

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 27 年 6 月 24 日現在

機関番号：13102

研究種目：挑戦的萌芽研究

研究期間：2013～2014

課題番号：25630105

研究課題名(和文)新ハイブリッドセル方式による6.6kVマルチ電力変換器の1/2サイズの実現

研究課題名(英文)Size reduction of 6.6-kV multi-level power converter using new hybrid cell structure

研究代表者

伊東 淳一 (ITO, JUNICHI)

長岡技術科学大学・工学(系)研究科(研究院)・准教授

研究者番号：90377218

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 3,100,000円

研究成果の概要(和文)：本研究では、ハイブリッド形モジュラーマルチレベル電力変換装置(MMC)の開発を目的としている。本研究では、ハイブリッド形MMCの基本動作検討、MMCの制御系構築、ハイブリッド形MMCの体積評価を行った。では、仮想変換器理論により所望のPWMパターンを容易に得られることを証明した。また、では、制御系を提案し、所望の動作を実現した。では、システムの体積について検討し、小型化を達成する上で必要な条件を導出した。最後に、提案方式は従来設備に比べ、体積を50%以下に削減できることを確認した。以上の結果より、ハイブリッド形MMCは、小型化と低コスト化を同時に実現できる手法であると言える。

研究成果の概要(英文)：This report describes outcomes of a study for Modular Multilevel Converter (MMC) with Hybrid cells. The main contents are as follows; (i) Consideration for fundamental operation of the MMC, (ii) Proposal of control method for the MMC, (iii) Volume evaluation of the proposed system. Moreover, the results are as follows; (i) Required PWM patterns was generated by virtual indirect control, (ii) A Miniature model of the MMC achieved a power conversion and retaining of capacitor voltage, (iii) Conditions in order to achieve volume reduction were clarified. Finally, the volume of the proposed system is approximately 50% of the volume of the conventional system. From the above results, it was confirmed that the proposed MMC with Hybrid cells achieves the volume reduction and the cost reduction because of the reduction of the number of switching devices.

研究分野：パワーエレクトロニクス

キーワード：マルチレベル電力変換器 高電圧 AC-DC変換

1. 研究開始当初の背景

工場等で用いられる大容量電力変換器において、省エネルギー化や自然エネルギーの積極的活用、スマートグリッドなどの新しい電力システム導入の観点からシステムの小型化、軽量化および高効率化が求められている。一方、電力変換器には半導体パワーデバイスが用いられるが、6.6 kV系の電力システムと接続する場合、デバイスの耐電圧値が足りないため、電圧を降下させるための変圧器が別途必要となる。従来システムでは、変圧器が装置全体体積の約1/2を占めるため、小型化や軽量化を妨げる原因となっている(図1参照)。

上記の問題に対し、変圧器を削減してシステムを構築する手法として、モジュラーマルチレベル電力変換装置(以下、MMC)がある。MMCはセルと呼ばれる小電力回路を複数組み合わせることで構築される。また、接続セル数を増やすことでセル1つあたりが負担する電圧が小さくなり、低耐電圧のパワーデバイスが使用できる。しかし、使用するデバイス数が膨大となるためコスト増大を招く。一方で、6 kVや3.3 kVなどの高い耐電圧をもったデバイスのみを使用する場合、デバイスで発生する熱損失抑制の観点から、設定できる駆動周波数が低くなり、入力フィルタ等が大型化するという問題が新たに発生する(図2参照)。これらの問題に対し、提案するハイブリット形MMCでは、高耐電圧と低耐電圧の各デバイスを組み合わせることで使用デバイス数の大幅低減が可能となる。さらに、システムの小型化・軽量化およびコストの低減が同時に実現できるため大幅な普及拡大が臨める。

2. 研究の目的

これまでMMCを用いたシステムはいくつか報告されているが、高耐電圧と低耐電圧の各デバイスを組み合わせたハイブリット方式やその体積に関する評価、小型化を実現する設計法は報告されていない。また、今後の普及拡大も見据え、スマートグリッドなどの新しい電力システム導入に対応する必要がある。よって、電力変換装置の制御には高い柔軟性が望まれる。本研究では、ハイブリット方式を採用したMMCの開発を目的としている。具体的には、上述の電力変換装置の制御系構築およびミニモデルによる実証評価および、6.6 kVシステムを構築した際の体積評価を行い、その有効性を確認する。

