

# ゼロ電圧スイッチング制御法による大容量インダイレクトマトリックスコンバータの過電圧サージ抑制方法

日向 敏文\* 加藤 康司 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)  
山本 耕才 中村 和人 (ナブテスコ)

Decrease of surge voltage of IGBT by zero voltage switching control method in large capacity of Indirect Matrix Converter  
Toshifumi Hinata\*, Koji Kato, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)  
Kosai Yamamoto, Kazuhito Nakamura (Nabtesco Corporation)

Recently, indirect matrix converter which uses no large energy storage components has been actively studied because it has a smaller size than conventional converters. Zero current switching method for the rectifier stage (R-ZCS) is generally used. R-ZCS often intercepts the DC link current pathway. In high power indirect matrix converter, the wiring in DC link parts contains of large parasitic impedance and therefore large surge voltage will be appeared for the use of R-ZCS. Decrease Surge voltage of IGBT is the key issue in the case of high power indirect matrix converter.

This paper proposes a control method to reduce the surge voltage for an indirect matrix converter using a zero voltage switching. The suppression of the surge voltage by proposed method is evaluated with experimental results. By applying proposed method, a higher power converter can use a smaller size snubber circuit and achieves high reliability at the same time.

**キーワード** : マトリックスコンバータ, サージ電圧, スイッチング損失, IGBT, ゼロ電圧スイッチング, ゼロ電流スイッチング

(Keywords, Matrix converter, Surge voltage, Switching loss, IGBT, Zero voltage switching, Zero current switching)

## 1. はじめに

近年, 高効率化, 小型化の観点から電解コンデンサなどのエネルギー貯蔵要素を必要としないインダイレクトマトリックスコンバータ(以下, IMC)が研究されている<sup>(1-5)</sup>。

IMCは, HEVや新エネルギーシステム等の直流電源と交流電源を連系するシステムへの応用が期待されており, 大容量なIMCを用いた直流及び交流電源連系システムが検討されている<sup>(5)</sup>。しかし, IMCの直流リンク部にDC/DCコンバータを接続し, 直流電源を連系する場合や, IMCの大容量化に伴い, 構造的に直流リンクのブスバーが長くなり, 配線インダクタンスが増加する。さらに, IMCは直流平滑用のコンデンサを含まないため直流リンク部の配線の長さがサージ電圧に大きく影響する。したがって, 大容量なシステムではサージ電圧の抑制が重要な課題となる。

一般的なサージ電圧の対策として, 積層ブスバー<sup>(6)</sup>を適用することにより浮遊インダクタンスを低減する方法や, スナバ回路の設置が挙げられる。しかしながら, 電力変換器が大容量化すると構造的な配線インダクタンスの増加だけでなく, 出力電流も増加するため, 積層ブスバーでのサー

ジ電圧の抑制には限界がある。よって大容量IMCでは, スナバ回路が大型化し, スナバ回路の損失が増加するため, 装置全体の大型化や高コスト化の問題が生じる。

IMCの制御法には整流器側にゼロ電流スイッチングを適用した制御法(以下, R-ZCS方式)<sup>(2)</sup>と, インバータ側にゼロ電圧スイッチングを適用した制御法(以下, I-ZVS方式)<sup>(3)</sup>がある。著者らはこれまでにR-ZCS方式を適用したIMCとDC/DCコンバータを用いた直流電源と交流電源の連系システムを開発している<sup>(4)</sup>。また, I-ZVS方式によるサージ電圧の抑制効果を実験により確認している<sup>(7)</sup>。しかし, I-ZVS方式では, サージ電圧の抑制は可能だが, 直流電源との連系が複雑化する問題がある。I-ZVS方式はインバータ出力電圧の振幅を整流器側の直流出力電圧で調整している。そのため, 直流リンク部の電圧はインバータ出力電圧に依存して変動する。よって, HEVなどの直流電源と交流電源の連系システムに適用する場合, DC/DCコンバータの出力電圧はインバータの出力電圧で制限されるため, DC/DCコンバータの制御が困難となる。

本論文では, R-ZCS方式を基本とし, I-ZVS方式と組み合わせることで, サージ電圧を抑制する制御方式を提案する。

提案方式では、インバータ側のスイッチング時に整流器側の1相を短絡し、直流リンク電圧を0Vに下げることによって、サージ電圧の最大値を低減する。ここでは、まず、R-ZCS方式とI-ZVS方式について説明し、サージ電圧発生のメカニズムを明確にする。次に、サージ電圧を低減する提案方式について説明する。実験結果より、提案方式を適用することで、インバータ側のゼロ電圧ベクトル出力時に発生するサージ電圧を448Vから234Vと48%低減し、提案方式の有用性を確認した。今後は、ゼロベクトル出力時以外で発生するサージ電圧を抑制する制御法を検討する予定である。

