

欠相時にも運転継続可能な EV 充電器向け分散制御

大畠 慶太* 渡辺 大貴 伊東 淳一 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

Decentralized Control Method with Open-Phase Fault-Tolerant for Battery Charger for Electric Vehicle

Keita Ohata*, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a decentralized control method with an open-phase fault-tolerant of multi-cell-based power converter for electric vehicles (EV) applications. Some cells are connected in series to the closed phase when an open-phase fault occurs. In this case, the inductor current is controlled by multiple individual controllers, which causes control interference. The proposed decentralized method adds a current droop control to prevent the interference of the current controller. The battery charger with the proposed method continues to operate without interruption during the open-phase fault. The validity of the proposed method in the mode of open-phase was verified in the simulation. Moreover, the validity of the proposed method in the mode of normal (three-phase operation) is demonstrated with the 7.2-kW prototype.

キーワード：分散制御, 無線通信, 充電器, 欠相, レジリエンス
(decentralized control, wireless communication, charger, open-phase, resilience)

1. はじめに

近年, 環境負荷低減のために電気自動車(EV)の普及が進んでいる⁽¹⁾。今後, EV の利便性向上および短時間充電のために, EV 充電器の導入数および電力容量は国内外問わず増加していくことが予想される⁽²⁾。

EV 充電器等に適用される電力変換器を大容量化する方
法として, 小容量の電力変換器(セル)を直並列に接続し, 一
台の電力変換器を構成するマルチセル構成がある⁽³⁻⁴⁾。マル
チセル構成は回路容量によらず低耐圧, 低容量なスイッチ
ング素子が適用でき, 直並列接続するセル数を変更するこ
とでシステム容量を柔軟に変更できる。そのため, 電力変換
器の汎用設計が可能となり, 専用設計の場合よりも経済性
および拡張性に優れる。

マルチセル構成電力変換器の制御システムは一般にマス
タースレーブ方式の方が拡張性に優れる⁽⁵⁻⁶⁾。本方式は各セル
を制御するスレーブコントローラとそれらを統括するマス
タコントローラからなり, マスタースレーブ間に信号線が必要とする。配線は断線や接触不良のおそれがあるため, 多数
の信号線が必要なシステムは保守性が低下する。また, 接続
可能数はハードウェアによって制約を受けるため, 拡張性
が阻害される。

マスタースレーブ間の信号線を用いずにセルを分散制御
する一手法として仮想インピーダンスを用いた電圧ドルー

プ制御, 仮想アドミタンスを用いた電流ドループ制御が検討されている⁽⁷⁻⁸⁾。本方式は各セルの制御に他セルの電圧・
電流情報を用いない特徴がある。しかし, センサの温度ドリ
フト等により検出ゲインにアンバランスがある場合, セル
出力電力がアンバランスした状態で整定する。これを解消
するためには, 別途電力バランス制御が必要であるが, その
ためには高速通信のための信号線が必要であり, マスター
スレーブ間の信号線レス化の妨げとなっていた。

そこで, 著者らはセルを入力側並列, 出力側並列(Input-
Parallel-Output-Parallel, IPOP) 接続した電力変換システム
において, 数 ms オーダーの低速な無線通信を用いて入力電
流をバランスさせる制御法を提案している⁽⁹⁾。本手法の特長は
以下となる。

1. 低帯域な電圧制御系のアウトーループに瞬時値ではなく
実効値を元にした入力電流バランス制御を追加

2. 無線通信するパラメータに瞬時値を用いない

以上を実装することで, 低速な無線通信による電力バラ
ンス機能を有するマスタースレーブ間の信号線レス分散制
御を実現している。

一方, 電力システムは欠相や電圧低下, 電圧不平衡など系
統異常時でも系統から遮断されことなく健全相を用いて
運転を継続することが望ましい。入力がデルタ結線された
自律分散制御形マルチセル EV 充電器において欠相が発生
すると, 故障相と接続されている 2 つのセルが健全相に対

して直列接続され、システムの一部が入力側直列、出力側並列(Input-Series-Output-Parallel, ISOP) 構成となる。このとき、直列接続されたセル 2 つが独立したコントローラでそれぞれに電流制御を行うため、等価的に電流源が直列接続した状態となる。このとき、電流検出誤差や非同期駆動が原因で各電流制御器の出力が異なる場合には制御器が干渉し、システムが不安定化する。

