

自律分散型三相 AC-DC コンバータにおける ドロップ制御のゲイン設計法

安達 匡一* 渡辺 大貴 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Design Method of Droop Control Gain in Three-Phase AC-DC Converter with Autonomous Distributed Control

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

This paper proposes autonomous distributed control method for the multi-modular isolated three-phase AC-DC converter. Multi-modular topologies, which have multiple modules, are suitable for high voltage rapid charging of an onboard battery of electric vehicles. In conventional control for multi-modular topology, balance control with fast response must be employed by centralized controller. In the proposed method, the high-speed communication between the controller on each module and centralized controller is not needed because the input current and the output voltage is autonomously controlled by each distributed controller on the modules. As a results confirmed that the input current is balanced among the modules without high-speed response main controller.

キーワード：ドロップ制御，電気自動車向け充電器，自律分散制御，力率改善回路
(Droop control, EV charger, Autonomous distributed control, 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⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。しかし従来の単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⁽⁶⁾⁻⁽¹⁰⁾。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・低損失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。一方で，マルチセル構成では各セルコンバータ間の検出ゲイン誤差が動作を不安定化させる問題がある。したがって集中型制御によって各相の電流を常にオンラインで制御する。そのためマスターコントローラとスレーブコントローラは電圧・電流制御器の応答速度以上の速度で通信する必要があるため制御回路は有線での接続が想定される⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。しかし多重セル構成では大量の信号線が必要となるため，構成が煩雑化しやすい。

そこで筆者らは，各セルに応答速度の早い主要制御機能を内包した絶縁型三相 AC-DC コンバータの自律分散制御法を提案している⁽¹³⁾。本制御法では，セルコントローラ側でフ

ードバック制御といった比較的早い応答が要求される制御を行う。一方，メインコントローラでは，各相の入力電流指令値の平均化など応答の遅い制御を行う。セルコントローラはメインコントローラを介して情報を共有するが，セルコントローラとメインコントローラ間は低速で通信すればよい無線通信での接続が可能となり，信号線数の削減が可能である。また提案する自律分散制御は，ドロップ制御と電流バランス制御から構成される。ドロップ制御は，電圧ゲインアンバランスに対する補償を行い，電流バランス制御は，各相の入力電流実効値を均一にするように電流アンバランスを補償する。ここで，ドロップ制御におけるドロップゲインの設計法については未検討であった。

本論文では，自律分散制御におけるドロップ制御のゲイン設計手法を検討する。ドロップゲインの下限値はセンサの温度ドリフト及び整定誤差といった検出ゲイン誤差のワーストケースから決定することができる。また，ドロップ制御では垂下特性によって出力直流電圧が変動する。そこで本論文では等価回路を用いて垂下電圧とドロップゲインの関係を明らかにする。これによりアプリケーションで要求される仕様を満足するようにドロップゲインを設定することができる。シミュレーションより，ドロップ制御による垂

下電圧が理論値とシミュレーションで一致することを確認した。またドループ制御のみと比較して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 49.4%から 0.1%に改善した。したがって検出ゲイン誤差が生じた際も入力電流がバランスすることを確認したので報告する。

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(PFC 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 の直列共振を利用することで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。

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

(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セルコントローラとセル同士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)などの高速な応答が要求される制御を行う。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に 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、昇圧リアクトルに流れる電流を全波整流状に制御する。全波整流状に制御することで整流器一次側電流は正弦波となり電源側の力率を改善することができる。この時の電流指令値 $i_{L_u,v,w}^*$ は(2)式で与えられる。

