

# AC-AC 直接変換器における大容量化の一方式

永吉 謙一\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## A Construction Method of High Capacity Configuration Power for AC/AC Converter.

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

This paper proposes a new switch and snubber circuit for AC/AC converter. The proposed switch can structure with general-purpose power modules and can increase the proof pressure by series connection. However, the timing error of switching between series-connected switches cause the voltage unbalance in snubber circuit. In this paper, the voltage unbalance reduction method is also proposed. The method is a very simple strategy to control the voltages of series connected switches. Each switch only uses one voltage sensor in the method. This method controls switch voltages by adjusting switching timings. These new proposals are confirmed by simulation and experimental results.

キーワード：AC-AC 変換器, 双方向スイッチ, 回生スナバ, 交流チョップ

(Keywords, AC/AC Converter, Bi-directional switch, Regenerative snubber, AC chopper)

### 1. はじめに

近年, 変換器の小型化が注目されており<sup>(1)</sup>, 従来のインバータシステムに対し小型化, 軽量化, 高寿命の点で有利なマトリックスコンバータが注目されつつある。

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。インバータは NPC インバータという多段化技術によって半導体バルブデバイスを直列接続し, 変換器の耐圧を向上させることが可能であるが, マトリックスコンバータ等の AC-AC 直接変換器で使用する交流スイッチには現状では多段化技術が現状殆どなく, 一般に多段化するにはトランスが必要である<sup>(2)</sup>。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。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タイプの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, 各素子に簡単に構成できるスナバ回路が必要となる。加えて, 単に直列接続した場合, デバイス特性のばらつきや駆動回路のばらつきにより, 1つの素子に全電圧が印加される可能性があり, デバイスが破壊する恐れがある。

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により基本的な動作を確認している<sup>(4)</sup>。電圧クランプ形スイッチを用いることでスイッチのオ

ン/オフ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。

本論文ではまず, 提案スイッチを直列接続し各スイッチの電圧を均等に制御する電圧均衡化制御について述べている。また提案スナバにおいて本制御法を適用し, シミュレーション及び実機にて動作を確認している。さらに従来のダイオードクランプ形スナバについても同じ制御を用いて電圧均衡化を行うことが可能であることを確認し, 提案する制御方式の汎用性を実証している。加えて, 直列接続の場合でも, 提案するスナバ方式は従来のクランプスナバより損失が少なくなることを実験により確認している。

### 2. 提案する交流スイッチと多段化の手法

#### (2-1) スwitchの構成と動作原理

図1は提案スイッチの回路図とその動作原理図である。このスイッチは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ブリッジ型のスイッチ<sup>(5)(6)</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、今度は再生モードとなり、矢印の経路を通りスナバコンデンサ  $C_1$  のエネルギーが再生される。

### 〈2.2〉 スイッチの制御方法

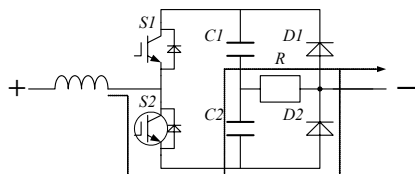
提案スイッチは順方向電圧に対し逆方向のスイッチをオンすることでスナバエネルギーの回生を行う。したがって、基本的なスイッチの制御法としては順方向スイッチのオフ期間に逆方向スイッチをオンすればよく、結局 2 つのスイッチは図 2 のように交互にオンすればよい。ただしその際、 $S_1$  と  $S_2$  のオン期間がオーバーラップするとスナバコンデンサから短絡電流が流れるので、 $S_1$  と  $S_2$  の切り替え時にはデッドタイムを設ける必要がある。

### 〈2.3〉 多段直列接続した時の問題点と簡単な解決法

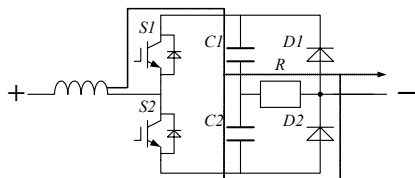
直列接続により高耐圧化する場合の基本的な制御法としては、同方向のスイッチを同時にオン/オフさせればよい。しかし実際は、スイッチング素子それぞれのドライブ回路の遅延や半導体素子自身の特性のばらつき等により、僅かにスイッチングタイミングにずれが生じる。このスイッチングタイミングのずれにより、各スイッチの電圧分担にアンバランスが生じる。

