

# 自律分散制御による絶縁形三相 AC-DC コンバータの実現法

安達 匡一\* 青柳 和樹 永井 悟司

日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Isolated Three-phase AC-DC Converter with Autonomous Distributed Control

Masakazu Adachi\*, Kazuki Aoyagi, Satoshi Nagai,  
Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an autonomous distributed control method for a multi-modular isolated three-phase AC-DC converter. The controllers in the modules independently control each module. Multi-modular topologies are applied to high-voltage rapid charging of electric vehicles. In the conventional control for multi-modular topologies, however, balance control with high response between each module is required by a centralized controller. In the proposed method, by including the main functions of the among modules controllers in each module, it is not necessary for the main controller to have a high response. For this reason, wireless communication can be used, and control flexibility is improved. As a result, it is confirmed that the balancing among the modules is achieved without a high response of the control.

**キーワード:** ドループ制御, 電流バランス制御, 自律分散, 力率改善回路  
(Droop control, Current balance control, Autonomous distributed, Power factor correction converter)

### 1. はじめに

近年, 電気自動車向け急速充電器の大容量化が進んでいる<sup>(1)</sup>。大容量化によりこれまでの 100V/200V 系統での受電から高圧受電へ移行することが予想される。しかし従来の単一回路による構成では, 受動部品による装置の大型化や素子の耐圧が大容量化を妨げる要因となっている。そこで, Solid-state transformer (SST) や Modular multi-level converter (MMC) などの多重セル構成による大容量化が提案されている<sup>(2)-(6)</sup>。多重セル化によって 1 セル当たりの定格容量を低下させることができるため, 低耐圧・高効率な半導体素子の利用や, 受動部品の小型化によるパワー密度向上といったメリットがある。しかし, 複数のセルによる構成は各セルを均一に動作させるためにセル同士の印加電圧などをバランスさせる必要がある。一般的な多重セル構成の変換器はマスタースレーブ制御の様に集中型制御によってセル同士のバランス制御が行われている。そのため, メインコントローラに高い応答を必要とする<sup>(7)(8)</sup>。

本論文では, コントローラをセルに内包した絶縁形三相 AC-DC コンバータの自律分散制御法を提案する。提案手法では, 三相電圧を一相毎に分離し単相の AC-DC コンバータ

として独立して制御を行う。三相 AC-DC コンバータの各相を独立して制御する場合, 各セルの検出ゲインの誤差によりセルの入力電流がアンバランスし, 制御が発散する問題がある。そこで各相の入力電流を安定して制御するために制御器にドループ制御を適用する。ドループ制御を適用することにより検出ゲインの誤差がドループゲインの範囲内であれば発散せずに制御することが可能となる<sup>(5)-(7)</sup>。またドループ制御のみでは, 入力電流の振幅が検出ゲインの誤差によって決定されるため各相の入力電流振幅に差が生じる。そこで, 各相の入力電流を均一にするため電流バランス制御を適用する。また, メインコントローラに高い応答を必要としないため, メインと各セル間のコントローラは無線通信などが利用できる。

本論文の構成は以下のようになっている。まず, 2 章では提案する絶縁型三相 AC-DC コンバータの回路構成を紹介し, 出力直流電圧制御と力率改善を行う制御方式に加えてセル同士をバランスさせるために適用するドループ制御と電流バランス制御を示す。3 章では, シミュレーションにより絶縁型三相 AC-DC コンバータのドループ制御と電流バランス制御を適用した際の電流アンバランス率について示す。シミュレーションによりドループ制御のみと比較して