## 2. 回路構成とサージ電圧発生原理

### (2.1) 回路構成

図1に直流と交流の連系システムの概念図を示す。図1に示すように、複数の電源を連系する場合、構造的に直流リンク部の配線インダクタンスが大きくなる。さらに、大容量用途になると直流リンク部の電流も大きくなるため配線インダクタンスによるサージ電圧が大きくなる。整流器内部や、インバータ内部の素子間の配線インダクタンスは、6 in 1のモジュールを使うなどして低減することが可能であるが、直流リンク部の配線インダクタンスは連系システムの構成に依存する。

図2に一般的な電圧形整流器と電圧形インバータで構成されるBack to Back (以下、BTB)システムとDC/DCコンバータとの連系システムを示す。BTBシステムは入力に昇圧リアクトルと直流リンク部に平滑用の電解コンデンサが必要となるため大型化の一因となる。また、電解コンデンサの寿命は周囲温度に左右され、用途によっては定期的なメンテナンスを必要とする。

図3にIMCを用いた直流電源と交流電源の連系システムを示す<sup>(4)</sup>。IMCは電流形PWM整流器と電圧形PWMインバータで構成されている。従来のBTBシステムに比べて、平滑用の電解コンデンサが必要ないため、小型化、長寿命化が期待できる。また、入力にはフィルタ用リアクトルとフィルタ用コンデンサが必要であるが、カットオフ周波数はスイッチング周波数の1/10程度である。よって、昇圧リアクトルや平滑用コンデンサに比べ大幅に小型化ができる。IMCは小型化などの利点があるが、直流リンク部に配線インダクタンスをキャンセルするような平滑コンデンサが無い場合、大容量ではサージ電圧が増大する問題がある<sup>(5)</sup>。

### (2.2) 整流器側ゼロ電流スイッチング制御法

R-ZCS方式は、インバータ側のゼロ電圧ベクトル期間中に整流器側素子をスイッチングすることでゼロ電流スイッチングを達成する。R-ZCS方式を適用したIMCとDC/DCコンバータを用いた直流電源と交流電源の連系システムが開発されており<sup>(4)</sup>、本論文においても同様のシステムを用いる。

図4にR-ZCS方式を適用したIMCのスイッチング遷移を示す。図4(a)は回路の電流経路を示し、図4(b)は負荷へ電力

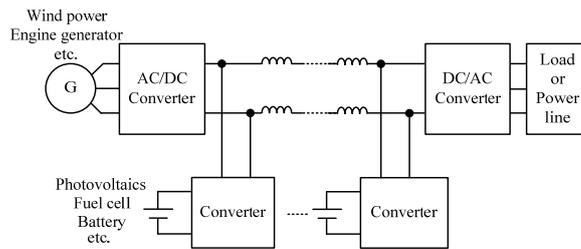


図1 直流連系システム

Fig.1. DC/AC combination systems.

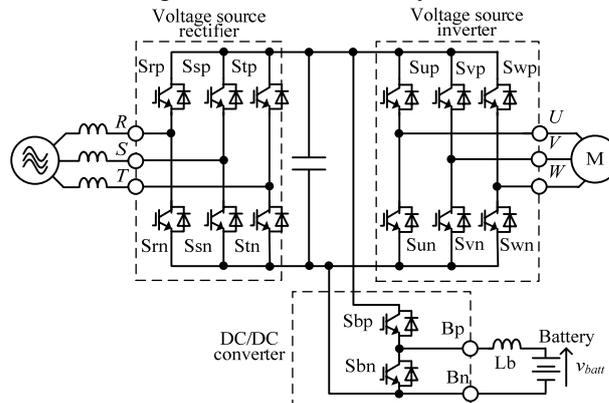


図2 Back to Back システムの直流連系

Fig. 2. Back to Back converter.

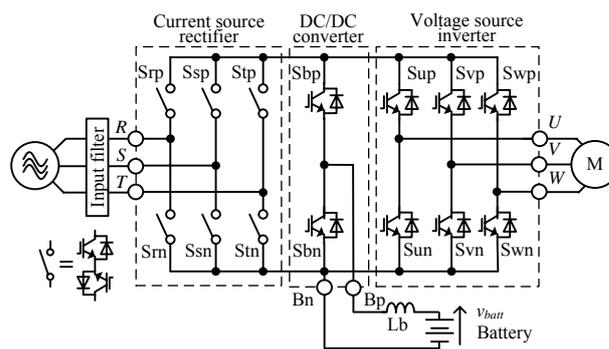


図3 インダイレクトマトリックスコンバータの直流連系

Fig. 3. Indirect matrix converter.

