

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

学生員 永吉 謙一* 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Method of Constructing Large-Capacity AC/AC Converter with Serial Multistage Voltage clamped Bi-directional Switches

Ken-ichi Nagayoshi*, student member, Jun-ichi Itoh, member (Nagaoka University of Technology)

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. The voltage unbalance can decrease with switching timing control in this paper.

キーワード: AC/AC 直接変換器, 双方向スイッチ, 回生スナバ

Keywords: AC/AC converter, Bi-directional switch, Regenerative snubber

1. はじめに

近年, 変換器の小型化が注目されており, 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無く, 多段化するにはトランスが必要である。また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, サージ電圧が増加したり, スwitchのタイミングのばらつきによって, 素子が破壊したりする。さらに現状で用いられているスナバ回路は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であるが, 大容量化により変換器が大型化するとクランプ回路までの配線距離が長くなるため, スナバ効果を十分発揮できなくなるという欠点がある。

本論文では, まず電圧クランプ形スナバを含む新しい交流スイッチモジュールを提案⁽¹⁾し, 次にそれを多段直列化することで高耐圧スイッチを構成する手法について検討を行う。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/オフタイミングが完全に一致しなくてもただちに各スイッチのスナバ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できる。

このスイッチを用いて, 基本的な AC-AC 直接変換器である交流チョップパにおいてシミュレーションを行ったところ, 良好な結果を得られたので報告する。

2. 提案する交流スイッチ

〈2.1〉 スwitchの構成

図1は提案する交流スイッチ及びスナバの回路図である。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され, 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, 少容量であることを想定している。

〈2.2〉 スwitchの動作原理

図2を用いてスswitchの動作原理を説明する。ここでスswitchには左側から右側へと電圧が印加されているとする。 I は配線のインダクタンスである。

図2(a)のように S_2 をオンすると順方向電流が流れ, スswitchはオンとなる。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2(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 I のエネルギーは, 矢印の経路を通してスナバ回路に吸

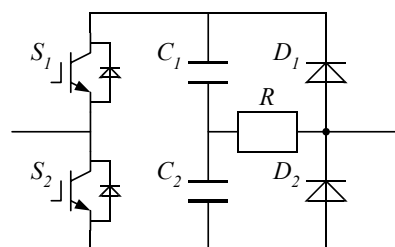


図1 提案するスswitchの構造

Fig.1. Structure of proposed switch.

収される。次に図 2(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。

〈2.3〉 スイッチの制御方法

図 3 にスイッチのパルスパターンを示す。先述の 2.2 項で述べたように、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ことができる。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 3 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。

3. 提案スイッチの多段直列接続

〈3.1〉 多段直列接続時の課題

図 4 のように、先述した電圧クランプ形双方向スイッチを直列接続して高耐圧化を行う。直列接続した場合の基本的な制御法は、同方向のスイッチを同時にオン/オフする。すなわち図 4 の場合は、 S_1 と S_3 、 S_2 と S_4 をそれぞれ同タイミングでスイッチングすればよい。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のタイミングにずれが生じる。このスイッチ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 を用いて、スイッチタイミングのずれにより電圧分担にアンバランスが生じるメカニズムについて述べる。図中では提案スイッチを 2 段直列接続している。説明上、以後左側の提案スイッチを SU_1 、右側を SU_2 と呼ぶ。

いま、スイッチへの印加電圧に対する順方向側とし、 SU_1 のスイッチについて考える。

(a) S_2 が先にオンする場合(図 2(a))

図中の点線で示した経路で電流が流れ C_2 が放電し、 SU_1 の印加電圧は減少する。一方、 S_4 がオンするまでの間 C_3 、 C_4 の電圧が上昇し、その間 SU_2 への印加電圧が上昇する。

(b) S_2 が先にオフする場合(図 2(b))

図中の点線で示した経路で電流が流れ、 SU_2 の電圧は減少する。一方、配線インダクタンス L のエネルギーが一気に C_1 、 C_2 に流れ込むため、 SU_1 の印加電圧は急激に上昇する。

(c) S_1 が先にオンする場合(図 2(c))

次にスナバコンデンサの回生を行うために逆方向スイッチをオンするが、点線で示した経路で電流が流れ C_1 のエネルギーは回生し、 SU_1 の印加電圧は減少する。一方、 C_4 は逆に電圧が増加し、 S_3 がオンするまで SU_2 への印加電圧は上昇する。

(d) S_1 が先にオフする場合(図 2(d))