3. 研究の方法

具体的には、以下に示す手順で研究を実施した。①モジュラーマルチレベル電力変換装置の制御系構築、②電解コンデンサとヒートシンクの体積に関する基礎検討、③パワーデバイスの耐電圧を変更した際の電力変換装置の総体積評価と小型化を実現する設計方針の検討

以上の結果をまとめ、ハイブリット方式

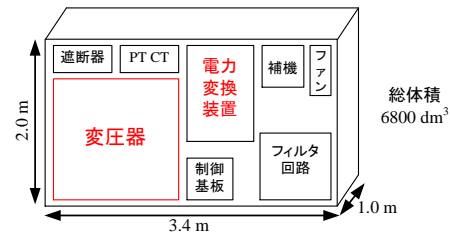


図1 従来の6.6 kV連系電力変換システム

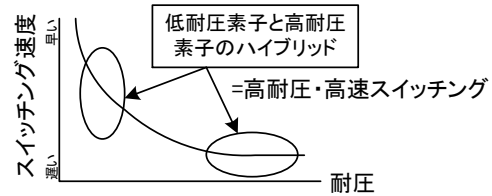


図2 デバイスの駆動周波数と耐圧の関係

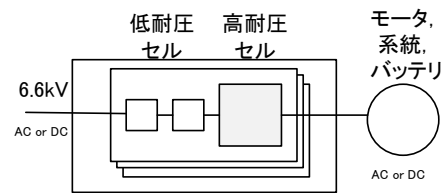


図3 ハイブリット方式を採用したモジュラーマルチレベル電力変換装置

MMCの有効性を検証する。

(1) モジュラーマルチレベル電力変換装置の制御系構築

図3にハイブリット形MMCの構成を示す。回路を高耐圧セル(高耐電圧デバイス適用)と低耐圧セル(低耐電圧デバイス適用)を組み合わせることで、MMCの利点を生かしながら使用するデバイス数を削減できる。

図4にハイブリット方式を採用した際のPWMパターンのイメージ図を示す。本方式は、出力電圧を基本波と高調波に分離し、基本波は高耐圧セル(低周波数駆動)で、高調波は低耐圧セル(高周波数駆動)で制御する。また所望のPWMパターンの生成には仮想変換器理論に基づく空間ベクトル変調を用いる。

図5に基本動作の検証に用いる交流-直流変換形MMCを示す。各アームはリアクトル L_b とHブリッジセルにより構成される。

また、MMCの動作上、各セルが持つコンデンサの電圧を一定に保つ必要がある。さらに、最終的には交流-交流変換にも対応するために変換方式が変わった場合でも制御系自体を変更することなく、電力変換を実現する必要があり、制御系に柔軟性が求められる。したがって、MMCの制御系には以下のような項目が求められる。

- ①コンデンサ電圧一定制御
- ②交流-直流変換、交流-交流変換の両変換方式に対応できる柔軟性

図6に提案する制御系を示す。提案制御系はコンデンサ電圧を一定に保持するため、同様の動作を実現できる単相力率改善電力変

換器の制御系をベースにして構築している。また、本制御系は MMC の各アームに、個別に適用する。したがって、交流-直流変換形 MMC の場合、6 本のアームにそれぞれ提案制御系を適用することで各アームを独立に制御できる。アームごとに独立した制御系を構築することで、交流-直流変換や交流-交流変換などの方式が変わり、アームの数や印加電圧が変更になっても制御系を変更する必要がなく、柔軟に対応することができる。