本論文では開放状態の欠相を想定し、入力電流ドループ制御、出力電圧ドループ制御、入力電流バランス制御、入力電圧バランス制御を併用した欠相時にも運転継続可能な自律分散制御法を提案する。本提案法の特長は ISOP 構成の電力変換器において、独立したコントローラによる電流源の直列動作および電圧源の並列動作を ms オーダーの低速無線通信によって実現している点である。6 セルを用いた 7.2 kW 実機による通常モード運転およびシミュレーションによる欠相時動作の有用性を確認したため報告する。

2. 主回路構成

図 1 に提案するマルチセル形大容量 EV 充電器のシステム構成を示す。各セルは独立したスレーブコントローラによりセルの入力電流および出力電圧を制御している。また、出力電圧の指令値および各セル間との電力バランスを取るための各セル電流指令値は無線通信によりマスタコントローラから与える。

図 1 に示す各セルは単相 AC-DC コンバータであり、PFC(Power Factor Correction)回路と共振型絶縁 DC-DC コンバータで構成されている。PFC 回路は入力電流を正弦波状に制御することで力率改善動作を行う。共振型 DC-DC コンバータはトランスと直列に挿入したインダクタ L_s とコンデンサ C_s の直列共振を利用してソフトスイッチング動作を行う。デューティは 50% 一定で駆動し、オープンループ制御で動作させる。セル群の入力側は三相系統に対してデルタ結線で接続され、出力側は並列接続で構成される。そのため、本システムはセルの直並列数を変更することで、システム定格を柔軟に設計できる。

3. 従来法⁽⁹⁾における欠相時の問題点

図 2 に従来法(文献(9))の入力側主回路図を示す。スレーブコントローラはセルの入力電流 i_{uv} , i_{vw} , i_{wu} および出力電圧 V_{out} を PI 制御器によって制御する。

図 2 (b)に W 相 (Slave #3)が欠相した場合の等価制御ブロック図を示す。ここでは簡単化のため Cell #1 ~ #3 のみが接続されている場合について述べる。W 相欠相時には V-W cell, W-U cell が U-V 相に対して直列接続される。このとき、インダクタ L_{vw} および L_{wu} が直列接続された状態で独立したコントローラが個別にそれぞれの電流を制御しようとするた

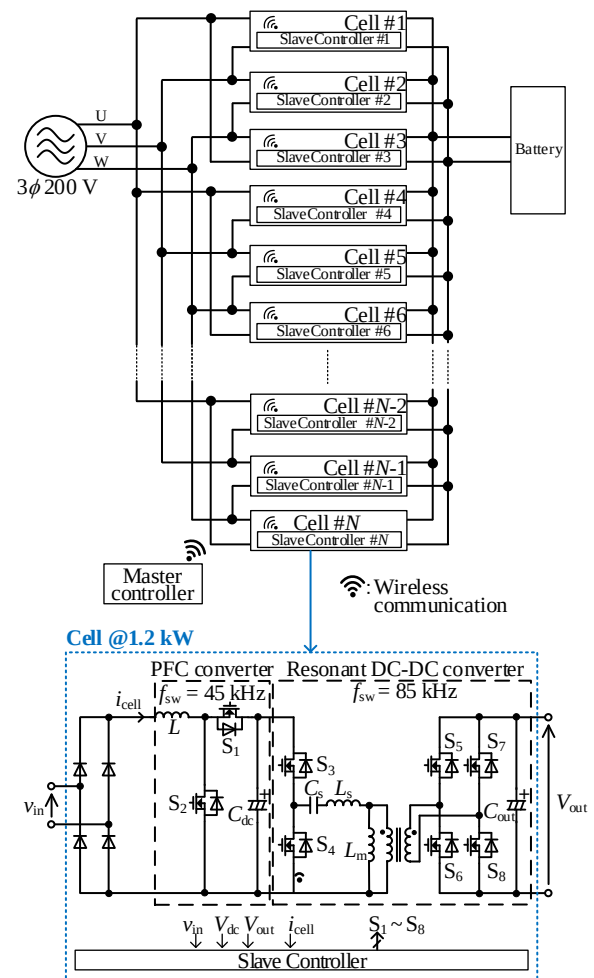
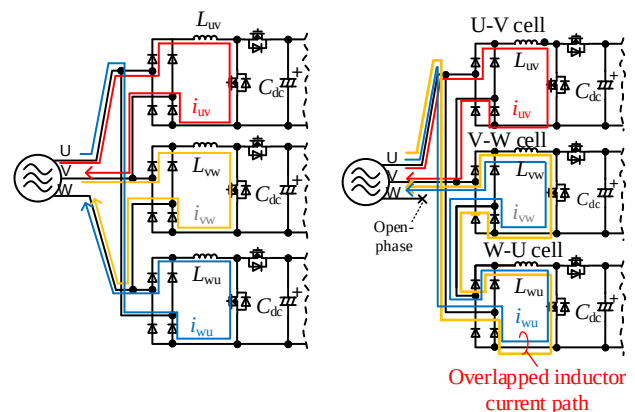