を供給する時の等価回路、図4(c)は電力を供給しないゼロベクトル時の等価回路を示す。図4(a)の点線は入力電源から出力の負荷まで電力を供給する電流経路(State 1)を表し、実線は負荷に電圧を出力しないゼロベクトル期間中の電流経路(State 2)を表している。また、IMCは図4(b)、図4(c)に示すように、電流形整流器と電圧形インバータを、降圧チョップを用いた等価回路として表すことができる。図中のスイッチがオンしているときは電力供給時、スイッチがオフしているときは電圧を出力しないゼロベクトル期間である。図4(c)の等価回路に示すように、出力電圧の振幅はインバータ側のスイッチのオンとオフの比率、すなわちインバータ側ゼロ電圧ベクトル期間の比率によって決まる。

図4(b)の電力供給時から図4(c)のゼロ電圧ベクトル期間に遷移する瞬間に、直流リンク部の配線インダクタンスに流れている電流が遮断されるため、サージ電圧が発生する。サージ電圧はゼロ電圧ベクトルに切り替わる遷移以外のス

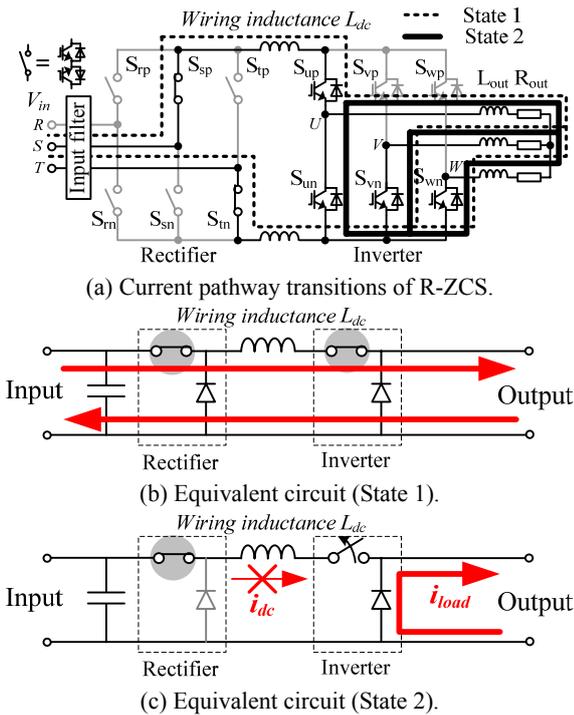


図4 R-ZCS方式IMC  
Fig4. R-ZCS control method.

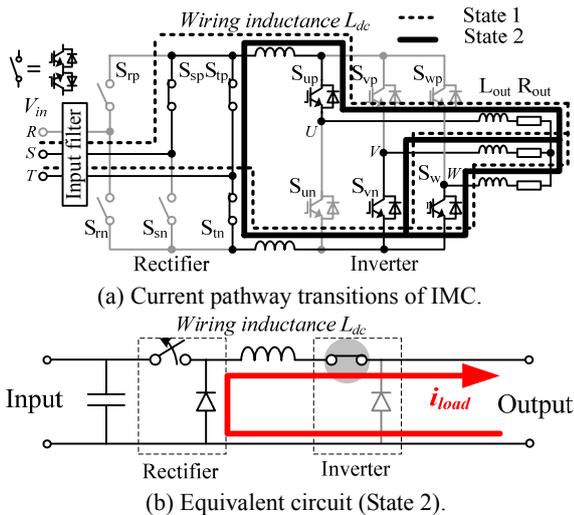


図5 I-ZVS方式IMC  
Fig5. I-ZVS control method.