図 2(a) 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。説明の簡単化のため、順方向側のスイッチがオフ、逆方向側のスイッチがオンする場合についてのみ述べる。

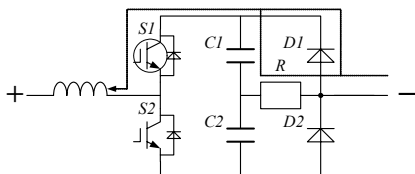
順方向スイッチ ( $S_2 \cdot S_4$ ) がオフするとき、先に  $S_2$  がオフすると配線のインダクタンス  $l$  のエネルギーが  $SU_1$  のコンデンサにチャージされ、 $V_{SU1}$  が一気に上昇する(図中 A 区間)。



(a) Forward current turn on mode.



(b) Surge energy absorption mode.



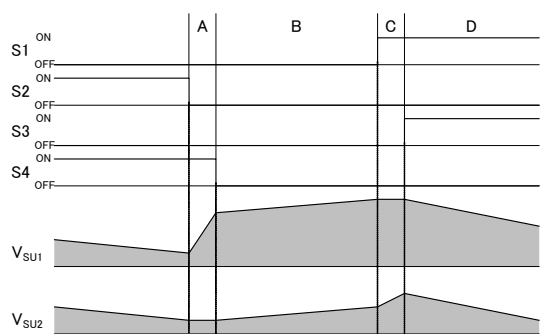
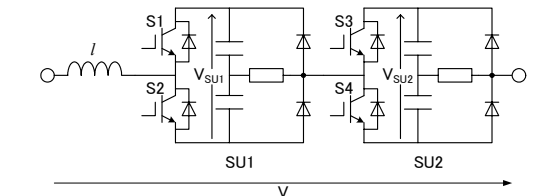
(c) Energy recovery mode.

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

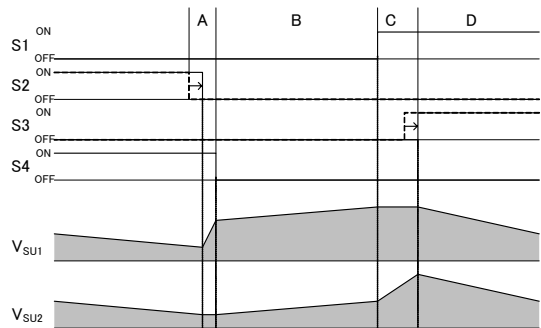
また、次に回生のために逆方向スイッチ ( $S_1 \cdot S_3$ ) が ON するときに、 $S_1$  が先にオンすると  $SU_1$  と分圧されていた電圧が  $SU_2$  だけに印加され、 $SU_2$  の電圧が上昇する。

今、図ではオン時のエネルギー吸収の影響が大きく、最終的に  $SU_1$  の電圧が大きくなる。この場合、アンバランスを解決するためには  $S_1 \cdot S_2$  の信号を遅らせて  $S_3 \cdot S_4$  のタイミングに合わせる事が望ましい。しかし、実際にはこのタイミングのずれを検出するのは難しい。

図 3 に一般的な制御周期を示す。図のように制御周期は、



(a) Without control.



(b) With control.

図 2 提案制御法の概念図  
Fig.2. Conceptual figure of proposed method.

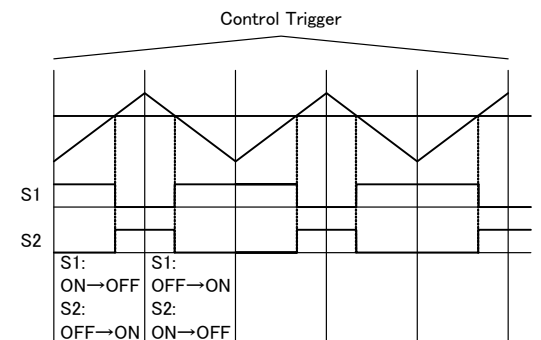


図 3 制御タイミングとスイッチングタイミングの関係  
Fig.3. Relation between control timing and switching timing.