図中の点線で示した経路で電流が流れると C_3 のエネルギーが回生され、 SU_2 の印加電圧は減少する。

一方、 C_1 、 C_2 はチャージされ、 S_3 がオフするまで SU_1 への印加電圧が上昇する。

以上のことをまとめると、スイッチングタイミングのずれによる電圧のアンバランス化には、次のような傾向にある。

- (1) スイッチオン時は、タイミングの遅い方のスイッチ電圧が上昇する。
- (2) スイッチのオフ時は、タイミングの早い方のスイッチ電圧が上昇する。

〈3.2〉 電圧均衡化制御

先述した電圧のアンバランスが発生した場合、あるスイッチの印加電圧は大きく、あるスイッチの印加電圧は小さくなり、素子の電圧分担が均等にならない。そこで、電圧を均等に印加するためにスイッチングのタイミングを調整する。スイッチ電圧の均衡化制御には様々な手法が考えられるが、本稿ではごく簡単な手法を提案する。以下に詳細を述べる。

3.1 項で述べたように、後にオン、先にオフした方のスイッチ電圧が上がるのでこれを利用する。まずタイミングのずれによって印加電圧の低くなったスイッチを電圧が上昇するタイミングでスイッチさせる。回生時には 2 つのスイッチのスナバコンデンサが直列となり回生されるので、電圧の高い方のスイッチの回生量が多くなる。結果として、印加電圧

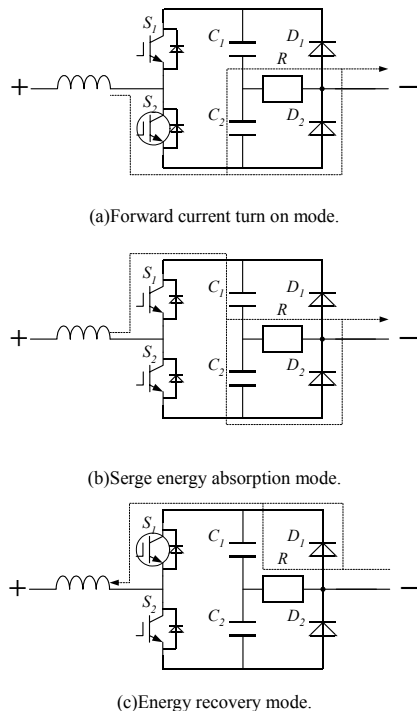


図 2 スイッチの動作原理

Fig.2. Theory of operation of proposed switch.

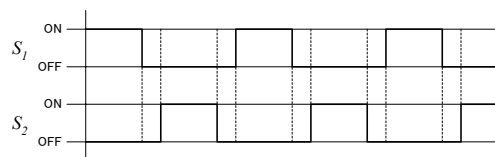


図 3 スイッチシーケンス

Fig.3. Switching sequence.

の低くなっているスイッチのコンデンサ電圧を上昇させることで、自動的に印加電圧の高いスイッチのコンデンサ電圧の回生量が増加して印加電圧が減少し、アンバランスがある状態より低い電圧で、各スイッチ電圧はバランスする。

図5は先述した電圧均衡化制御法の制御ブロック図である。簡単化のためにスイッチは2個のみで説明している。電圧アンバランスはキャリアの上り下りの両方で起こるが、両者は別の現象なのでそれぞれ独立に制御する必要がある。今、キャリアの下り側のスイッチングタイミング制御を行うとすると、前回の下り側制御後(図中P₁点)のスイッチ電圧比較結果を用いる必要がある。そして例えばSU₂の電圧が低かった場合はS₃のオンとS₂のオフに遅延時間T_{ajst}を加算し、S₄のオフとS₁のオンからT_{ajst}を減算する。この遅延時間は、両者の電圧関係が逆転するまで加算・減算し続ける。スイッチ電圧が逆転すれば今度は遅延時間を逆方向へ加算・減算することで、スイッチ電圧は均衡に保たれるよう制御される。計算した遅延時間 Delay time Ref.はスイッチング時に上下SW Delay ブロックへ代入され、その値に応じて信号遅延が行われる。なお、遅延指令が負になるということは信号を早く出力するということであるが、元信号より早く出力することはできないので、反対側のスイッチタイミングを遅らせる。図5ではDelay time Ref.が正の時はSU₂側、負の時はSU₁側のスイッチング信号が遅延する仕組みとなっている。