スイッチングでも発生するが、図4に示すゼロ電圧ベクトルへ遷移するとき、直流リンク電流は完全に遮断されるため、その他の遷移に比べて直流リンク電流の変化量大きい。したがって、ゼロ電圧ベクトルに遷移するとき発生するサージ電圧が最大であるため、これを抑制する必要がある。

### 〈2-3〉インバータ側ゼロ電圧スイッチング方式

図5にI-ZVS方式のスイッチング遷移を示す。State1の等価回路は図4(b)のR-ZCS方式と同じであるため省略する。I-ZVS方式は、図5(a)に示すようにState2のゼロベクトル期間を整流器側の1相を短絡することで出力している。ゼロベクトル期間中の負荷電流は整流器側素子を通り還流する。図5(b)の等価回路に示すように、出力電圧の振幅は整流器側のスイッチのオンとオフの比率、すなわち整流器側の

ゼロ電圧ベクトル期間の比率によって決まる。

I-ZVS方式は、インバータ側でゼロ電圧ベクトルを出力しないため、直流リンク部の電流を0Aまで遮断するモードが存在しない。また、インバータ側のスイッチング時は常に整流器側のゼロ電圧ベクトル期間中であり、直流リンク電圧は0Vとなっている。したがって、R-ZCS方式に比べてサージ電圧を抑制できる<sup>(8)</sup>。整流器側のスイッチング時にサージ電圧は発生するが、影響するインダクタンス成分は整流器内部の素子間の配線インダクタンスなので、直流リンク部の配線インダクタンスに比べて小さい。また入力側のフィルタコンデンサとの距離が近いのでサージ電圧は抑制される。しかし、I-ZVS方式ではインバータ出力電圧の振幅を整流器側のゼロ電圧ベクトル期間の幅で調整するため、直流リンク部の電圧が一定とならない。よって、直流電源との連系が複雑になる。したがって、本論文ではR-ZCS方式を基本としたサージ抑制方法について検討する。

### 3. 提案方式によるサージ電圧の抑制

図6に提案方式の電流経路の転流シーケンスを示す。提案方式は、R-ZCS方式を基本としており、図4(b)から図4(c)への遷移の間に整流器側のゼロ電圧ベクトルを介することでサージ電圧の最大値を低減する。提案方式では電力を供給している状態の図6(a)からゼロベクトル期間への遷移で、インバータ側のゼロ電圧ベクトルを出力するのではなく、図6(b)の整流器側のゼロ電圧ベクトルに移行し直流リンク電圧を0Vとする。次に、図6(c)に示すように、インバータ側のゼロ電圧ベクトルを出力する。この時、直流リンクの電流経路が遮断されるため、インバータ側の素子にサージ電圧が発生する。しかしながら、直流リンク電圧0Vを基準にサージ電圧が発生するため、従来のR-ZCS方式に比べ、サージ電圧の最大値が低減される。その後、図6(d)のように、整流器側をゼロ電圧ベクトルから次のスイッチングパターンに切り替える。ここで、負荷電流はインバータ側を還流しているため、整流器側のZCSが達成される。最後に、インバータ側のゼロ電圧ベクトルを解除し、電力を供給する経路に戻る。

図7に提案方式の指令値とスイッチングパターンの関係を示す。提案方式のスイッチングパターンは従来のR-ZCS方式のゲートパルス指令を基本としており、電力供給時のスイッチングシーケンスはR-ZCS方式と同様である。図7に示すゼロベクトル期間中のみ提案方式のシーケンスに変更する。提案方式のゲート指令の遷移を図7のA, B, Cを用いて説明する。

- A) インバータ側ゼロベクトル指令を検出すると共に整流器側の1相を短絡させ、直流リンク電圧を0Vにする。この時、インバータ側のゲート指令はゼロベクトル指令の前の状態を維持する。
- B) 整流器側からインバータ側にゼロベクトルを移行する。ここで直流リンク電圧は0Vであるため、サージ電圧の最大値は低減される。