キャリアのピークと一致しており、この周期の間に順方向スイッチングと逆方向スイッチングが行われるため、制御器はどちらのずれの影響で電圧不平衡が生じているのか断定するのが困難である。従ってこの周期で制御を行う限り、各スイッチのタイミングを完全に検知して合わせるのとは不可能である。

そこで本論文では、各スイッチのスイッチングタイミングを合わせる方法ではなく、簡単なスイッチタイミングの調整で行う電圧均衡化制御法を提案する。この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。ただし、制御タイミングの間の区間には順方向スイッチがオフ、逆方向スイッチがオンする区間と逆方向スイッチがオフ、順方向スイッチがオンする2区間が存在するが、それぞれは独立して制御する。

図2(b)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。図2(a)では $V_{SU1} > V_{SU2}$ となっているので、提案制御を適用した図2(b)では $S_2$ 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。そう

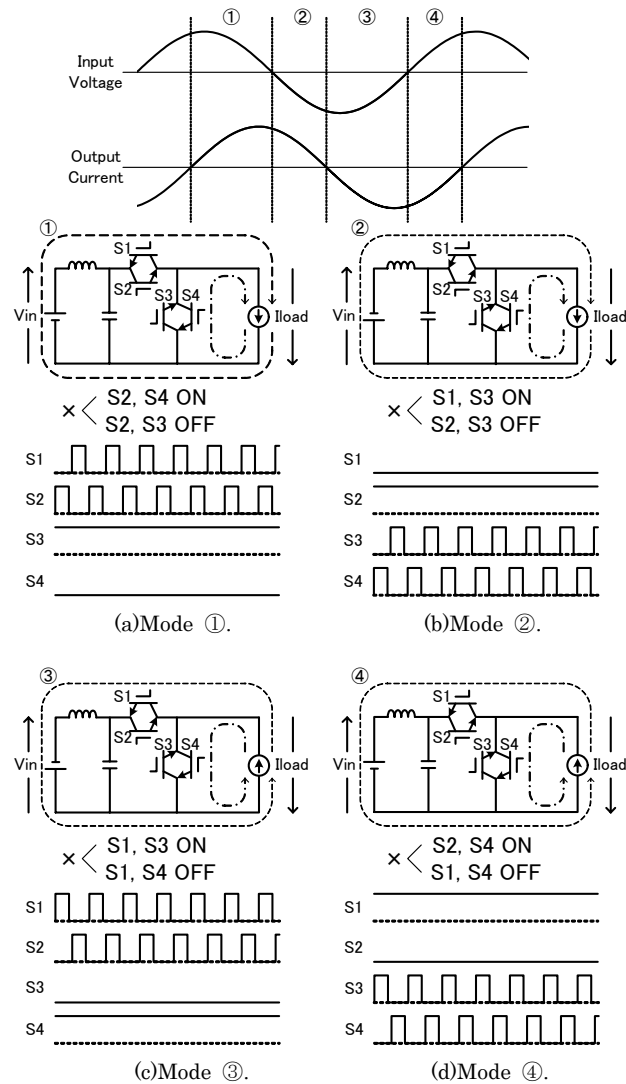


図4 交流チョップパのスイッチングパターン  
Fig.4. Switching pattern of AC chopper.

することで図中Aの区間は縮まり、 $V_{SU1}$ の電圧上昇は抑制され、逆にC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。

### 3. 交流チョップパを用いたシミュレーション

#### 〈3.1〉 交流チョップパのスイッチング

直列多段化の有用性を検証するため、交流チョップパを用いてシミュレーションを行った。交流チョップパのスイッチの転流方式には電源電圧極性転流法や負荷電流極性転流法などがある<sup>(7)(8)</sup>が、いずれも双方向同時オンの期間が発生す