(2) 電解コンデンサとヒートシンクの体積に関する基礎検討

ハイブリット形 MMC を構成するセルの体積を決定する 2 大要因として、各セルが持つ大容量コンデンサの体積とパワーデバイスを冷却するために取り付けられるヒートシンクの体積が挙げられる。一般的に、大容量コンデンサには電解コンデンサが用いられるが、電解コンデンサには寿命があり、その寿命はコンデンサに流入するリップル電流の大きさに左右される。長寿命を達成するためにはコンデンサを並列接続してコンデンサ 1 つあたりに流入するリップル電流を分散する必要がある。以上から、電解コンデンサの体積を見積もる上で、リップル電流とコンデンサの並列接続数および体積の関係を明らかにする必要がある。一方、MMC では、高電圧を積み上げたセル群によって分圧する。よって、接続するセル数によってセル 1 つあたりが負担する電圧が変わるため、コンデンサの充電電圧も変わる。充電電圧がコンデンサ 1 つあたりの耐電圧値よりも高い場合はコンデンサを直列接続することで充電電圧を確保する必要がある。よって、コンデンサの直列接続数はセルの積み上げ数と充電電圧によって決まる。

以上について、市販されている電解コンデンサをデータベース化し、各関係をグラフ化することでその体積について評価を行う。

一方、ヒートシンクの体積はパワーデバイスが発生させる熱損失によって大きく変化する。また、パワーデバイスの損失特性は各耐電圧値によって異なるため、使用するパワーデバイスによって発生する熱損失は異なる。

以上から、MMC の体積を見積もる基礎検討として、以下に示す手順に沿って検討を進める。

- ① リップル電流とコンデンサ並列接続数および体積との関係を導出
- ② コンデンサの耐電圧値と直列接続数および体積との関係を導出
- ③ 各耐電圧値におけるパワーデバイスの発生損失導出とヒートシンク的设计

①から③の各関係を明らかにした上で総合的な体積について検討を行う。

(3) パワーデバイスの耐電圧を変更した際の電力変換装置の総体積評価と小型化を実現する設計方針の検討

MMC の総体積は回路を構成しているセル

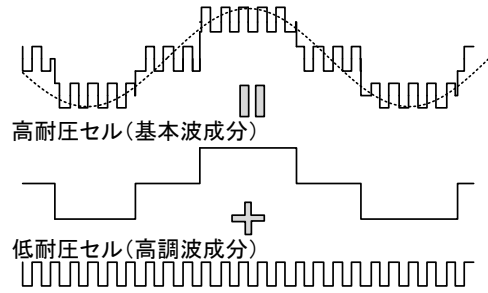


図 4 ハイブリット方式の PWM パターン

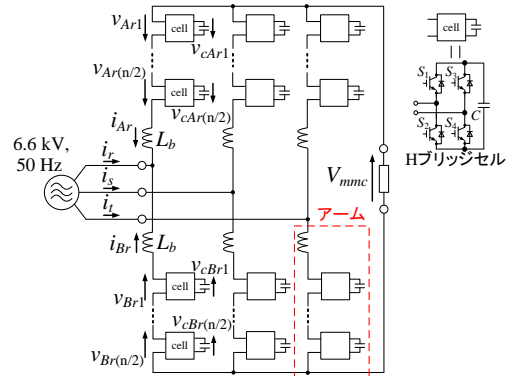


図 5 交流-直流変換形 MMC

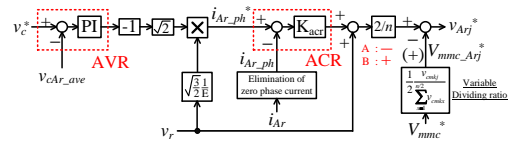


図 6 提案制御系

の個数によって大きく変化する。これは、接続するセル数が増えることでセル 1 つあたりが負担する電圧、つまり、コンデンサの充電電圧が変化し、それによってコンデンサの直列接続数やパワーデバイスで発生する熱損失が変化するためである。これに対し、先に述べたコンデンサとヒートシンクの体積に関する基礎検討より得られた結果を用いて総合的な体積について検討を行う。さらに、得られた関係性から小型化を達成する上で必要な設計方法および設計指針を見出す。最後に、6.6 kV システムを想定し、実際の駆動年数等を考慮した際の総体積を導出し、従来システムとの比較を行う。

4. 研究成果

(1) モジュラーマルチレベル電力変換装置の制御系構築

図 5 に示した交流-直流変換形 MMC のミニモデルおよび図 6 に示した提案制御系を用いて動作検証を行う。作製したミニモデルは入力電圧 200 V、入力周波数 50 Hz、出力電圧 65 V、インダクタ L_b を 5 mH ($\%Z=2.5\%$) とした。また、各デバイスのスイッチング周波数は 8 kHz である。さらに、1 アームあたり 2 台の H ブリッジセルを実装している。