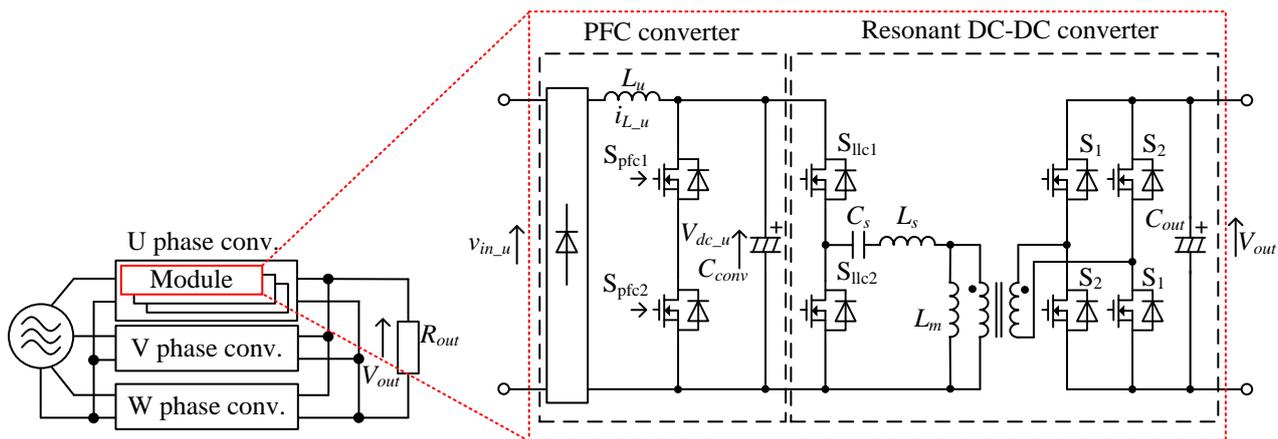


Fig. 1. Configuration of isolated three-phase AC-DC converter with autonomous distributed control.

電流バランス制御を追加することで電流アンバランス率を152%から0.6%に改善した。したがって検出ゲインにアンバランスが生じた際も入力電流がバランスすることを示す。そして最後に実機検証により各相の入力電流が入力電圧に対してほぼ力率1の正弦波で動作し、提案回路の有用性を確認したため報告する。

## 2. 回路構成およびバランス制御手法

### 〈2・1〉 回路構成

図1に提案する絶縁型三相AC-DCコンバータの回路構成を示す。提案回路では、三相を各相に分離して単相のAC-DCコンバータとして制御を行う。各相のコンバータは昇圧チョッパ回路、共振型DC-DCコンバータから構成される。昇圧チョッパ回路は力率改善動作を行い、入力電流を正弦波化する。共振型DC-DCコンバータは入出力間の絶縁を行い、高周波トランスの漏れインダクタンス $L_s$ とトランスの一次側に接続されるコンデンサ $C_s$ の直列共振を利用し、高周波励磁とゼロ電流スイッチング(ZCS)を達成する。共振周波数に対して共振型DC-DCコンバータのスイッチング周波数を合わせることで、高周波インバータ部の各MOSFETは共振電流のゼロクロスでスイッチングする。これにより、スイッチング損失を大幅に低減可能である。なお、励磁インダクタンスについては漏れインダクタンスに対して十分に大きく設計し、無視できるものとする。ここで、共振周波数 $f_o$ は(1)式で与えられる。

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \dots\dots\dots(1)$$

上述したように、LLC共振型コンバータはターンオン、ターンZCSを達成するために、スイッチング周波数を共振周波数と同等に設定し、デューティ50%でオープンループ駆動させる。

### 〈2・2〉 制御手法

図2に制御ブロック図を示す。提案回路の制御はセルに

内包するコントローラとセルを管理するメインコントローラにより構成される。セルに内包するコントローラでは出力電圧制御(AVR)、入力電流制御(ACR)を行う。出力電圧制御では、出力電圧をメインコントローラからの直流電圧指令値に追従するようPI制御器を用いて制御を行う。入力電流制御では、AVRから出力される直流電流指令値と入力電圧 $v_{in}$ から取得した位相情報の絶対値との乗算により、電源側の力率を改善する。この時、昇圧リアクトルに流れる電流 $i_L$ は全波整流状に制御され、電流指令値 $i_{L_{u,v,w}}^*$ は(2)式で与えられる。

$$i_{L_{u,v,w}}^* = I_{amp} |\sin(\omega t)| \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 $I_{amp}$ は振幅指令である。位相情報は入力電圧を検出することで取得する。この時、AVRの応答はACRに対して十分遅く設計することで、ACRのゲインを1としてみなし、制御的な干渉を回避する。なお、提案回路では小型化の観点から大容量のコンデンサを用いない。そのため単相のPFC回路では系統周波数の2倍周波数で発生する単相電力脈動が電圧制御系に対して外乱として現れる。しかし提案回路では各相の出力電圧を並列に接続している。したがって三相交流の位相差により脈流成分を打ち消し合う。また、入力電流は相毎にフィードバックされるため、他の相との協調制御を必要としない。共振型DC-DCコンバータはデューティ50%でオープンループ駆動させるため、DC-DCコンバータの制御は不要となる。