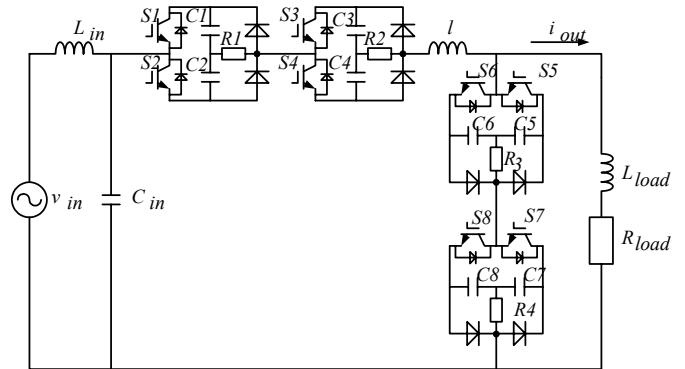


図5 シミュレーション回路図  
Fig.5. Circuit of simulation.

表1 シミュレーションパラメータ  
Table 1. Simulation parameters.

NAME	VALUE	NAME	VALUE
$v_n$	AC100 [V]	$R_1, R_2$	20 [ $\Omega$ ]
$L_{in}$	2 [mH]	$R_3, R_4$	1 [k $\Omega$ ]
$C_{in}$	3.3 [ $\mu$ F]	$l$	10 [ $\mu$ H]
$C_1-C_4$	2 [ $\mu$ F]	$L_{load}$	5 [mH]
$C_5-C_8$	2 [ $\mu$ F]	$R_{load}$	5 [ $\Omega$ ]

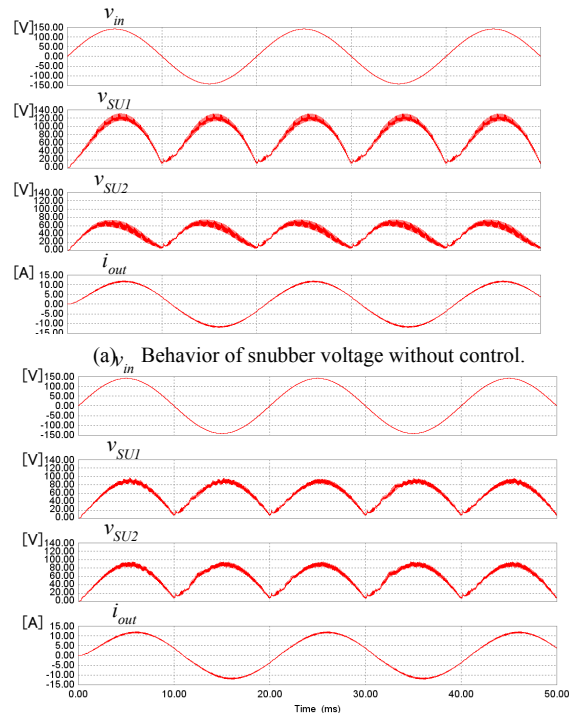


図6 シミュレーション結果  
Fig. 6. Simulation results of operation in proposed ac switches.

る。提案スイッチは先述の通り双方向同時オンが不可能<sup>(9)</sup>であるため双方向同時オンの無い転流法を用いる必要がある。以下にその転流法について説明する。

図 4 に上記転流法のスイッチングパターンを示す。パターンは図のように電圧と電流の極性ごとにモード分けを行い、禁止パターンを避けながら電圧印加モードと還流モードを切り替える。一例について説明すると、図中①のモードにおいては電圧極性、電流極性ととも正であり、 $S_2$ と $S_4$ が同時オンすると電源短絡が発生し、また $S_2$ と $S_3$ 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。これを踏まえた上で電圧印加モードと還流モードを求めると図(a)のようなパターンとなる。

### 〈3.2〉提案スイッチ直列多段化のシミュレーション

図 5 はシミュレーション回路を示しており、交流スイッチは提案スイッチをそれぞれ 2 直列としている。表 1 にシミュレーション条件を示す。均衡化制御の効果を確認するため、 $S_3$ ,  $S_4$ のドライブ信号にわざと  $1.5[\mu s]$ 遅れを持たせ、既に提案した均衡化制御を適用した場合と適用しない場合についてそれぞれシミュレーションを行った。また、スナバの効果を顕著にするために配線インダクタンス  $l$  ( $10[\mu H]$ )をわざと挿入している。