Fig. 1 Proposed battery charger for electric vehicle.

め、電流制御系間で干渉し、不安定化する。そこで本論文では欠相時の動作に対応した自律分散制御法を提案する。



(a) Normal.

(b) Open-W phase.

Fig. 2 Main circuit of conventional decentralized control⁽⁹⁾.

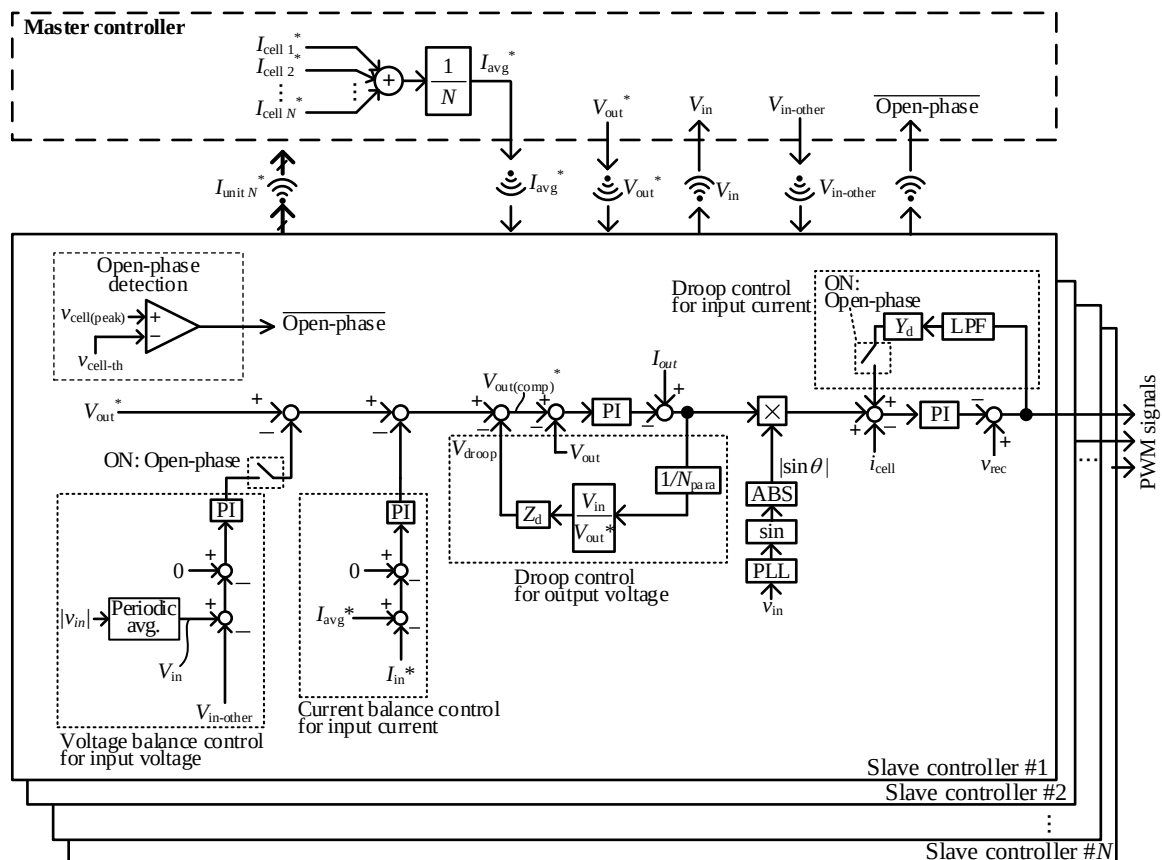


Fig. 3 Proposed decentralized control with open-phase fault-tolerant.