### 〈2・3〉 ドループ制御によるゲインアンバランス補償

実際のシステムでは、センサによる検出ゲインに誤差が発生することが考えられる。1つの相の出力に誤差が生じると他の相と電圧ゲインがアンバランスし、他の相が発散してしまう問題が発生する。そこで本制御では、各制御器にドループ制御を適用する<sup>(9)-(11)</sup>。ドループ制御では、図2に示す電流指令値 $i_u^*$ をフィードバックしドループゲイン $K$ に応じて直流電圧指令値を垂下させる。ドループ制御によって直流電圧指令値を垂下させることで検出誤差による電圧ゲインのアンバランスがドループゲイン $K$ の範囲内であれ

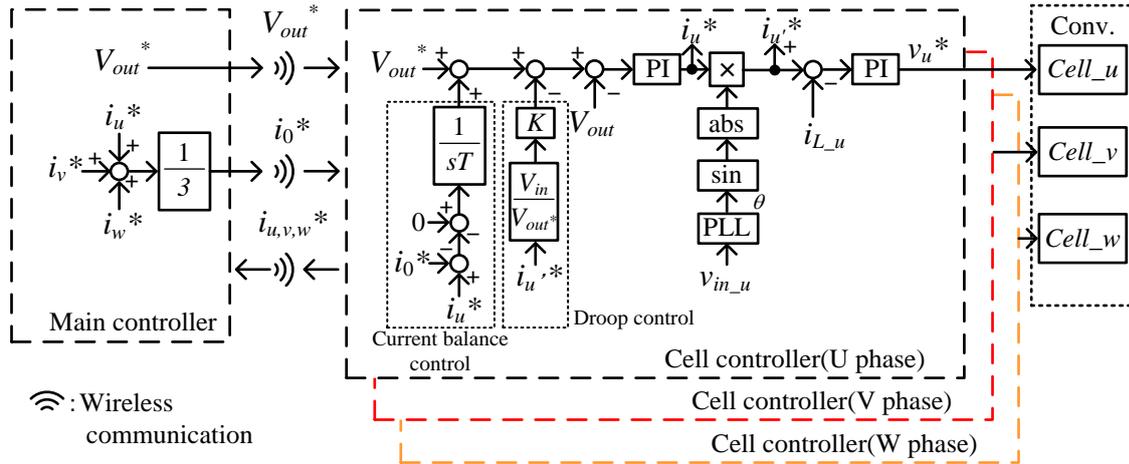


Fig. 2. Control block diagram of proposed circuit.

ば発散せず制御することができる。図 3 にゲイン  $K$  を仮想抵抗  $R_K$  と見なした際のドロップ制御の等価回路を示す。実際の回路では、各相の出力電圧は並列に接続される。そのため、各相の出力電圧に電位差が生じるとラッシュ電流が発生する。そこでドロップ制御を適用することで各相の出力電圧はドロップゲイン  $K$  による仮想抵抗  $R_K$  を介して接続されるため、ラッシュ電流を抑制することができる。ゲイン  $K$  を仮想抵抗  $R_K$  と置いた際に仮想抵抗に流れる電流は(3)式で表せられる。

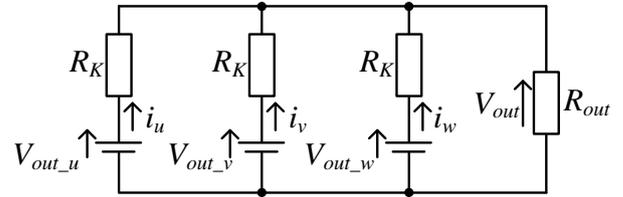


Fig. 3. Equivalent circuit of droop control.