図 6 はシミュレーションの出力波形を示しており、上から順に電源電圧  $v_{in}$ ,  $v_{SU1}$ ,  $v_{SU2}$ , 出力電流  $i_{out}$ である。それぞれ図(a)は均衡化制御を行わなかった場合、図(b)は均衡化制御を行った場合の出力波形である。図より、提案する回路ではスイッチングスピードにばらつきがあっても、直列に接続するだけでスイッチ印加電圧を大幅に低減できることがわかる。

## 4. 実機を用いた実機検証<sup>(10)</sup>

### 〈4.1〉実機の構成

以上の制御法を実機において検証するため、実機を製作した。

図 7 に実機の全体システムブロック図を示す。電源電圧極性/出力電流極性判別回路で判別した各極性とコントローラからのデューティ出力指令からスイッチングパターンを生成し出力する。このパターンはスイッチングタイミング調整 FPGA に入力される。スイッチングタイミング調整 FPGA では先述した提案制御法を実施するためのものである。今回は  $SU_1/SU_2$ にのみスイッチングタイミング調整 FPGA を設置し、提案制御を適用しなかった場合とした場合においてのスイッチ電圧測定を行えるようにした。

図 8 にスイッチングタイミング調整 FPGA の内部ブロック図を示す。制御が PWM 信号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がピークに達するタイミングを知らせる。図中の UPPER LOWER Switching arm det.ブロックにより、キャリアピーク時の UPPER PWM/LOWER PWM の状態からトリガが①区間か②区間かを判別する。判別式を以下に示す。式(1)が成り立てば区間①、式(2)が成り立てば区間②となる。

$$(UPPERPWM == 1) \&\&(LOWERPWM == 0) \dots(1)$$

$$(UPPERPWM == 0) \&\&(LOWERPWM == 1) \dots(2)$$

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 2 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およびスイッチ電圧の大小関係より、表にしたがって各スイッチの遅延時間に Tajst が加減算される。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〉提案スナバにおける電圧均衡化制御の検証

まず、提案スナバにおいて筆者らが提案した電圧均衡化制御を実機に適用しない場合とした場合についてスイッチ電圧を測定し、提案制御によるスイッチ電圧の不均衡抑制効果を確認する。基本的な回路は図 5 に同じで、実験に用いた各パラメータは表 3 の通りである。なお、実験では  $SU_2$ 側の信号をわざと  $0.5[\mu s]$ 遅らせている。

図 9 に実験結果を示す。図(a)は提案した電圧均衡化制御を用いなかったとき、図(b)は電圧均衡化制御を適用したときの波形である。図(a)より、通常ではそれぞれのスイッチ電圧に大きなアンバランスが生じているが、提案制御法を適用した図(b)ではそれが解消されている。また、それぞれのスイッチの最大電圧を表 4 に示す。表より、提案制御を適用した場合はそうでない場合に比べて約 45V ほど最大電圧が低下している。

### 〈4.3〉RC スナバにおける電圧均衡化制御の検証

次に、 $SU_1$ および $SU_2$ のスナバを図 10 のように従来形のスナバである抵抗とキャパシタを並列接続した RC スナバに置き換えて提案制御法により電圧アンバランスを抑制できるか検証を行った。さらに、出力デューティを 20~90[%]まで変化させ、提案スナバと RC スナバの損失比較を行った。その際、より現実に近い形での比較となるよう、提案制御検証用のインダクタンス  $l$  を排除して計測を行った。

図 11 に結果を示す。制御を適用しなかった図(a)ではやはりタイミングのずれにより電圧不均衡が生じているが、制御を適用した図(b)においては不均衡が解消されている。これにより、本制御法は従来の RC スナバにも適用できることがわかる。表 5 にそれぞれのスイッチ最大電圧を示す。表より、提案制御を適用することでスイッチの最大電圧は概ね 20[V]程度低下していることがわかる。