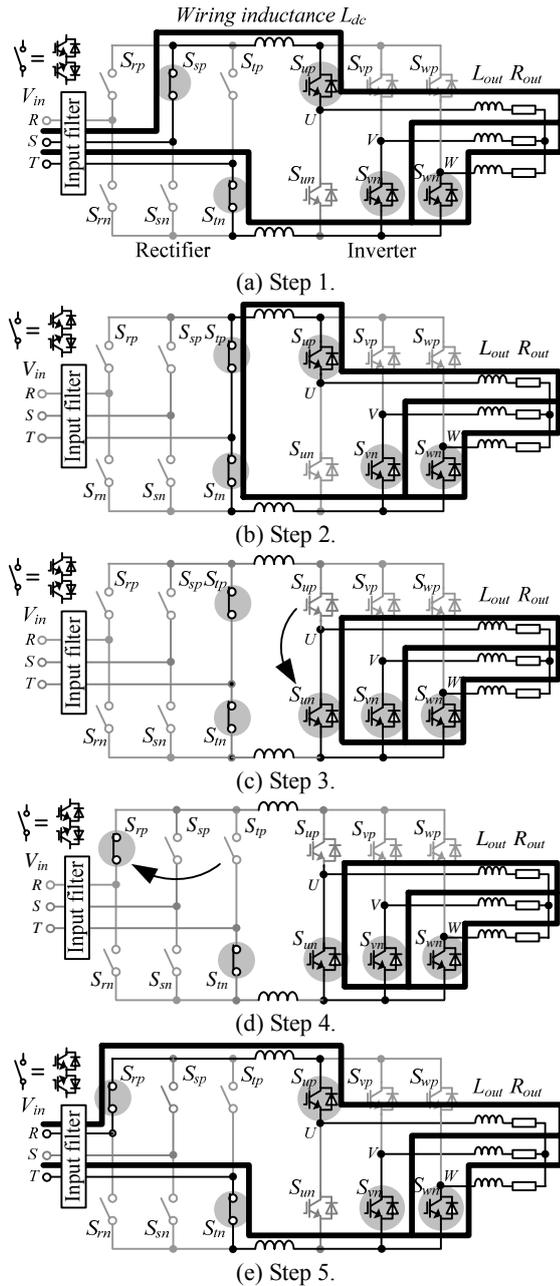


図6 提案方式の転流シーケンス  
Fig.6. Commutation sequence of proposed method.

C) ゼロベクトルから電力供給時のパターンへ移行する。  
通常のR-ZCS方式と同じスイッチング遷移となる。

上記のように、ゼロベクトル期間を出力するとき、整流器側はハードスイッチングとなるが、インバータ側はソフトスイッチングが達成できるため、トータルのスイッチング損失は増加しない。

図8に提案方式の制御ブロック図を示す。制御方式は従来のR-ZCS方式の整流器、インバータ、DC/DCコンバータの理想ゲートパルスを変更する。

#### 4. 実機検証

##### 〈4・1〉 動作検証

直流連系IMCに提案方式を適用した場合の動作検証を行

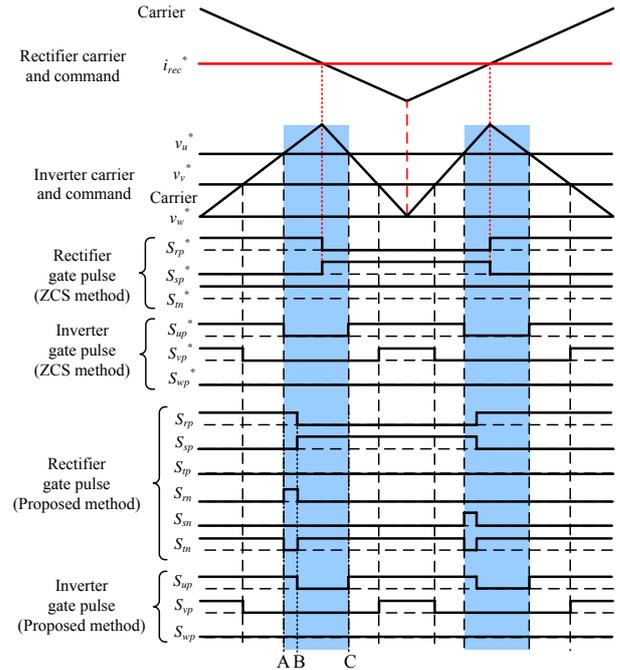


Fig. 7. Switching pattern of the proposed method.

図7 提案方式のスイッチングパターン

表1 実験条件

Table 1. Experiment parameter.

Input line voltage	200 [Vrms]	
Input frequency	50 [Hz]	
Output frequency	30 [Hz]	
Commutation time	2 [ $\mu$ s]	
Carrier frequency	10 [kHz]	
Cut-off frequency of input filter	1.1 [kHz]	
AC Load	R	12.5 [ $\Omega$ ]
	L	3 [mH]
DC Load	R	33 [ $\Omega$ ]
	L	5 [mH]
Inverter output power	1536 [W]	
DC output power	347 [W]	

った。整流器側に三相系統、インバータ側にR-L負荷を接続し、DC/DCコンバータはバッテリーへの充電を模擬するためR-L負荷を用いて実験を行った。表1に実験条件を示す。

図9に実験結果を示す。実験結果より負荷への直流と交流の安定した電力を供給できていることから、提案方式による直流連系システムの良好な動作を確認した。また、入力力率1を達成し、このときの効率率は93.7%である。

##### 〈4・2〉 サージ電圧の検証

本実験では、原理的なサージ電圧の抑制効果を検証するため、スナバ回路は取り付けない。また、直流リンク部の浮遊インダクタンスの影響を観測しやすくするため、直流リンク部に3.78 $\mu$ Hの配線を挿入した。素子耐圧の600Vを考慮し、入力電圧は100Vで一定とした。負荷抵抗を変化し、素子のコレクタエミッタ間電圧を測定する。