$$i_x = -\frac{1}{R_K} \left[ \left\{ \frac{R_{out}(V_{out\_u} + V_{out\_v} + V_{out\_w})}{3R_{out} + R_K} \right\} - V_{out\_x} \right] \dots\dots(3)$$

$$= -\frac{1}{R_K} (V_{out} - V_{out\_x})$$

( $x = u, v, w$ )

ここで、 $V_{out}$ は直流電圧指令値、 $V_{out\_x}$ は誤差を含んだ各相の出力電圧である。(3)式から、各相に流れる電流が負とならなければ発散せず制御できることが分かる。したがって  $i_x$ は 0 以上となる。しかし、(3)式よりドロップ制御のみでは検出電圧とドロップゲインによって入力電流の振幅が決定するため相毎に電流振幅が異なるため系統に接続することが出来ない。

### 〈2・3〉 電流バランス制御

センサゲインにアンバランスがあると、入力電流が不平衡になる。そこで、各相の電流をバランスさせるため、電流バランス制御を適用する。図 2 に示すように各相の直流電流指令値をメインコントローラにより平均化する。次に平均化した直流電流指令値  $i_0^*$ と各相の直流電流指令値  $i_{u,v,w}^*$ をセルコントローラ内で演算し偏差を生成する。そして直流電流指令値と各相の直流電流指令値の偏差がゼロとなるように各相の電圧指令値にフィードバックすることで各相の電流をバランスさせる。 $i_0^*$ は直流電流指令値の平均値であり(4)式で表される。

$$i_0 = \frac{i_u^* + i_v^* + i_w^*}{3} \dots\dots(4)$$

従来のバランス制御では電流指令値をメインコントローラ側で直接制御するため電圧制御に影響がない程度まで応答を高くする必要があるので、メインコントローラには高い応答が要求される。したがって高速通信が必要なため無線による通信は困難である。一方、提案制御では電圧制御のアウトーループで制御するため、電圧制御より低い応答で良い。また、ゲインアンバランスは温度ドリフトなどにより発生するので、高速でバランスさせる必要はない。その結果、提案システムはメインコントローラに高い応答や高速通信を必要とせず、無線通信が可能となる。

### 3. シミュレーション結果

本章では、提案回路についてシミュレーションによりドロップ制御とドロップ制御と電流バランス制御を組み合わせた際の動作確認を行う。表 1 にシミュレーション条件を示す。各相は 1 セルとしてシミュレーションを行った。2 章で述べた通り入力電流は系統周波数の 2 倍周波数成分(100 Hz または 120 Hz)を位相情報として入力しているため高速な応答が求められる。系統周波数 2 倍周波数成分が 100Hz としたとき、カットオフ周波数は 628 rad/s となるため電流制御の応答角周波数は 628 rad/s 以上の値で設計する必要がある。そのため本シミュレーションではカットオフ周波数

の約 10 倍の 6000 rad/s で電流制御の応答角周波数を設計した。また、電圧制御の応答角周波数は指令値が直流のため高速な応答は要求されないため 50 rad/s とした。システムの定格容量は 1 kW とし、入力電圧は線間で 200 V となるよう設定した。出力電圧の検出誤差を模擬するため U 相の出力電圧の検出値を 1% 低下させた。また、電流バランス制御の積分時間は 0.1 s と電圧制御の応答に比べて遅い。

図 4 にドループ制御のみとドループ制御と電流バランス制御を組み合わせた際のシミュレーション結果を示す。図 4(a) より、ドループ制御のみとドループ制御と電流バランス制御を組み合わせた双方で入力電流は入力電圧に対して力率がほぼ 1 を達成できていることがわかる。ドループ制御のみの場合、U 相電流に対する V, W 相の電流アンバランス率は、152% となった。一方、ドループ制御と電流バランス制御を組み合わせた際は電流アンバランス率が 0.6% となり、ドループ制御のみの時に比べて電流のアンバランスを改善されることを確認した。また、このときの入力電流 THD は 0.51% である。図 4(b) より出力電圧は指令値 350 V に対して 348.3V とほぼ一致しており、一定かつ安定した動作ができていたことを確認した。