### 〈4.4〉提案スナバと RC スナバの損失比較

図 12 は制御を適用した状態で、出力電流を変えて測定した  $SU_1$ スナバと  $SU_2$ スナバの合計損失のグラフである。提案スナバは回生を行うので、RC スナバに比べて約 30~70%程度損失は小さくなる。スナバに流入するエネルギーは従来型と提案型で同じであるから、損失が減少した分だけ提案スナバは回生していることになる。提案スナバでは、抵抗が小さいほど回生する電力量は増加し、効率は上昇する。

## 5. むすび

本論文では大容量 AC-AC 変換器を構築する手法の 1 つとして、汎用パワーモジュールを用いた双方向スイッチ及び電圧クランプ形の回生スナバをカスケード接続することによって高耐圧化を実現するスイッチを提案し、またスイッチタイミングのずれによって生じる電圧アンバランスを解消する制御法について検討を行った。上記提案方式は、以下に示す利点を有している。

1. 提案スイッチは汎用パワーモジュールを用いるため様々なラインナップから素子を選択することが可能。
2. 電圧クランプ形のスナバ回路が接続されているため、スイッチングタイミングがずれても直ちに電圧の分配が片側スイッチに偏ることは無く、スイッチングタイミングの制御によって電圧を均等に印加させることが可能。

また、多段化した提案スイッチを交流チョップパに適用し、シミュレーション及び実機検証にて、以下に示す結果を得た。

1. シミュレーションにおいて、2 対 1 となっていたスイッチ電圧は 1 対 1 となり、提案制御法の理論妥当性を確認。
2. 実機に提案法を適用した場合においても同様に、2 対 1 となっていたスイッチ電圧をほぼ 1 対 1 まで均衡化可能であることを実証。
3. 提案スイッチ電圧制御は従来の RC スナバにも適用できることを確認。
4. RC スナバと提案スナバにおいて損失比較を行ったところ、提案スナバの損失は回生を行える分、今回の計測においては RC スナバと比べて最大約 1/3 程度まで損失を低減。

今後の課題として、提案多段スイッチのマトリックスコンバータへの応用が挙げられる。

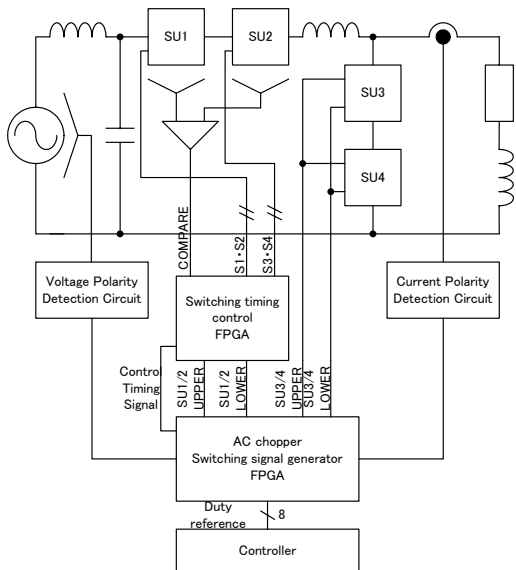


図 7 実験システムの全体ブロック図  
Fig.7. Block diagram of exterior.

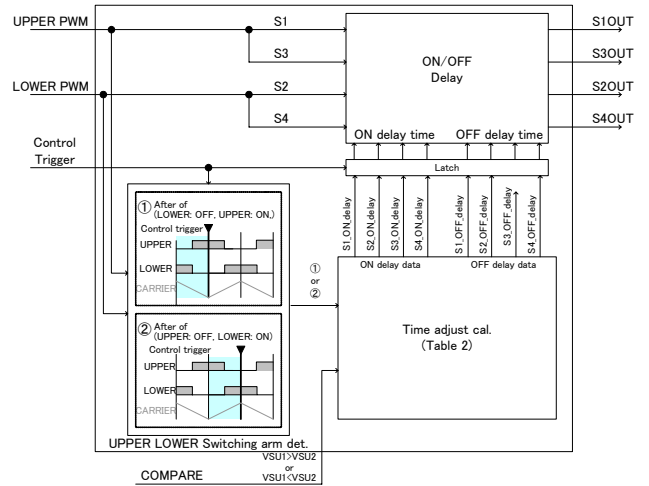


図 8 スイッチ電圧調整 FPGA 内部ブロック図  
Fig.8. Block diagram of switch voltage control FPGA.