図 7 に入力相電圧、入力電流および出力電圧波形を示す。結果より、入力率がほぼ 1

になっていることがわかる。さらに、リアクトルの%Zが2.5%のとき、入力電流高調波ひずみ(THD)は5.6%と低い値になっている。また、図7下段の波形は出力直流電圧波形であり、出力電圧が65V付近に一定に保たれており、所望の動作である交流-直流変換が達成できていることがわかる。

図8にコンデンサ電圧波形を示す。結果より、全電圧が長周期において発散や大きな変動なく、指令値である120V付近に一定に保持されていることがわかる。以上の結果より、提案制御法により、コンデンサの電圧を一定に保持しながら所望の電力変換動作を実現できていることがわかる。また、提案法はアームごとに独立して制御を行うため、交流-直流変換形から交流-交流変換形へ変更し、アーム数が変わった場合でも同じ制御系を用いることができ、同様に制御可能である。

先に示した仮想変換器理論の結果と併せると以下のことが言える。

- ① コンデンサ電圧一定制御の実現
- ② 電力変換方式が変更された場合でも対応可能な制御法の実現

- (2) 電解コンデンサとヒートシンクの体積に関する基礎検討

- ① リプル電流とコンデンサ並列接続数および体積との関係の導出

図9にリプル電流値とコンデンサ体積の関係を示す。図中の数字はコンデンサ1つあたりの許容リプル電流値であり、各始点はコンデンサ単体の体積を示している。規定のリプル電流値を満たすためにはコンデンサを並列接続する必要がある、それに伴い体積が増加する。図9より、許容リプル電流値が小さいものを並列接続したほうが、体積の増加が緩やかになっている。よって、許容リプル電流値の小さいコンデンサを複数並列接続したほうが体積の削減が可能となる。

- ② コンデンサの耐電圧値と直列接続数および体積との関係の導出

図10にセル段数とコンデンサ体積の関係を示す。要求される耐電圧がコンデンサ単体の耐電圧よりも高い場合、直列接続によって要求値を満たす必要がある。図10より、要求耐電圧値とコンデンサを直列接続した際の絶縁電圧値との比が1に近いほど、体積が小さくなることがわかる。よって、体積削減のためには耐電圧の比を1に近づけるように直列接続数とセル段数を設計すれば良い。

- ③ 各耐電圧値におけるパワーデバイスの発生損失導出とヒートシンク的设计

ヒートシンク的设计には各デバイスで発生する熱損失の定式化が重要となる。定式化した熱損失の1例として、1セルあたりのスイッチング損失の総和を(1)式に示す。

ここで、 S は入力皮相電力、 P は入力有効電力である。 f_c はスイッチング周波数を表している。また、データシートから読み取る値として、 V_0 は電圧ドロップ値、 R は内部抵抗

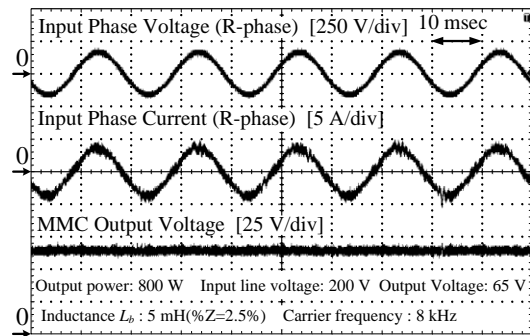


図7 交流-直流変換形 MMC の入力電圧、入力電流、出力電圧波形

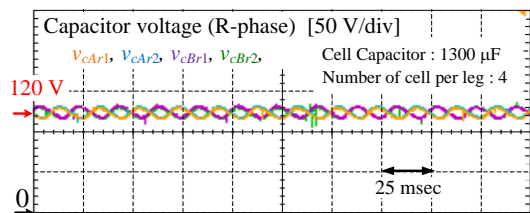


図8 コンデンサ電圧波形(r相接続4セル分)