#### 4. 実機検証

本章では、ドループ制御と電流バランス制御の組み合わせを適用した回路の動作を検証する。表 2 に本試験の仕様および実験条件を示す。シミュレーションと同様に各相は 1 セルとした。提案制御の効果を確認するため U 相の出力電圧検出値を 5% 低下させ、ドループゲインは 0.10p.u. とした。

図 5(a) に提案制御適用前の入力電流波形を示す。図 5(a)

より電圧検出ゲインがアンバランスすると入力電流が不平衡となり、入力電流が歪むことを確認した。図 5(b) に各相の入力電流波形を示す。図 5(b) より各相の入力電流振幅はほぼ一致しており電流バランス制御が動作していることを確認した。電流振幅に重畳しているリップルは系統連系フィルタにより生じている。また、U 相電流に対する V, W 相の電流アンバランス率は V 相 : 4.07%, W 相 : 2.33% となった。各相で電流振幅が異なるのは検出ゲインの誤差であると考えられる。シミュレーション結果より電流検出ゲインがアンバランスしていても提案制御により発散せず制御できることを確認した。この時の各相の入力電流 THD は U 相 : 3.94%, V 相 : 5.84%, W 相 : 4.59% となった。

図 6 に U 相の入力電圧、入力電流と出力電圧波形を示す。図 6 より、U 相の入力電流は、シミュレーション結果と同様に入力電圧と同位相の正弦波となっておりほぼ力率 1 で動作している。また、出力電圧の平均値は 105.8V と指令値

Table 1. Simulation condition.

Input voltage	$v_{in}$	200 V
Rated power	$P$	1 kW
Conveter capacitance	$C_{conv}$	48 $\mu$ F
Output capacitance	$C_{out}$	680 $\mu$ F
Input inductance	$L$	7 mH
Load resistance	$R_L$	120 $\Omega$
Voltage reference	$V_{dc}^*$	350 V
Switching frequency (PFC)	$f_{sw}$	20 kHz
Resonant frequency (LLC)	$f_o$	50 kHz
Angular frequency of ACR	$\omega_{ACR}$	6000 rad/s
Angular frequency of AVR	$\omega_{AVR}$	50 rad/s
Droop gain	$K$	0.03p.u.
Trans turns ratio	$N_1:N_2$	1.0