表 2 Calculation Block 内での遅延時間計算

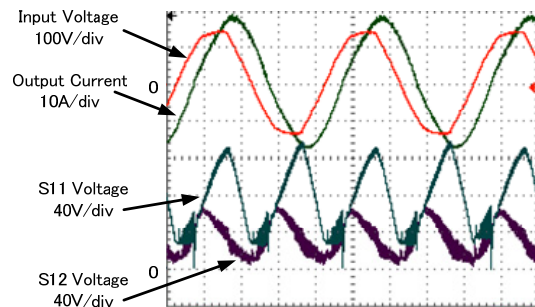
Table 2. Delay time calculation of "Calculation Block".

SECTION	Section①		Section②	
	VSU1 > VSU2	VSU1 < VSU2	VSU1 > VSU2	VSU1 < VSU2
S1ON_delay_time	-Tajst	+Tajst	—	—
S1OFF_delay_time	—	—	+Tajst	-Tajst
S2ON_delay_time	—	—	-Tajst	+Tajst
S2OFF_delay_time	-Tajst	+Tajst	—	—
S3ON_delay_time	+Tajst	-Tajst	—	—
S3OFF_delay_time	—	—	-Tajst	+Tajst
S4ON_delay_time	—	—	+Tajst	-Tajst
S4OFF_delay_time	+Tajst	-Tajst	—	—

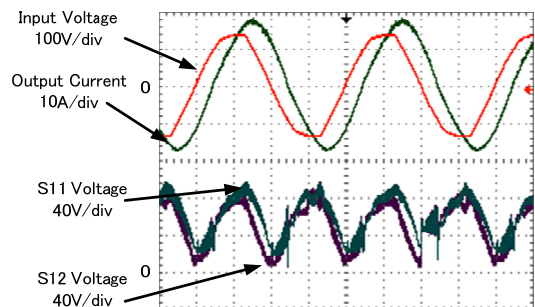
表 3 実験パラメータ

Table 3. Experiment parameter.

$L_{in}$	3[mH]	C1~C4	0.3[ $\mu$ F]
$C_{in}$	3.3[ $\mu$ F]	R1, R2	5.9[ $\Omega$ ]
$T_{ajst}$	0.05[ $\mu$ S]	Rclamp	4.7[k $\Omega$ ]
Rload	5[ $\Omega$ ]	Cclamp	76[ $\mu$ F]
Lload	18[mH]	$v_{in}$	100[V]
$I$	5[A]	Rated capacity	1[kW]
Carrier frequency	10[kHz]	Rated frequency	50[Hz]



(a) Without control.



(b) With Control.

図 9 提案制御法の提案スナバへの適用 (出力電力 500[W])  
Fig.9. Experimental results of proposed balance control method with proposed snubber.

表 4 各スイッチの最大電圧  
Table 4. Maximum voltage of switches.

	Maximum voltage[V]	
	Without control	With control
SU1	139	94.8
SU2	66.8	91.3

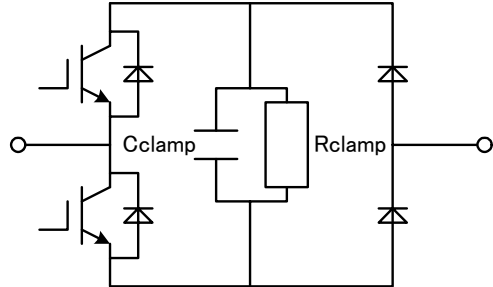
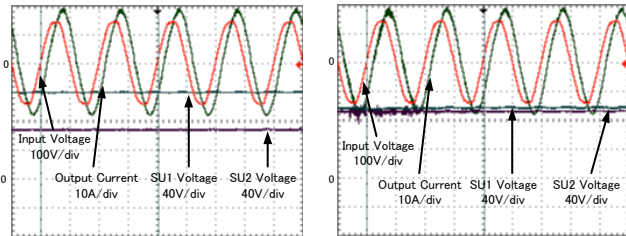


図 10 RC スナバを適用した提案スイッチ

Fig.10. Configuration of proposed switch with RC snubber.