4. 提案自律分散制御法

図 3 に提案制御法の制御ブロック図を示す。提案制御では欠相時に発生する制御電流源同士の干渉を防止するために、入力電流制御に対するドループ制御を追加する。なお、電流センサの温度ドリフト等により検出誤差があった場合には、各セルの入力電圧をバランスさせる制御を追加することで、欠相時にも均一に電力分担させることができる。本制御では欠相の有無により、以下の 2 つのモードを用いて実現される。

〈4・1〉 Mode 1: 三相運転モード 本制御ではセルの入力電流 i_{cell} および出力電圧 V_{out} を PI 制御器で制御する。入力電流制御はダイオードブリッジ後段に接続されたインダクタの電流を制御するため、電源周波数 50 Hz を全波整流した 100 Hz の電流指令値を与える。100 Hz の電流指令値に追従させるため、電流制御系の帯域を 100Hz に対して十分高い 10000 rad/s (1.59 kHz) に制御ゲインを設計する。

出力電圧制御は入力電流バランス制御および出力電圧ドループ制御によって補正された出力電圧指令値 $V_{out(comp)}$ に追従するように出力電圧を制御する。この補正値を出力する過程では、低速な無線通信による数 ms 以上のむだ時間要

素が含まれている。そのため、出力電圧制御の帯域を高く設定すると、 $V_{out(comp)}$ 更新時に PI 制御器に入力される偏差が大きくなり、オーバーシュートあるいはアンダーシュートが発生する。そこで、出力電圧制御系の帯域を通信周期 4 sec で更新される通信パラメータに対して高速となりすぎないよう 30 倍程度の 50 rad/s (7.96 Hz) に設計する。

電圧ドループ制御は出力電圧制御系の出力に負帰還をかける形で実装される。本制御は、各スレーブ間に直列で仮想のドループインピーダンス Z_d を導入する。これにより、出力電流の増加に比例して出力電圧値が減少する。各セル出力電圧は電圧制御系による電圧源電圧から Z_d における電圧降下を差し引いた電圧が釣り合う点で安定する。ドループインピーダンス Z_d を大きくすることで、電圧制御系は安定しやすくなるが、仮想ドループインピーダンスで垂下する電圧が大きくなるため、出力電圧指令値に対する出力電圧の誤差が増大する。

入力電流バランス制御は出力電圧指令値 V_{out} に入力電流をバランスさせるための補正値を加算する。出力電圧検出値に誤差がある場合は、そのセルの出力電圧制御が誤差を含んだ出力電圧に追従させようとするため、セルの入力電流指令値がセルによって異なり、入力電流のアンバランス

が発生する。入力電流バランス制御はセルの電流指令平均値 I_{avg}^* から自セルの電流指令値 I_{cell}^* を減算し、平均値との偏差を算出する。この偏差がゼロとなるように PI 制御器によって出力電圧指令値 V_{out}^* から電圧ドロップ補正值 V_{droop} を減算する。入力電流バランス制御には無線通信によって取得する値 I_{avg}^* が含まれるため、通信周期によって制御帯域を決定する必要がある。

〈4・2〉 Mode 2: 欠相運転モード 欠相時には、Mode 1 制御に加えて入力電流ドロップ制御と入力電圧バランス制御を行う。

欠相検出は基準電圧 $V_{cell-th}$ と入力電圧のピーク値 $V_{cell(peak)}$ を比較することで行う。基準電圧は入力電圧ピーク値の 70% と規定する。入力電圧のピーク値が 3 周期連続して基準電圧を下回る場合は欠相が発生していると判定する。

電流ドロップ制御は入力電流制御系に負帰還を×形で実装される。図 4(a)に W 相欠相発生時の入力側の等価回路を示す。V-W セルおよび W-U セルが U-V 相に対して直列接続されているため、V-W セルおよび W-U セルの持つ入力電流制御によって、電流源が直列接続されている状態と等価である。電流源を直列に接続すると干渉が発生するため、各電流源に並列に仮想のドロップアドミタンス Y_d を導入する。