図10に出力電流6Aにおける従来ZCS方式の実験結果を示す。図10(a)より、上アームの素子に大きなサージ電圧が発生していることが確認できる。本論文では変調方式に出力電圧指令の負側包絡線を基準とした2相変調を適用して

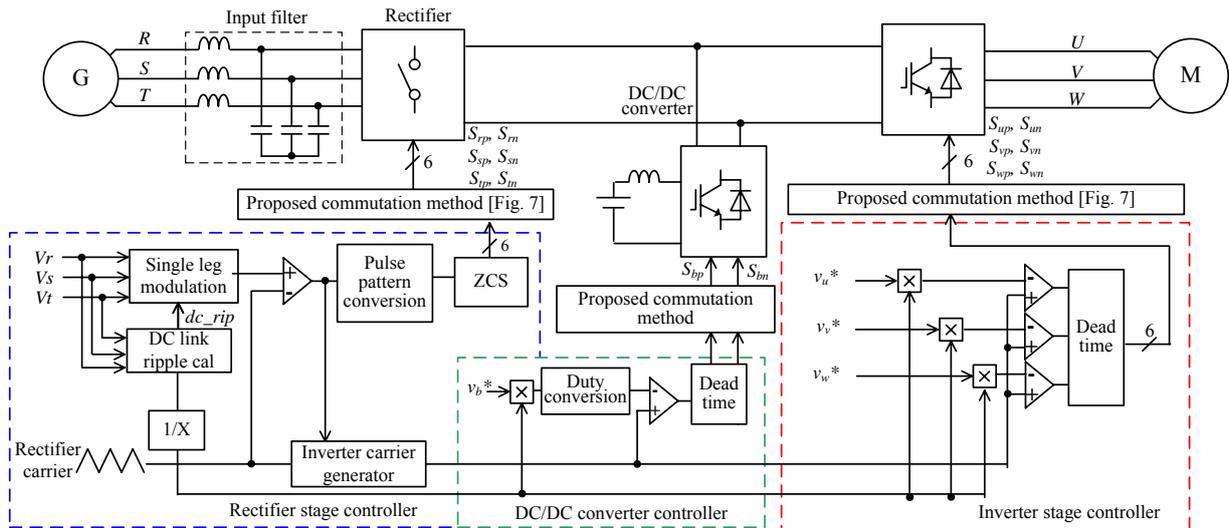


図 8 制御ブロック図

Fig. 8. Control block diagram of the proposed method.

いるため、インバータ側ゼロ電圧ベクトルは下アームでのみ出力している。よって、〈2.2〉で説明したゼロベクトル期間に入る際のサージ電圧は上側素子にのみ発生する。

図 10(b)にゼロ電圧ベクトルを出力する瞬間にターンオフする相(W 相)の素子のコレクタ-エミッタ間電圧を示す。R-ZCS 方式では、ゼロ電圧ベクトルを出力するとき、ターンオフする素子に大きなサージ電圧が発生している。このときのサージ電圧の最大値は 448V である。

図 11 に出力電流 6A における提案方式の実験結果を示す。図 11(a)より、提案方法を適用することで、上側アームの素子にかかるサージ電圧の低減が確認できる。

図 11(b)に提案方式のゼロベクトル出力時のコレクタ-エミッタ電圧を示す。提案方式ではゼロベクトル出力時に発生するサージ電圧の最大値は 234V であり、従来 R-ZCS 方式に比べて約 47%と大幅に低減できる。

図 12 に提案方式のゼロベクトル出力時の拡大図を示す。図中の A の瞬間に、整流器側のゼロ電流ベクトルを出力することで直流リンク電圧を 0V に下げている。そして B の瞬間にインバータ側の素子をターンオフすることで、ゼロ電圧スイッチングを達成している。ここで、インバータ側のゼロ電圧ベクトルを出力する瞬間に、直流リンク部の電流が 0A まで遮断されるため  $S_{wp}$  にサージ電圧が発生する。しかしながら、0V を基準としたサージ電圧となるため従来の R-ZCS 方式に比べてサージ電圧の最大値を低減できる。実験結果から、R-ZCS 方式で最も大きなサージ電圧が発生するゼロベクトルを出力する瞬間において、サージ抑制効果を確認した。一方、本提案方式ではゼロベクトル出力時以外のスイッチングに対してはハードスイッチングとなるため、従来の R-ZCS 方式と同様のサージ電圧が発生する。よって、図 11(a)の上アーム素子に発生するサージ電圧の最大値は 410V となる。これは、ゼロ電圧ベクトルによるサージ電圧が発生しない下アーム素子の最大値と同程度である。