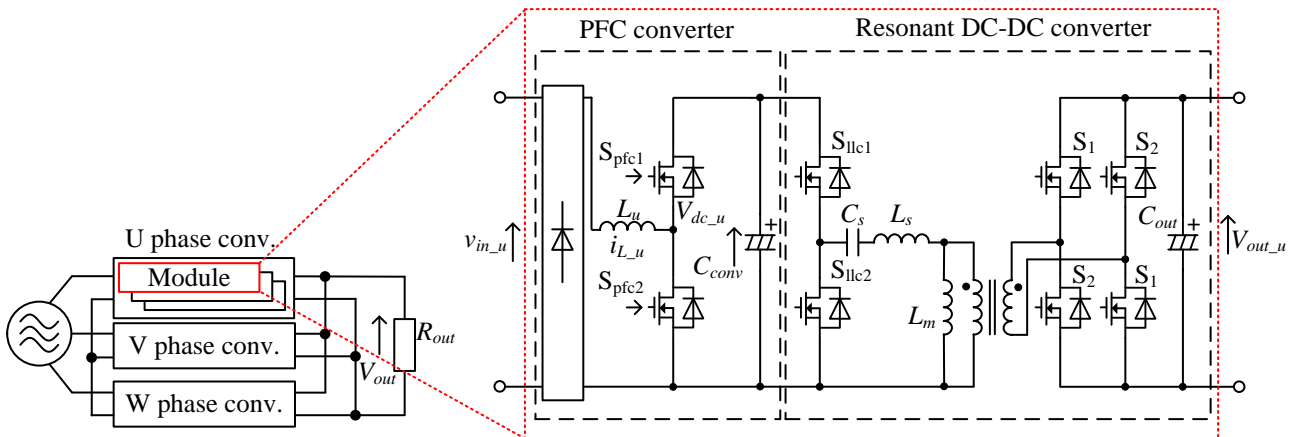


Fig. 1. Configuration of isolated three-phase AC-DC converter with autonomous distributed control.

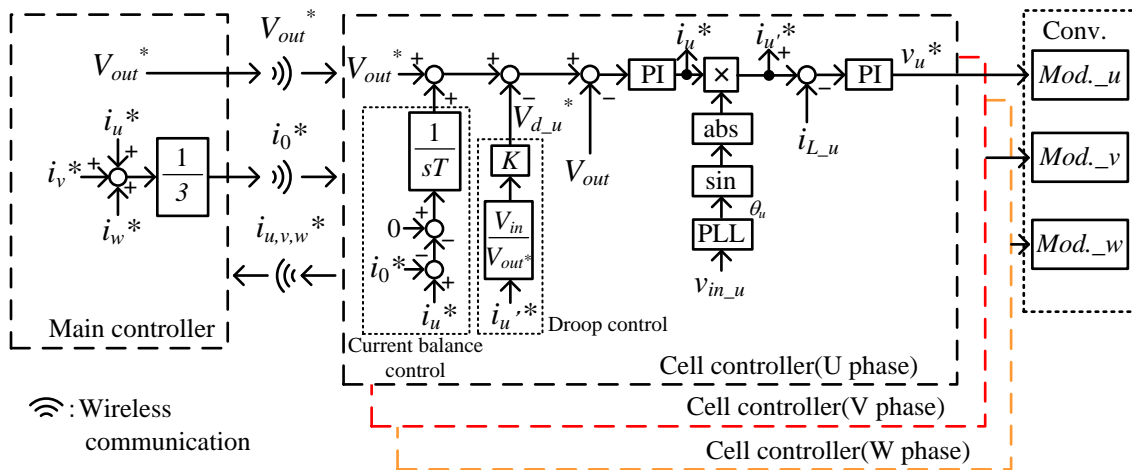


Fig. 2. Control block diagram of proposed circuit.

$$\begin{aligned}
i_{Lu}^* &= I_{amp} |\sin \theta| \\
i_{Lv}^* &= I_{amp} \left| \sin \theta + \frac{2\pi}{3} \right| \dots\dots\dots(2) \\
i_{Lw}^* &= I_{amp} \left| \sin \theta + \frac{4\pi}{3} \right|
\end{aligned}$$

ここで、 I_{amp} は振幅指令である。また位相情報はPLLを用いることで取得する。この時、ACRの応答速度はAVRに対して十分早く設計することで、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ため、各相の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ため、三相交流の位相差によって出力直流側の瞬時電力はほぼ一定となる。また、入力電流は単相セルを用いて相毎に独立してフィードバック制御される。最後に、絶縁に使用する共振型DC-DCコンバータはデューティ50%でオープンループ駆動とする。

〈2・3〉 ドループ制御におけるゲイン設計

図3にドループ制御適用前後の出力直流側の等価回路を示す。ここで、 $V_{out,u,v,w}$ は各セルの出力電圧、 V_{out} は負荷に印加される出力電圧である。また各セルは個別にAVRを適用しているため、図3ではそれぞれを理想電圧源と仮定している。実際のシステムでは、温度ドリフトや整定誤差によって検出器に誤差が発生する可能性がある。この時、各AVRの制御器は検出器が出力する電圧に対して動作するため、実際の各相電圧には検出誤差分のアンバランスが発生する。図3(a)よりISOP接続では、全ての等価電圧源が並列に接続された構成を取るから、基準電位から見た各相電圧は必ず一致していないとキルヒホッフの電圧則が成り立たず、結果制御が破綻する。そこでドループ制御では出力電圧に対して垂下特性をもたせることで制御系を安定化させる。