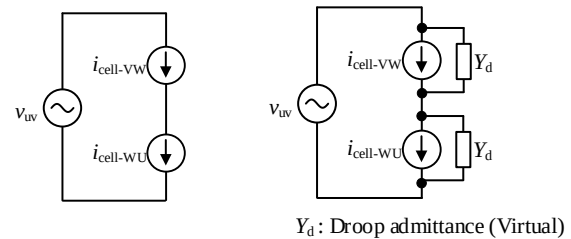
図 4(b)に入力電流ドロップ制御を導入した場合の入力側等価回路図を示す。入力電流ドロップ制御では入力電圧の増加に比例して、電流源からの出力を減少させる。本制御により、各セル入力電流はドロップアドミタンスによって垂下した入力電流が全てのセルで一致する条件で整定する。ドロップアドミタンス Y_d は大きいほど非干渉化の効果が大きくなるが、ドロップアドミタンスに分流する電流が増加するため、入力電流指令値に対する入力電流の誤差が増大する。

入力電圧バランス制御は出力電圧指令値 V_{out}^* に入力電圧をバランスさせるための補正值を加算する。入力電圧検出に検出誤差がある場合は他のセルとの負荷分担に偏りが生じる。入力電圧バランス制御はコントロールしているセルの入力電圧 V_{in} から直列接続されている他セルの電圧 $V_{in-other}$ を減算し、この偏差がゼロとなるように PI 制御器によって出力電圧指令値 V_{out}^* から補正值 V_{vib} を減算する。

入力電圧バランス制御は無線通信によって取得する値 $V_{in-other}$ が含まれるため、通信周期によって制御器帯域を決定する必要がある。

5. シミュレーション結果

〈5・1〉 Mode 1: 三相運転モード 図 5 に三相運転モード時の入力電圧、出力電圧を示す。出力電圧指令値を 350 V とし、負荷に 40.8Ω を接続している。Cell #1 の出力電圧検出値には +1 % の誤差を加えている。シミュレーションの結果、出力電圧が指令値 350 V に誤差 1% 以内で追従している。



(a) Without current droop control. (b) With current droop control.
Fig. 4 Equivalent circuit of input side at open-W phase.

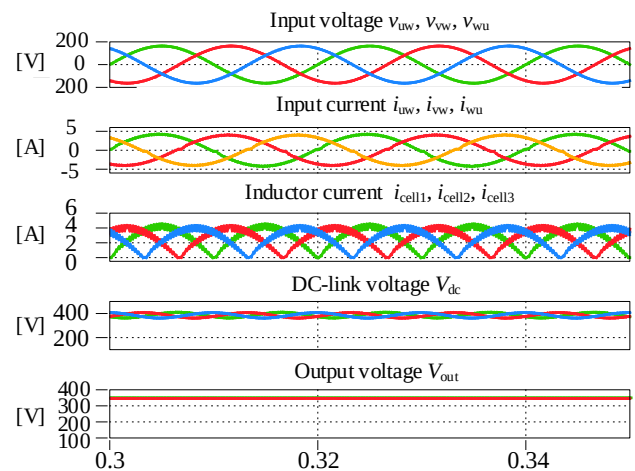


Fig.5 Input / Output waveforms in mode 1: Normal (three-phase operation).

また、出力電圧ドロップ制御により、各セル出力電圧制御が非干渉化され、安定して動作している。また、定常状態において、各相の電流振幅 $\hat{i}_{cell1}, \hat{i}_{cell2}, \hat{i}_{cell3}$ は 3.31 A であり、出力電圧検出誤差が相殺され、電力分担が均一になっていることが確認できる。

〈5・2〉 Mode 2: 欠相運転モード 図 6 に W 相が欠相した場合における、欠相運転モード時の整流後入力電圧、出力電圧、各セルインダクタ電流を示す。Cell #2 (V-W 相) の入力電流検出値に +1% の誤差を重畳している。電流ドロップ制御、入力電圧バランス制御がない場合、電流制御系の干渉、電力アンバランスが発生する。図 7 ではインダクタ電流が全波整流状にそれぞれのインダクタ電流が制御されており、電流ドロップ制御による非干渉化が達成できている。また、整流後の電圧 V_{rec1}, V_{rec2} を比較すると、振幅の差異が 5 % 以下であり、入力電圧バランス制御によって電力がバランスしていることが確認できる。