図 13 に出力電流に対するサージ電圧の最大値の関係を示

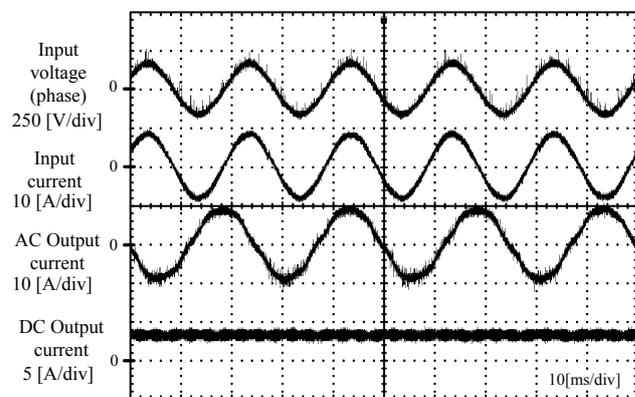


図 9 実験結果

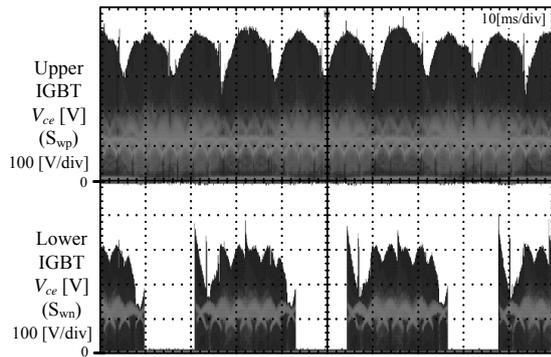
Fig. 9. Experimental results.

す。出力電流に比例してサージ電圧の最大値も増加する。提案方式を適用することでゼロベクトル出力時に発生するサージ電圧を抑制できるため、サージ電圧最大値の低減ができる。このことから、スナバ回路の容量を小さくでき、同時にスナバ回路での損失の低減が可能である。

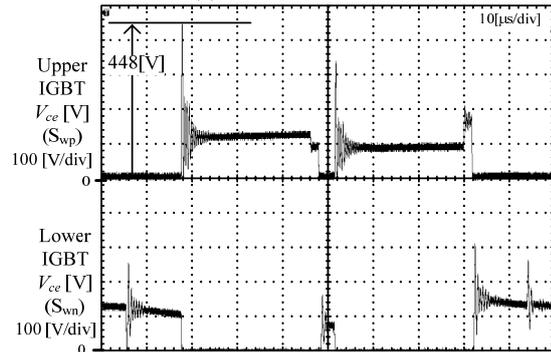
上記の結果より、インバータ側のスイッチングによるサージ電圧は、整流器側のゼロ電流ベクトルに同期してスイッチングすることで、抑制可能である。今後は、すべてのインバータ側スイッチングに整流器側ゼロ電流ベクトルを同期した制御法を検討する予定である。

## 5. まとめ

本論文では、IMC のサージ電圧発生の状態遷移を解析し、サージ電圧を抑制する制御方式を提案した。バッテリーなどの直流電源との連系システムでは、構造的に直流リンク部の配線インダクタンスが大きくなるためサージ電圧が増大する。さらに、大容量用途になると配線インダクタンスだけでなく、出力電流も大きくなるためサージ電圧が増大し、スナバ回路の大型化などの問題を招く。提案方式は IMC において最もサージ電圧の大きくなるインバータ側のゼロ電



(a) R-ZCS method.

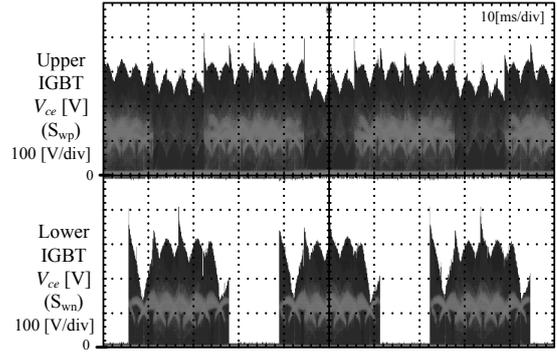


(b) Extended figure.