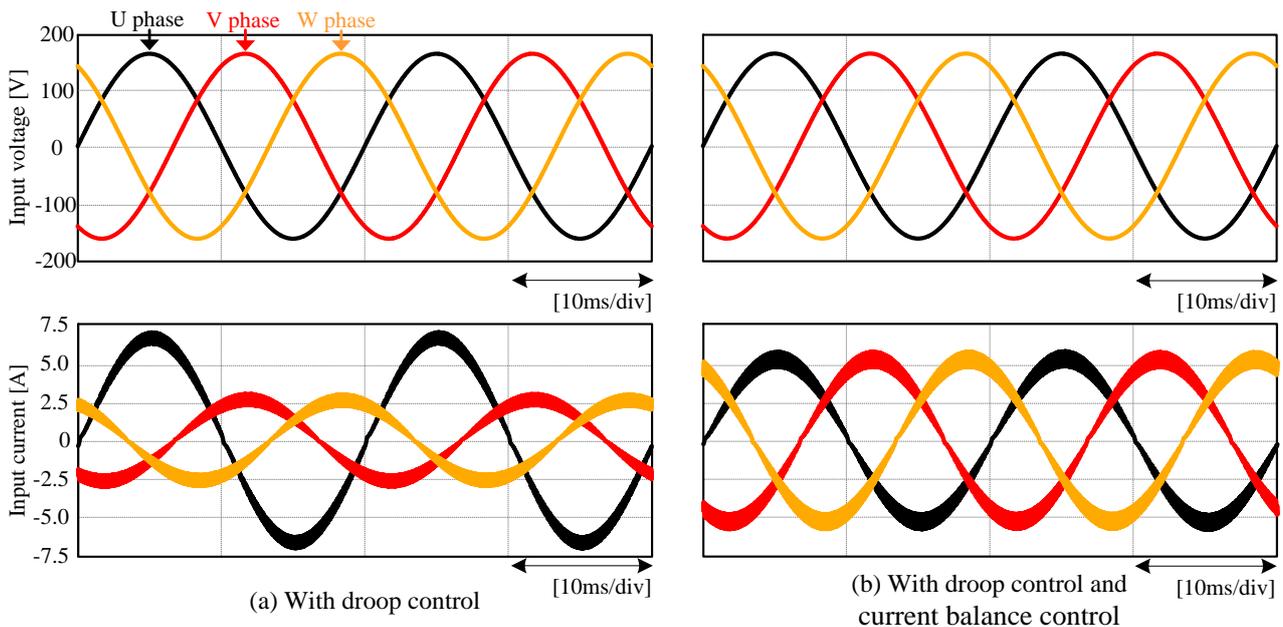


Fig. 4. Waveforms of input voltage, input current and output voltage.

100 V に対してほぼ一致しており、良好に動作できていることを確認した。出力電圧が指令値より高くなるのはドループゲインによる影響である。

図 7 に出力電圧指令値を 70 V から 100 V ヘステップ状に変化させた際の入力電流の応答を示す。図 7 より電圧検出ゲインがアンバランスであっても定常状態においてはゲインが平衡状態の時と同様に制御できることを確認した。

図 8 に出力電圧と各相の直中間電圧を示す。LLC 共振型コンバータは、デューティ 50% でオープンループ駆動している。また、直中間電圧は出力電圧の 2 倍の値となる。図 8 より、検出ゲインがバランスしているときの U 相直中間電圧平均値に対して V, W 相の直中間電圧平均値のアンバランス率は V 相 : 3.35%, W 相 : 0.49% となった。またゲインアンバランス時の U 相直中間電圧平均値に対して V, W 相の直中間電圧平均値のアンバランス率は V 相 : 2.86%, W 相 : 0.47% となった。ゲインがバランスしている時と同様の値になっており、良好に制御できていることを確認した。また、各相は単相 PFC 回路として動作しているため直中間電圧には系統周波数の 2 倍周波数の脈流が発生する。しかし、出力電圧は三相の出力を並列に接続しているため脈流が打ち消し合い直流成分のみとなる。

## 5. まとめ

本論文では、絶縁型三相 AC-DC コンバータを相毎に分離して単相 AC-DC コンバータとして制御を行う方法を提案した。従来のマルチセルトポロジーではセル同士のバランス制御に用いるメインコントローラに高い応答を必要とした。しかし、ドループ制御と電流バランス制御を適用することによりメインコントローラに高い応答が必要であったがを必要とせずセル同士をバランスさせることができる。シミュレーション結果より、ゲインアンバランスが生じた際にドループ制御のみで、入力電流振幅がアンバランスする問題があったが、電流バランス制御を組み合わせることで入力電流アンバランス率を 152% から 0.6% まで低減することができる。また、実機検証としてミニモデルを用いて実験を行った。その結果、各相の入力電流は入力電圧に対してほぼ比率 1 で動作していることを確認した。また出力電圧も指令値に対して誤差 6.7% で追従していることから AC-DC コンバータとして動作していることが確認できた。

今後の課題は各相のマルチセル化である。

## 文 献

- (1) CHAdeMO 協議会第六回総会資料, p.21 (2016)
- (2) Mizuki Nakahara, and Keiji Wada, "Loss Analysis of Magnetic Components for a Solid-State-Transformer", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.7, pp.387-394, (2015)
- (3) X. Yu, X. She, X. Zhou, X. Ni and A. Q. Huang: "System Integration and Hierarchical Power Management Strategy for a Solid-State Transformer Interfaced Microgrid System", IEEE Trans., Vol.29, No.8, pp.4414-4425 (2014)

Table 2. Experimental condition.