6. 実験結果

本稿では、提案法の基礎検討として Mode 1 の三相運転モードについて 7.2 kW 6 セル主回路を用いて実機実験を行った。

表 1 に使用した無線通信モジュールの仕様を示す。本システムでは 920 MHz 帯無線モジュール MH920 (沖電気工業)を使用した。表 2 には実験条件を示す。

〈6・1〉 定常応答 図 6 に通常時の U-V 間入力電圧, 各セル入力電流, 出力電圧を示す。出力電圧指令値 V_{out}^* を 350 V に設定した。図 6 (a)にセル 1 の出力電圧検出値に+1%の誤差を重畳し, 電流バランス制御を行わない場合のセル入力電流波形を示す。セル 1 では実電圧よりも高く出力電圧が検出されるため, セル 1 の電流を低減させようとし, $i_{cell\#1}$ の振幅が特に小さくなる。各セルの入力電流実効値は $i_{cell\#1}=3.5$ A, $i_{cell\#2}=4.6$ A, $i_{cell\#3}=4.9$ A, $i_{cell\#4}=5.4$ A, $i_{cell\#5}=5.2$ A, $i_{cell\#6}=4.7$ A となっている。この時, (1)式で定義する入力電流アンバランス率を算定すると, 26 %となる。

$$\varepsilon_{crr} [\%] = \left| \max \left\{ \frac{I_{cell1}^* - I_{avg}^*}{I_{avg}^*}, \frac{I_{cell2}^* - I_{avg}^*}{I_{avg}^*}, \frac{I_{cell3}^* - I_{avg}^*}{I_{avg}^*}, \frac{I_{cell4}^* - I_{avg}^*}{I_{avg}^*}, \frac{I_{cell5}^* - I_{avg}^*}{I_{avg}^*}, \frac{I_{cell6}^* - I_{avg}^*}{I_{avg}^*} \right\} \times 100 \right| \quad (1)$$

Table I. Specification of wireless communication module.

Manufacture	Oki Electric Industry
Frequency band	920 MHz
Product name	Coordinator: MH920-Mod<1><0S> Router: MH920-Mod<1><0W>
Module size	23.9 mm × 40.9 mm × 5 mm
Maximum number of connection	100

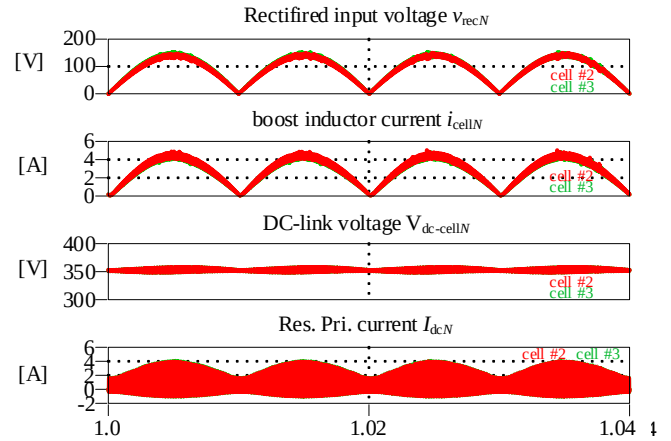
Table II. Experimental condition.

Quantity	Symbol	value
Input voltage	V_{in}	200 V _{rms}
Rated output power	P	7.2 kW
DC-link capacitance	C_{conv}	1080 μF ($H = 35$ ms)
Output capacitance	C_{out}	1080 μF ($H = 35$ ms)
Input inductance	L	3 mH ($\%Z = 2.8\%$)
Switching frequency (PFC)	$f_{sw(PFC)}$	45 kHz
Switching frequency (Res. DC-DC)	$f_{sw(DC-DC)}$	85 kHz
Angular frequency of PI controller for input current	ω_{ACR}	10000 rad/s
Angular frequency of PI controller for output voltage	ω_{AVR}	50 rad/s