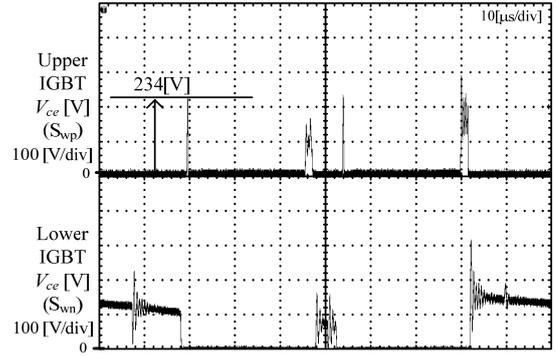
図10 実験結果 (従来 R-ZCS 方式)

Fig.10. Experimental results (R-ZCS method).

圧ベクトル出力時のサージ電圧を低減する。提案方式について、実験によりサージ電圧の抑制効果を確認した。実験結果より、ゼロ電圧ベクトル出力時において、従来 R-ZCS 方式のサージ電圧最大値 448V に対して、提案方式を適用すること 234V と約 47%低減した。以上の結果より、提案方式の有用性を確認した。しかし、本方式ではゼロ電圧ベクトル出力時以外のスイッチングで発生するサージ電圧は考慮していないため、従来 R-ZCS 方式と同様のサージ電圧が発生する。今後は、ゼロ電圧ベクトル出力時以外においてもサージ電圧を抑制する制御法を検討する予定である。



(a) Proposed method.



(b) Extended figure.

図11 実験結果 (提案方式)

Fig.11. Experimental results (Proposed method).

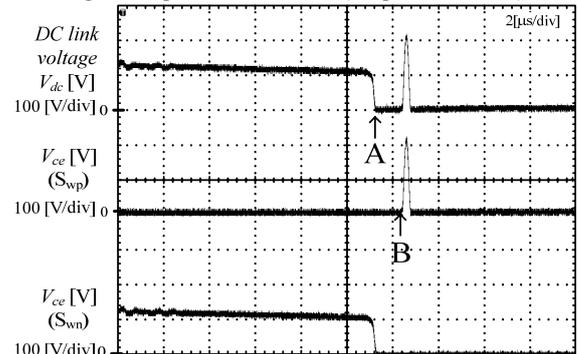


図12 提案方式の波形拡大図

Fig.12. Expansion of the proposed method.

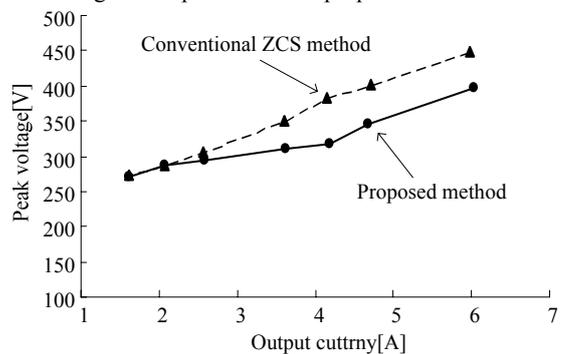


図13 出力電流特性

Fig.13. Surge voltage vs. Output current.

## 文 献

- (1) J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, H. Ertl: "Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No.5, pp.1649-1661 (2007)
- (2) B. Wang, G. Venkataramanan: "A Carrier Based PWM Algorithm for Indirect Matrix Converters", Power Electronics Specialists Conference 2006 (2006)
- (3) J. Itoh, T. Hinata, K. Kato, D. Ichimura: "A Novel Control Method to Reduce an Inverter Stage Loss in an Indirect Matrix Converter", The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.4511-4516 (2009)
- (4) Koji Kato, Jun-ichi Itoh: "Development of AC and DC Power Supply Direct Interface Converter", IEEJapan Transaction on Industry Applications, Vol.128, No.5, pp.623-630 (2008) (in Japanese)  
加藤 康司, 伊東 淳一: 「交流及び直流電源連系用昇圧形直接電力変換器の開発」, 電学論 D, 128 巻, 5 号, pp.623-630 (2008)
- (5) 中村 和人, 山本 耕才, 伊東 淳一: 「IPM モータ駆動用インダイレクトマトリックスコンバータの開発」, SPC-10-125/ MD-10-36/ IEA-10-31, pp.29-33 (2010)
- (6) Z.Lounis, I.Rasoanarivo, B.Davat "Minimization of Wiring Inductance in

- (7) T. Hinata, J. Itoh: "Experiment Verification of Surge Voltage Reduction by Zero Voltage Switching Indirect Matrix Converter", 電気学会東京支部新潟支所研究発表会 IEEE poster session, pp.39 (2010)