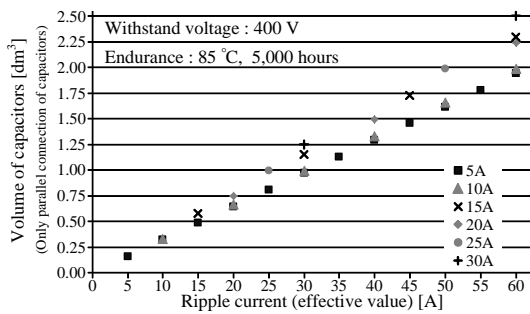


図9 リプル電流値とコンデンサ体積の関係

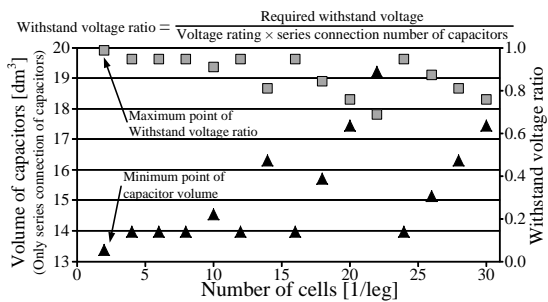


図10 セル段数とコンデンサ体積の関係

値である。さらに、 w_{on} と w_{off} はスイッチング時の損失エネルギーであり、 V_{dcd} と I_{md} は損失エネルギー w を取得した際の電圧値、電流値である。さらに、 θ_0 はアーム電流の正負符号が切り替わる点を表し、(2)式で求められる。なお、電流が直流の場合、 θ_0 は0となる。

$$P_{sw_sum} = \frac{V_c}{\pi} \left[\frac{P}{3V_{nmc}} \pi + \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S}{E} \sin \theta_0 - \frac{2}{3} \frac{P}{V_{nmc}} \theta_0 \right] \left\{ \frac{w_{on} + w_{off}}{V_{dcd} I_{md}} \right\} f_c \quad (1)$$

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{2}{3} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{V_{mmc}} \cos \phi \right) \quad (2)$$

損失式およびヒートシンクの体積と冷却能力の関係を示す指標である CSPI を用いて、ヒートシンクを設計し、体積を導出する。

(3) パワーデバイスの耐電圧を変更した際の電力変換装置の総体積評価と小型化を実現する設計方針の検討

先の検討で得られた各関係性や式を用いてセル単体体積および総体積の評価を行う。

図 11 に MMC 出力電圧とセル単体体積の関係を示す。出力電圧の上昇に伴い、体積が減少することがわかる。体積減少の主な要因としては、出力電圧上昇によってアーム電流の直流成分が減少し、それに伴ってリップル電流も小さくなることから、コンデンサ並列接続数が削減できる点が挙げられる。

図 12 に 1.7 kV 耐圧の IGBT を用いてセルを構成した場合の MMC 出力電圧に対するセル体積の内訳を示す。MMC 出力電圧が上昇するとともにコンデンサおよびヒートシンクの体積がともに減少傾向になっていることがわかる。特に、ヒートシンク体積よりもコンデンサ体積が大きく変化していることがわかる。以上の結果から、セルの体積には、ヒートシンク体積よりもコンデンサ体積が大きく影響すると言える。

図 13 に出力電圧と MMC 総体積の関係について示す。セル単体と同様に出力電圧値の上昇に伴い、体積は減少する傾向になる。但し、図 11 と図 13 の比較より、各電圧値で単体体積が最小になる条件であっても総体積は最小にならないことがわかる。これは、セル体積が最小であってもセルの総数により体積が大きく変化するためである。

図 14 に体積の内訳を示す。結果として、段数を変更してもヒートシンクの体積変化は小さくなるが、コンデンサの体積変動が大きいことがわかる。よって、同じ出力電圧、かつ同じ耐電圧のデバイスを使用した場合、コンデンサ体積に着目すればよい。

以上より、MMC の小型化を実現するには以下の条件を満たす必要がある。

- ① 許容リップル電流値の小さいコンデンサを並列接続して使用
- ② 耐電圧比を 1 に近づけるセル段数、コンデンサ直列接続数の決定

また、図 13 の結果を用いてハイブリット形 MMC の体積検討を行う。出力電圧 1200 V 時に 1.2 kV IGBT のセルと 2.5 kV IGBT のセルを組み合わせた場合、2.5 kV IGBT で構成したセルの体積は 1.2 kV IGBT で構成したセルの体積に対し、2 倍以下となっている。つまり、1.2 kV IGBT で構成したセルを 2 つ直列接続した場合よりも体積は小さくなる。さらに、3.3 kV SiC-MOSFET が実用化された場合、その体積は 1.2 kV IGBT で構成したセルを 3 つ直列接続した場合よりもはるかに小さ

