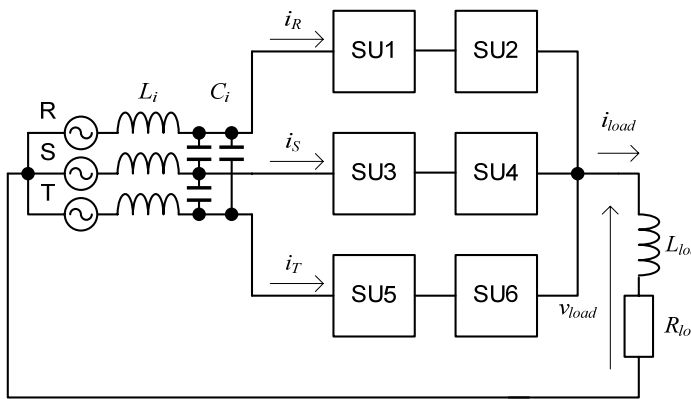


図 6 実験回路図

Fig.6. Experimental circuit.

表 1 実験パラメータ

Table 1. Experimental parameters.

$C_i$	3.3[ $\mu$ F]	$C_{snubber}$	3.3[ $\mu$ F]
$L_i$	2[mH]	$R_{snubber}$	18.8[k $\Omega$ ]
$R_{load}$	6[ $\Omega$ ]	Carrier freq.	10[kHz]
$L_{load}$	11.5[mH]		

それぞれの極性が反転する領域付近で転流失敗によるスパイク電圧や電流波形の歪みが生じていることがわかる。これらの現象を低減するには、電源電圧極性センサの高精度化や出力電流極性センサの逆ヒステリシス幅の調整等が有効と考えられる。

図 8 は電流の拡大図である。変換器のスイッチング方式にはスイッチング損失が低減される大中小並び換え方式<sup>(6)</sup>を用いている。図では S 相が最大相、T 相が中間相、R 相が最小相となっており、この順番でスイッチングが行われている。図より、R 相、S 相、T 相の電流  $i_{R1}$ 、 $i_{S1}$ 、 $i_{T1}$  が出力電流  $i_{load}$  を形成している様子が確認でき、提案する転流法が正常に機能していることが確認できる。

## 6. むすび

本論文では、以下について述べた。

- 大容量の AC/AC 変換器を構成するため電圧クランプ形双方向スイッチおよびその直列接続時の各スイッチの電圧均衡化制御について述べた。
- スナバ定数の設計法について主に使用半導体バルブデバイスの電圧・電流定格の観点から検討を行い、設計手法を確立した。
- 提案スイッチのマトリクスコンバータへの適用性を検証するため、1 相分のマトリクスコンバータを構成し動作確認を行い、提案転流法が本スイッチに適用可能であることを確認した。

今後の課題として、3 相-3 相のマトリクスコンバータにおいて提案転流法および電圧均衡化制御の妥当性を確認することが挙げられる。

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。

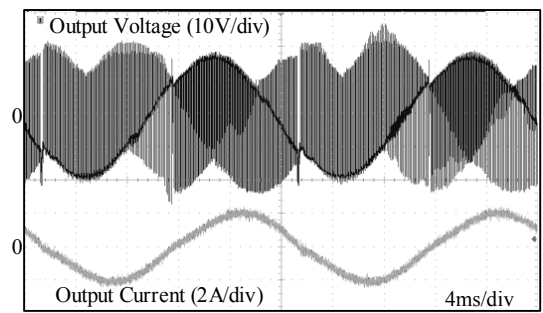


図 7 出力波形

Fig.7. Output waveforms.

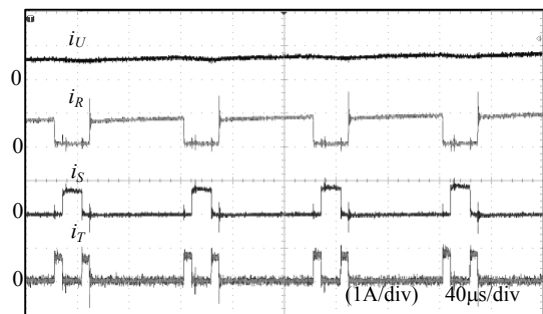


図 8 入出力電流の拡大図

Fig.8. Enlarged waveforms of input/output current.

## 文 献

- 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, 佐藤, 大口也: "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)
- S.Angkititakul, R.W.Erickson: "Control and Implementation of a New Modular Matrix Converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition(2004)
- K.Nagayoshi, J.Itoh: "Proposal of Bi-directional Switch using General-purpose Power Module with Regenerative Passive Snubber", Annual Conference of IEEJ, No.4-049 (2006) (in Japanese)  
永吉, 伊東: 「汎用パワーモジュールと回生可能なパッシブスナバを用いた交流スイッチの設計法」, 平成 18 年電気学会全国大会, No.4-049(2006)
- K.Nagayoshi, J.Itoh: "A Method of Constructing Large-Capacity AC/AC Converter by Serial Multistage Voltage clamped Bi-directional Switches.", JIASC2006, 1-10 (2006)(in Japanese)  
永吉, 伊東: 「電圧クランプ形双方向スイッチの多段直列接続による大容量 AC-AC 変換器の構成手法」, 平成 18 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.1-10 (2006)
- K.Nagayoshi, J.Itoh: "A Construction Method of High Capacity Configuration Power for AC/AC Converter," SPC-06-154/IEA-06-49 (2006)(in Japanese)  
永吉, 伊東: 「AC-AC 直接変換器における大容量化の一方式」, SPC-06-154/IEA-06-49(2006)
- 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. 1-303 - 1-308 (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. 1-303 -1-308 (2004)