図6は本制御を行った場合のタイミングチャートである。簡単化のため、S₁とS₃のオンタイミングのみで考える。例えばS₃のオンがS₁よりΔTだけ遅いとすると、この間SU₂の電圧v_{SU2}が上昇する。すると次のオンタイミングでは電圧の低い方のオンタイミングを遅らせるようS₁のオンタイミングは調整時間T_{ajst}分だけ遅らせられ、(1)式の遅れ時間となる。

$$T_1 = T_{ajst} - \Delta T \dots\dots\dots (1)$$

もしこの動作で両者の電圧関係が変わらなければ、次の周期でさらにT_{ajst}遅れさせ、遅れ時間は(2)式のようになる。

$$T_2 = 2T_{ajst} - \Delta T \dots\dots\dots (2)$$

図においてこの遅れ時間T₂は、S₃が遅れる方向となる。もしこの時点でv_{SU1} > v_{SU2}と反転すると制御過多と判断し、S₁のオン遅延時間をT_{ajst}に戻す。このようにして、スイッチ電圧を均衡に制御する。

4. シミュレーション結果

表1にシミュレーション条件を示す。直列多段化の有用性を検証するため、交流チョップを用いてシミュレーションを行った。配線インダクタンスは10[μH]とやや多めに見積もっている。

図7はシミュレーションを行った回路で、交流スイッチは提案スイッチをそれぞれ2直列としたものを使用している。均衡化制御の効果を確認するため、S₃、S₄のドライブ信号にわざと1.5[μs]遅れを持たせ、3.2項で述べた均衡化制御を行った場合と行わなかった場合についてそれぞれシミュレーシ

ョンを行った。なお、調整する遅延時間T_{ajst}は0.1[μs]とした。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I(10[μH])をわざと挿入している。

図8はシミュレーションの出力波形で、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。さらに、均衡化制御を行わなかった図(a)に対し、均衡化制御を行った図(b)のスイッチ電圧はほぼ一致しており、スイッチ最大電圧も抑制できている。図9は多段化の効果を検証するためスイッチをSU₁だけにしてスイッチ電圧を計測したシミュレーション波形である。結果より、図8(b)の2直列の場合に比べ2倍の電圧が印加されており、2直列でタイミング制御を行うことでスイッチ電圧はほぼ半分になることが確認できる。

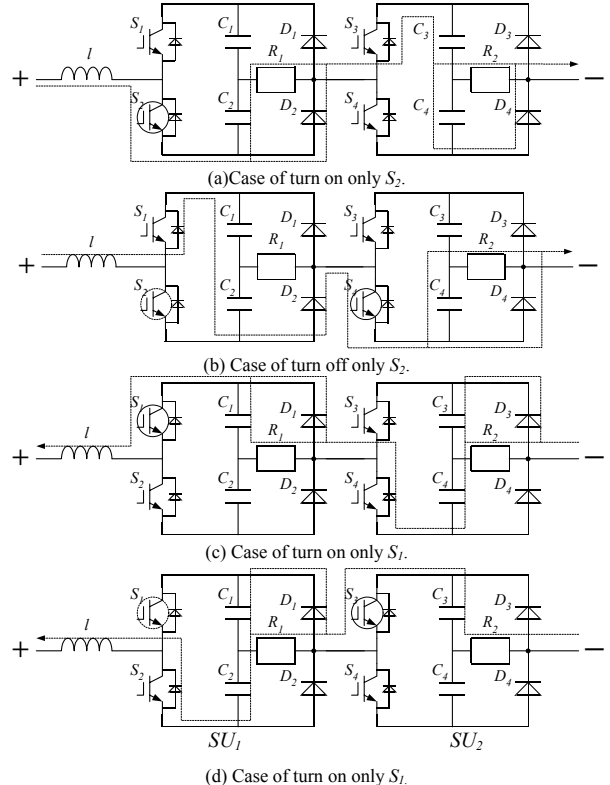


図4 アンバランスの発生要因

Fig.4. Cause of voltage unbalance.

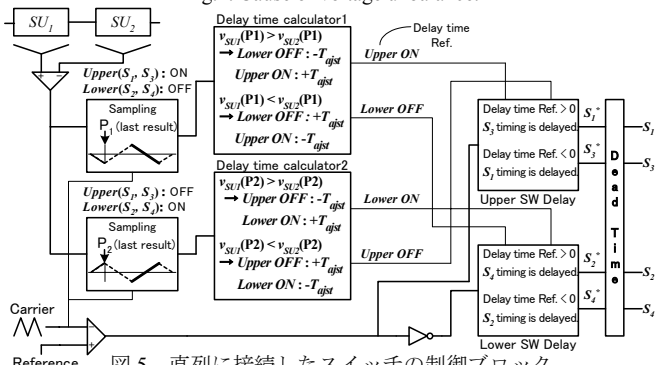


Fig.5. Control block of serial connected switches.