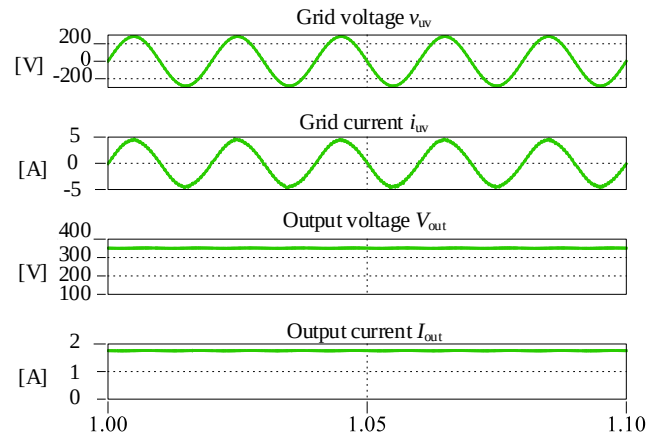
H : Unit capacitance constant of output capacitance based on converter capacity

図 7 (b)に入力電流バランス制御を付加した場合のセル入力電流波形を示す。各セルの入力電流実効値は $i_{u1}=4.4$ A, $i_{v1}=4.8$ A, $i_{w1}=4.9$ A, $i_{u2}=4.7$ A, $i_{v2}=4.7$ A, $i_{w2}=4.5$ A となり同様に電流アンバランス率を算出すると 6 %となる。入力電流バランス制御により電流アンバランス率が 78 % 改善している。現状では電流アンバランスが最大 6%残存しているが, これは通信周期と入力電流バランス制御, 入力電圧バランス制御の比例ゲインおよび積分時定数の調整によって改善が可能である。

〈6・2〉 ステップ指令応答 図 8 に出力電圧指令値を 350 V から 400 V にステップ変化させた場合の過渡応答を示す。マスタとスレーブ間の通信は Slave 1, 2, ..., N の順で逐次処理するため, 各セルの出力電圧指令値の更新タイミングが異なる。本実験条件ではおよそ 1 秒毎に出力電圧指令値が 350 V から 400 V に更新され, 更新されたセルから順に入力電流が増加している。全ての出力電圧指令値が更新完了すると電圧ドループ制御および入力電流バランス制御

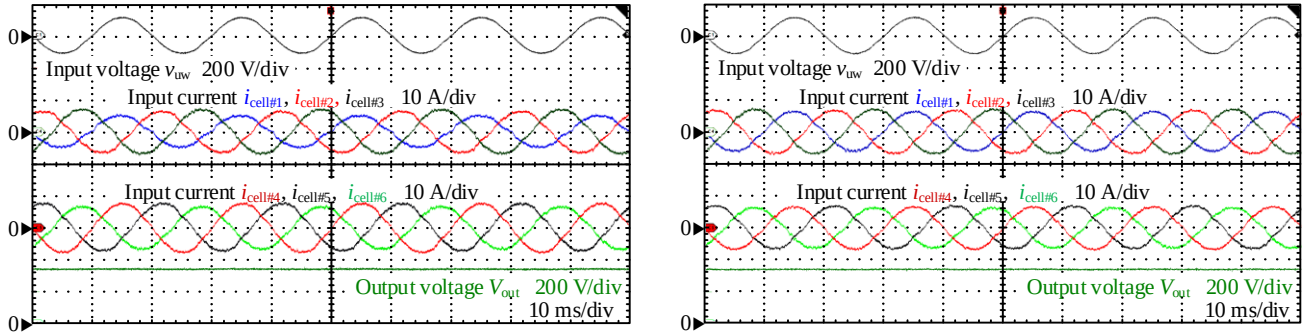


(a) Input / Output waveform of cell converter.