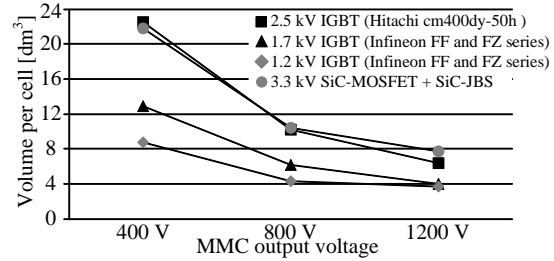


図 11 出力電圧とセル単体体積の関係

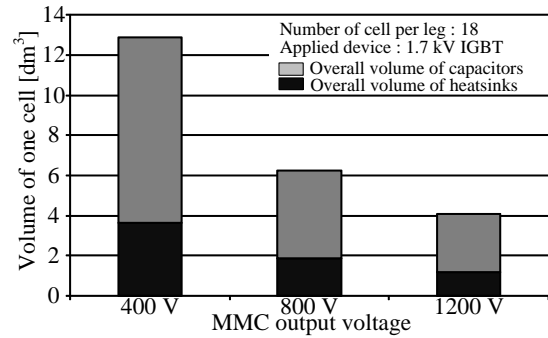


図 12 出力電圧に対するセル体積の内訳

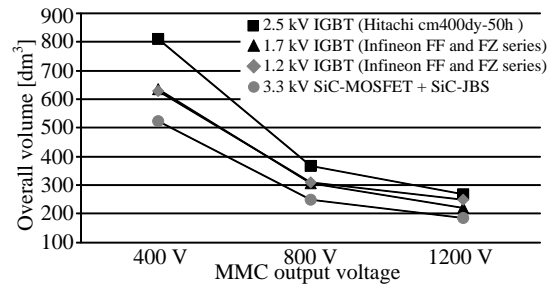


図 13 出力電圧とシステム総体積の関係

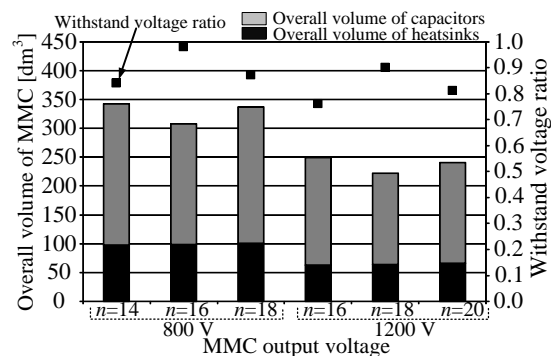


図 14 段数と総体積の関係
(1700V IGBT 使用)

い。また、1 相あたり 2.5 kV IGBT で構成されたセルを 4 個と 1.2 kV IGBT で構成されたセルを 14 個接続したハイブリット式で、10 年間駆動することを想定し、システムの総体積を算出する。コンデンサ体積の基礎検討では、信頼性 5000 時間の電解コンデンサを用いていたため、この時間を基準としてコンデ

ンサの並列接続数を増やしてコンデンサ体積を算出する。また、ヒートシンクの体積は駆動時間に影響しないため、先の検討で得られた結果を用いる。最終的な結果として、ハイブリット形 MMC の総体積は約 3300 dm³ となり、従来設備の 50%以下になる。以上の結果より、ハイブリット形 MMC は電力変換器の小型化およびデバイス数低減による低コスト化を実現できる有効な手法である。

(4) 結論

ハイブリット形 MMC において、提案制御法を用いることで様々な電力変換方式に対応が可能である。また、提案方式は小型化および低コスト化も実現することができる。

5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

[雑誌論文] (計 5 件)

① H. Takahashi, J. Itoh: "Damping Control of Filter Resonance Focusing on Output Stage for Multi-Modular Matrix Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 2, No. 5, pp. 242-251 (2013) 査読有り,