5. まとめ

本論文では提案した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直列接続し、高耐圧双方向スイッチを構成する手法について検討を行った。

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である。また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、さらに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である。

多段化した提案スイッチを交流チョップに適用し、シミュレーションを行った結果、電圧は2つのスイッチに均等に印加され、良好な結果を得られた。

今後の課題として、実機による提案スイッチと制御法の検証、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。

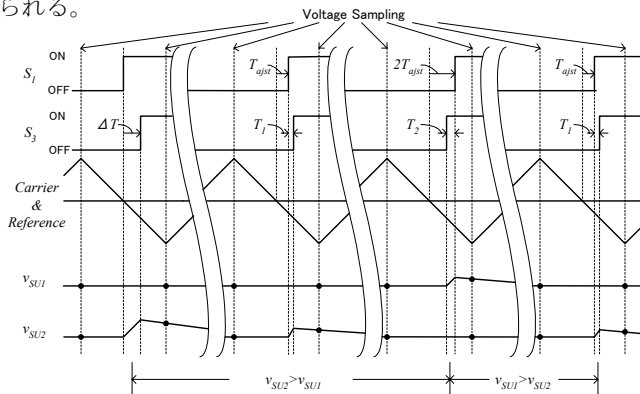


図6 制御のタイミングチャート

Fig.6. Timing chart of control.

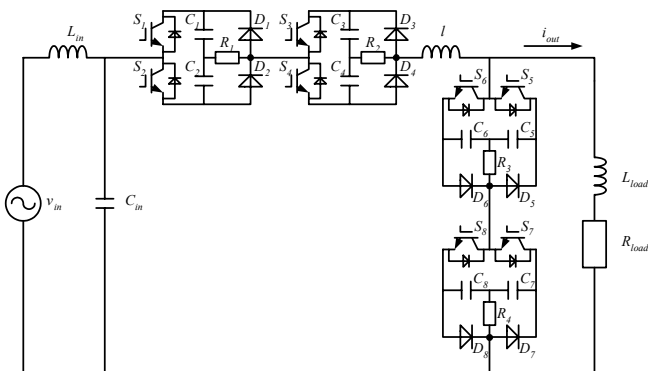


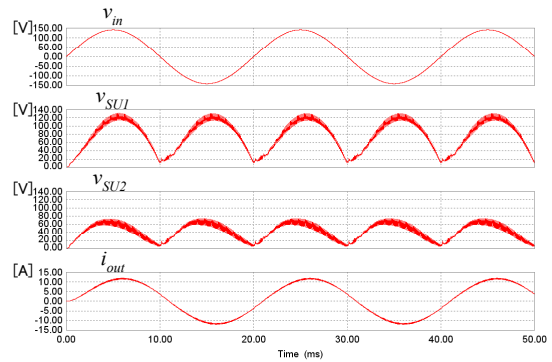
図7 シミュレーション回路図

Fig.7. Circuit of simulation.

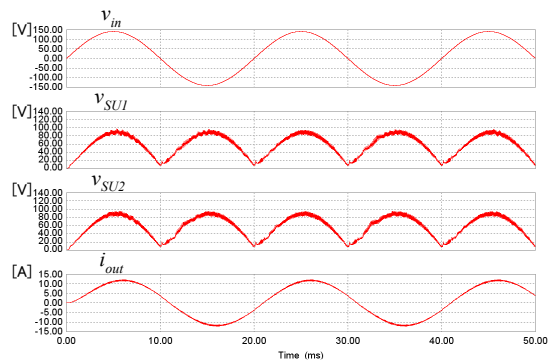
表1 シミュレーションパラメータ

Table 1. Simulation parameters.

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



(a) Behavior of snubber voltage without control.



(b) Behavior of snubber voltage with control.

図8 シミュレーション結果

Fig. 8. Simulation results of operation in proposed ac switches.

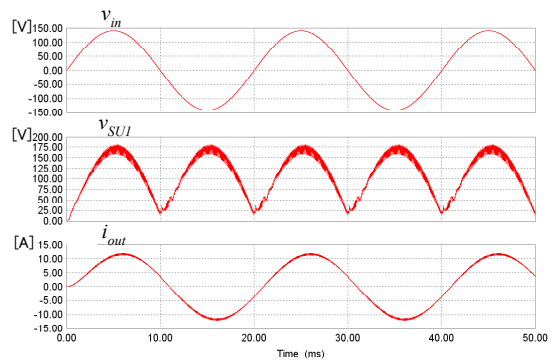


図9 スイッチが1個だけの場合

Fig.9. Case of one switch.

文献

- (1) 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, 4-049, 2006
- (2) S.Angkititrukul, R.W.Erickson: "Control and Implementation of a New Modular Matrix Converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition(2004)
- (3) 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回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