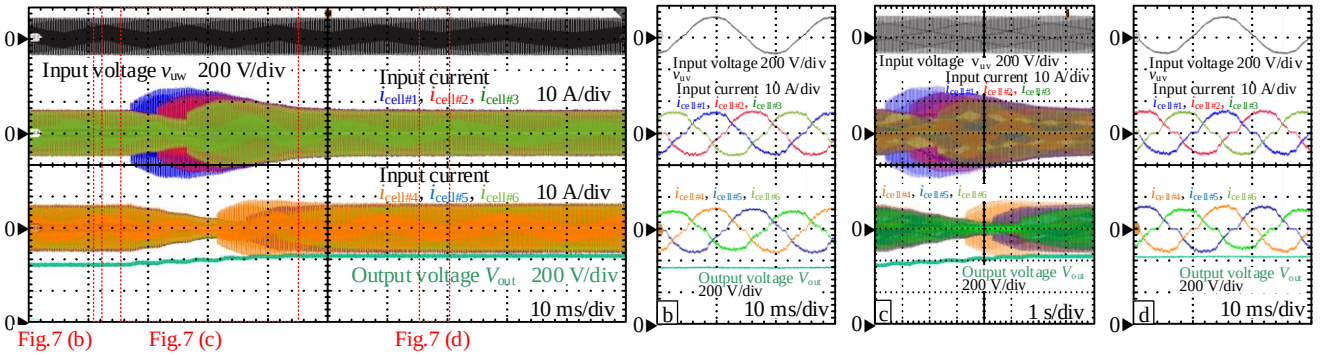


(b) Input / Output waveform of system.

Fig.6 Input / output waveform at each cell in mode 2: open-W phase.



(a) Without input current balance control. (b) With input current balance control.
Fig. 7 Input/output waveforms when detected output voltage value of cell #1 is added to +1 % error.



(a) Outline. (b) Extended Fig. 8 (a): Before changing output voltage command. (c) Extended Fig. 8 (a): Transient. (d) Extended Fig. 8 (a): After changing output voltage command.
Fig. 8 Input current and output voltage waveforms in mode 1: Normal, step reference response, $V_{out}^* = 350 \text{ V}$ to 400 V .

により電力分担が平衡した状態で整定していることが分かる。

7. まとめ

本稿では、欠相時にも継続運転可能な EV 充電器向け自律分散制御法を提案した。入力デルタ結線された IPOP 構成の自律分散制御形マルチセル EV 充電器において欠相が発生すると、故障相と接続されている 2 つのセルが健全相に対して直列接続され、それらが独立して電流制御を行うため入力電流制御系が干渉する。そこで、入力電流に対してドループ制御を適用して入力電流制御系間の非干渉化を行った。また、電流検出ゲインのアンバランスによる直列接続されたセル間の電力アンバランスを抑制するために入力電圧バランス制御を付加した。通常制御については 7.2 kW 定格実機にて動作を確認し、欠相時制御についてはシミュレーションにおいて有用性を確認した。

今後は欠相時および通常から欠相時への過渡時の実機検証を行う予定である。

文 献

- (1) 経済産業省: 「令和 3 年版 通商白書」 (2021)
- (2) International Energy Agency, "Global EV Outlook 2021", (2021)
- (3) L. Zheng, R. P. Kandula and D. Divan, "Soft-Switching Solid-State Transformer With Reduced Conduction Loss," in IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 36, no. 5, pp. 5236-5249 (2021)
- (4) L. Zheng et al., "SiC-Based 5-kV Universal Modular Soft-Switching Solid-State Transformer (M-S4T) for Medium-Voltage DC Microgrids and Distribution Grids," in IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 36, no. 10, pp. 11326-11343 (2021)
- (5) H. Wang, M. Han, R. Han, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "A Decentralized Current-Sharing Controller Endows Fast Transient Response to Parallel DC-DC Converters," in IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 5, pp. 4362-4372 (2018)
- (6) Z. Liu et al., "Existence and Stability of Equilibrium of DC Micro-Grid Under Master-Slave Control," in IEEE Trans. on Power Systems, vol. 37, no. 1, pp. 212-223 (2022)
- (7) 安達匡一, 渡辺大貴, 日下佳祐, 伊東淳一: 「自律分散型三相 AC-DC コンバータにおけるドループ制御のゲイン設計法」, 半導体電力変換研究会, Vol. , No. SPC-18-142, MD-18-102, pp. 31-36 (2018)
- (8) 山ノ口皓喜, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「自律制御セルにより構成された電力変換システムにおけるセル間の非干渉化に関する基礎検討」 半導体電力変換研究会, No. SPC-20-101, pp. 49-54, (2020)
- (9) K. Ohata et al., "Decentralized Control Using Wireless Signal Communication for Solid-state Transformer with Cascaded Chopper Cell," 2020 IEEE 9th IPEMC, pp. 531-537 (2020)