Input voltage	$v_{in}$	50 V
Rated power	$P$	83.3W
Conveter capacitance	$C_{conv}$	48 $\mu$ F
Output capacitance	$C_{out}$	680 $\mu$ F
Input inductance	$L$	7 mH
Load resistance	$R_L$	120 $\Omega$
Voltage reference	$V_{dc}^*$	100 V
Switching frequency (PFC)	$f_{sw}$	20 kHz
Resonant frequency (LLC)	$f_o$	50 kHz
Angular frequency of ACR	$\omega_{ACR}$	6000 rad/s
Angular frequency of AVR	$\omega_{AVR}$	50 rad/s
Droop gain	$K$	0.10p.u.
Trans turns ratio	$N_1:N_2$	1.0

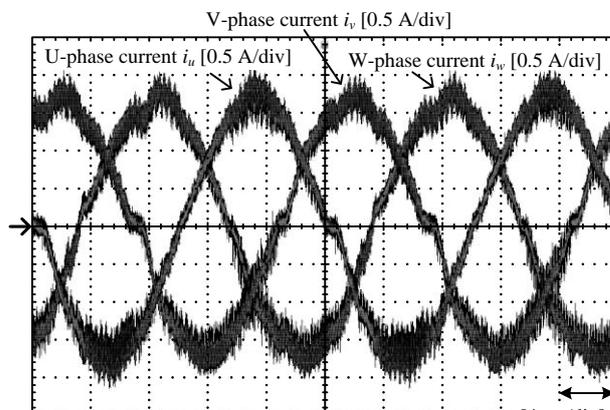
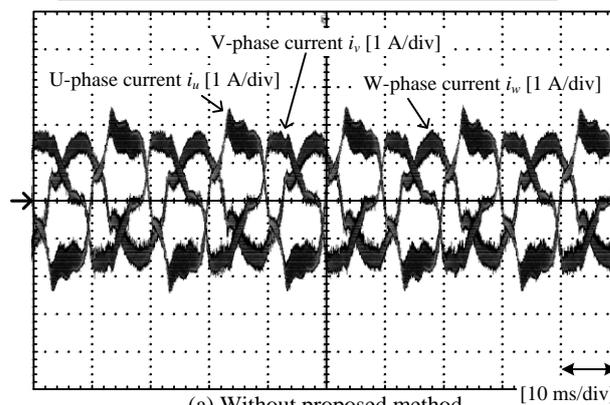


Fig. 5. Grid current waveforms

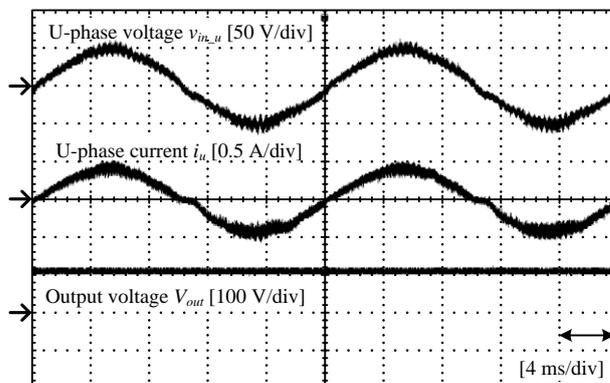


Fig. 6. U-phase waveforms of input voltage, input current and output voltage.

- (4) X. Yu, X. She, X. Zhou and A. Q. Huang: "Power Management for DC Microgrid Enabled by Solid-State Transformer", IEEE Trans., Vol.5, No.2, pp.954-965 (2014)
- (5) 青柳 和樹, 中西 俊貴, 伊東 淳一: 「マルチセルを用いた双方向単相中圧 Solid-State Transformer」平成 28 年度電位関係学会北陸支部連合大会, No.A3-21 (2016)
- (6) 中西俊貴, 伊東淳一: 「H ブリッジセルを用いた降圧形モジュラーマルチレベルコンバータの高パワー密度設計に関する検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-29 (2015)
- (7) 高井 大貴, 林 祐輔, 伊瀬 敏史: 「ISOP 接続を適用したマルチセル AC-DC コンバータの提案」平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No.1-69, pp.311-314(2016)
- (8) 林 祐輔, 高井 大貴, 松本 暁, 伊瀬 敏史: 「次世代直流給電システムにおけるマルチセルコンバータ方式を適用した直流トランスの効率化の基礎検討」電気学会論文誌 D, Vol.136, No.2, pp.152-161(2016)
- (9) 大城, 千住, 興那, 浦崎, 舟橋: 「無効電力分担を考慮した配電システムの電圧制御法」電学論 D, Vol.130, No.11, pp. 972-980 (2010)
- (10) X. Wang, J. Liu, S. Ouyang, T. Xu, F. Meng, S. Song: "Control and Experiment of an H-Bridge-Based Three-Phase Three-Stage Modular Power Electronic Transformer", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 31, Issue: 3, pp.2202-2011 (2016)
- (11) Y. Li, L. Fan: "Stability Analysis of Two Parallel Converters With Voltage-Current Droop Control", IEEE Transactions on Power Delivery, Volume: 32, Issue: 6, pp.2389-2397 (2017)