(a)Without control. (b)With control.

図 11 提案制御法の RC スナバへの適用

Fig.11 . Experimental results of proposed balance control method with RC snubber.

表 5 各スイッチの最大電圧

Table 5. Maximum voltage of switches.

	Maximum voltage[V]	
	Without control	With control
SU1	122	99.2
SU2	68.8	101

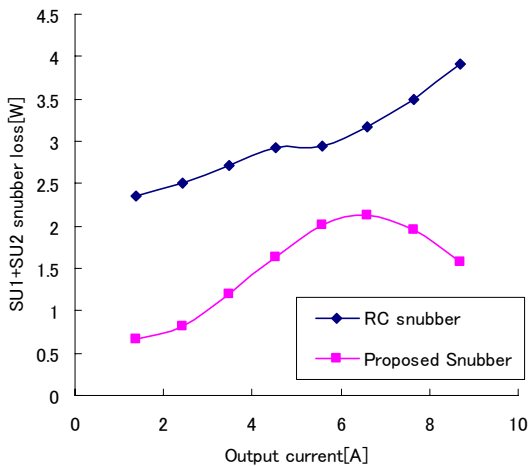


図 12 RC スナバと提案スナバの損失比較 (SU1+SU2)

Fig.12. Comparison of RC snubber loss and proposed snubber loss(SU1+SU2).

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) 上田, 川治, 末永, 渡邊: "高圧マトリクスコンバータによるモータドライブ", 平成 18 年電気学会金属産業研究会, No.MID-05-27(2005)
- (3) 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)
- (4) 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)
- (5) S.Angkititrakul, R.W.Erickson: "Control and Implementation of a New Modular Matrix Converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition(2004)
- (6) T.Takaku, T.Isobe, J.Narushima, H.Tsutsui, R.Shimada: "Power Factor Correction Using Magnetic Energy Recovery Current Switches", IEEJ Trans. IA, Vol.125, No.4, pp.372-377 (2005) (in Japanese)  
高久 拓, 磯部 高範, 嶋島 じゅん, 筒井 広明, 嶋田 隆一: "磁気エネルギーを蓄積再生する電流スイッチによる力率改善", 電学論 D, Vol. 125, No. 4, pp.372-377, 2005
- (7) H.Fujimoto, A.Odaka, J.Itoh, M.Takei, Y.Shiraishi: "An Application Technique of Bi-directional Devices for a Direct Linked Type Converter", JIASC02, No.307(2002)  
藤本, 小高, 伊東, 武井, 白石: "直接変換回路用双方向デバイスの適用技術", 平成 14 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.307(2002)
- (8) J.Itoh, H.Tajima, H.Ohsawa: "Induction Motor Drive System using V-connection AC Chopper", IEEJ Trans. IA., Vol.123, No.3, pp.271-277(2003)(in Japanese)  
伊東・田島・大沢: "三相 V 結線交流チョッパを用いた誘導電動機駆動システム", 電学論 D, Vol.123, No.3, pp.271-277(2003)
- (9) K.Mino, Y.Okuma, K.Kuroki: "Fundamental Operation of Direct Linked Type Frequency Changer with Bilateral Switching Circuits", IEEJ Trans. IA, Vol.118-D, No.2, pp.236-242(1998)(in Japanese)  
三野, 大熊, 黒木: "双方向スイッチ回路を用いた直接リンク形変換回路の基本動作", 電学論 Vol.118-D, No2, pp.236-242(1998)
- (10) J.Oyama, T.Higuchi, T.Abe, T.Okieda, "Construction of the digital control system for a Matrix Converter", JIASC2003, No.1-122(2003)(in Japanese)  
小山, 樋口, 阿部, 沖枝: "マトリクスコンバータ駆動用デジタル制御システムの構築", 平成 15 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.1-122 (2003)