DOI: <http://doi.org/10.1541/ieejia.2.242>

② K. Koiwa, J. Itoh: 「Efficiency Evaluation of a Matrix Converter with a Boost-Up AC Chopper in an Adjustable Drive System」, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, No. 1, pp. 26-34 (2014) 査読有り

DOI: <http://doi.org/10.1541/ieejia.3.26>

③ 樫原有吾, 伊東淳一: 「パレートフロントカーブを用いた PV 用マルチレベルトポロジーの効率とパワー密度の性能比較」, 電学論 D, Vol. 134, No. 2, pp. 209-219 (2014) 査読有り, DOI: <http://doi.org/10.1541/ieejias.134.209>

④ 樫原有吾, 伊東淳一: 「3 レベルインバータの無負荷の損失の解析」, 電学論 D, Vol. 134, No. 9, pp. 842-843 (2014)

DOI: <http://doi.org/10.1541/ieejias.134.842>

⑤ 小岩一広, 伊東淳一: 「交流直接変換器に適用する転流シーケンスの改善」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 11, pp. 980-981 (2014) 査読有り,

DOI: <http://doi.org/10.1541/ieejias.134.980>

[学会発表] (計 10 件)

① H. Takahashi, J. Itoh: "Damping Control Combined to Output Stage for a Multi-Modular Matrix Converter", The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2013, pp. 1226-1233, Presentation date: 21/3/2013, Long Beach, California, US.

② H. Takahashi, J. Itoh: "Stability Analysis of Damping Control to Suppress Filter Resonance in Multi-modular Matrix Converter", IEEE Energy Conversion Congress and Expo 2013, pp.

448-455, Presentation date: 18/9/2013, Denver, Colorado, US.

⑨ 樫原有吾, 伊東淳一: 「一般化されたマルチレベル方式を用いたマルチレベルトポロジーに発生する損失の一般化に関する一考察」, 電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, No. EDD-13-067/SPC-13-129, 発表日: 2013 年 10 月 22 日, 大阪.

③ H. Takahashi, J. Itoh: "Design Procedure for Output Current Control and Damping Control of Matrix Converter", The 2014 International Power Electronics Conference, No. 19P1-14, pp. 152-159, Presentation date: 19/5/2014, Hiroshima, Japan.

⑦ T. Nakanishi, K. Orikiwa, J. Itoh: "Modular Multilevel Converter for Wind Power Generation System Connected to Micro-Grid", International Conference on Renewable Energy Research and Applications 2014, No. 219, Presentation date: 20/5/2014, Hiroshima, Japan.

⑧ Y. Kashihara, J. Itoh: "Power Losses of Multilevel Converters in Terms of the Number of the Output Voltage Levels", The 2014 International Power Electronics Conference, No. 20A4-4, pp. 1943-1949, Presentation date: 20/5/2014, Hiroshima, Japan.

⑥ 中西俊貴, 伊東淳一: 「H ブリッジセルを適用した降圧形モジュラーマルチレベルコンバータの損失解析」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, No. PE-15-046,PSE-15-068,SPC-15-099, 発表日: 2015 年 2 月 20 日, 宮古島.

③ K. Koiwa, J. Itoh, M. Shioda: "Improvement of Waveform for High Frequency AC-linked Matrix Converter with SVM based on Virtual Indirect Control", The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2015, No. 512-1914, pp. 3359-3366, Presentation date: 19/3/2015, Charlotte, North Carolina, US.

④ 小岩一広, 伊東淳一, 塩田将史: 「絶縁形高周波リンクマトリックスコンバータにおける出力電圧誤差低減手法の効果検証」, 平成 27 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 53, pp. 86-87, 発表日: 2015 年 3 月 24 日, 東京.

⑤ T. Nakanishi, J. Itoh: "Capacitor Volume Evaluation based on Ripple Current in Modular Multilevel Converter", 9th International Conference on Power Electronics, No. WeA1-5, Presentation date: 3/6/2015, Seoul, Korea.

6. 研究組織

(1)研究代表者

伊東 淳一 (ITOH JUNICHI)

長岡技術科学大学・工学研究科・准教授
研究者番号: 90377218