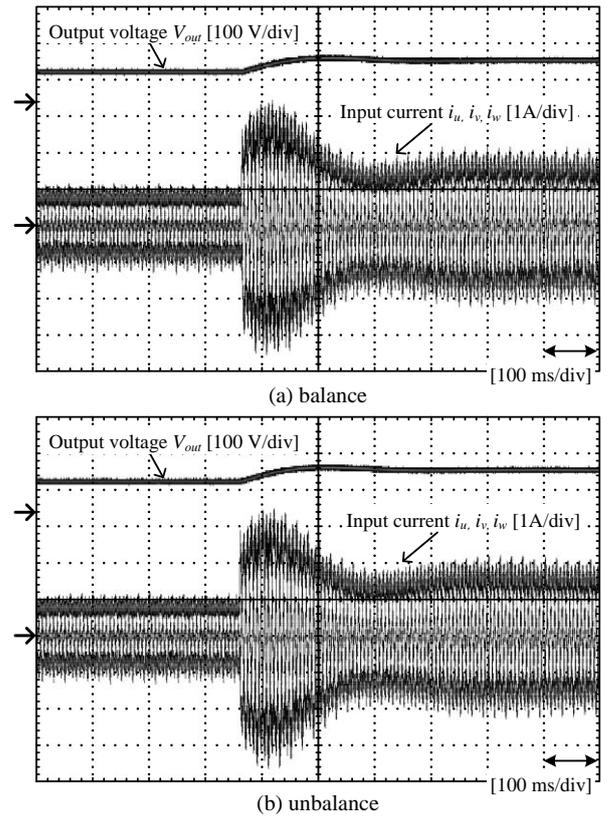


Fig. 7. Step response of output voltage and input current.

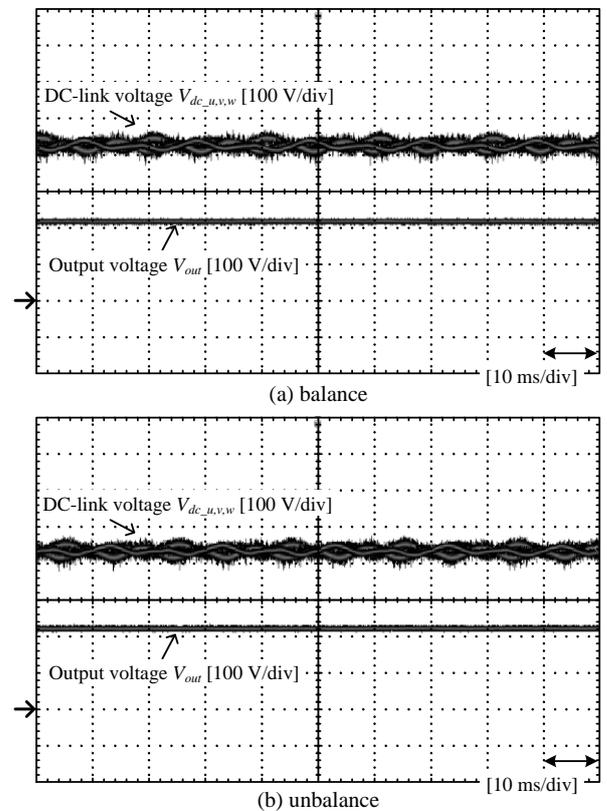


Fig. 8. Waveform of output voltage and DC-link voltage.