図3(b)にドループ制御適用後の出力直流側の等価回路を示す⁽¹⁴⁾⁻⁽¹⁷⁾。各相の電圧源に対して直列に仮想抵抗 Z_K を定義し、相電圧と Z_K の電圧降下の和が各相で等しくなるよう出力直流電圧が調整されればよい。

ドループ制御はAVRの電圧指令値に対して付与する。ドループ制御が出力する垂下電圧 $V_{d,x}$ は各相電流とドループゲイン K から(3)式で表される。

$$V_{d_{u,v,w}} = \frac{V_{in}}{V_{out}^*} K \times i_{u,v,w} \dots\dots\dots(3)$$

なお、垂下電圧には一次側と二次側の電圧比を考慮し、無次元化した電圧ゲインを乗じている。

一方、仮想抵抗に流れる電流は(4)式で表せられる。

$$\begin{aligned}
i_x &= \frac{1}{Z_K} \left[V_{out_x} - \left\{ \frac{R_{out} (V_{out_u} + V_{out_v} + V_{out_w})}{3R_{out} + Z_K} \right\} \right] \\
&= \frac{1}{Z_K} (V_{out_x} - V_{out}) \dots\dots\dots(4) \\
&(x = u, v, w)
\end{aligned}$$

ここで、 V_{out} は出力直流電圧、 $V_{out,x}$ は誤差を含んだ各相の出力電圧である。(4)式から、各セルの出力電流は $V_{out,x}$ と V_{out} の電位差と仮想抵抗によって決定する。このとき、全てのセルで $V_{out,x} > V_{out}$ の条件を満たさなければならない。なぜなら $V_{out,x}$ が小さくなると出力電流が負となり、出力から入力に電流が逆流し、制御が発散するためである。各セルの制御を発散させない条件は各相の出力電流が正であることである。そのため各セルの出力電流を正にするためには、 $V_{out,x}$ を V_{out} より高くする必要がある。 V_{out} に着目すると(4)式よりドループ制御を適用した際の出力電圧は(5)式で表される。

$$V_{out} = \frac{V_{out_u} + V_{out_v} + V_{out_w}}{3 + K_{p.u.}} \dots\dots\dots(5)$$

ここで、 $K_{p.u.}$ は定格インピーダンス Z_{out} を基準量とした時のドループゲイン K の割合である。(5)式より、 V_{out} はドループゲインに応じて低下するため、 V_{out} が $V_{out,x}$ より常に低くなるようドループゲインを決定すれば制御は発散せず動作させることができる。

次にドループゲインを決定するために電圧検出器に検出誤差が含まれる場合を検討する。簡単化のために1つのセルに検出誤差が含まれると仮定し検出誤差を Err_x [p.u.]と定義すると、(5)式より検出誤差を含む出力直流電圧は(6)で表される。

$$\begin{aligned}
V_{out} &= \frac{V_{out}^* (1 + Err_x) + V_{out}^* + V_{out}^*}{3 + K_{p.u.}} \dots\dots\dots(6) \\
&= V_{out}^* \frac{1 + \frac{1}{3} Err_x}{1 + \frac{1}{3} K_{p.u.}}
\end{aligned}$$

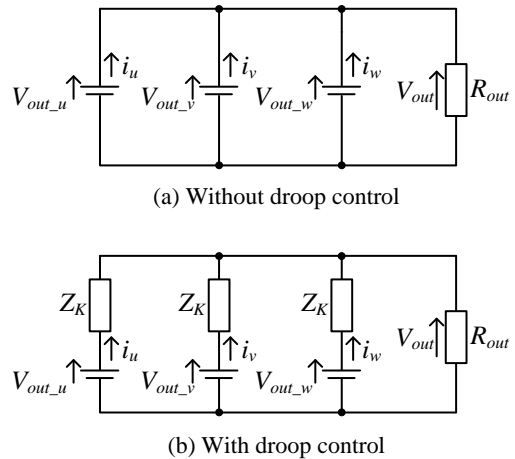


Fig. 3. Equivalent circuit.

ここで V_{out}^* は出力電圧指令値である。(6)式より出力電圧は出力電圧指令値、検出誤差およびドループゲインによって決定することが分かる。したがってドループ制御によって V_{out} を $V_{out,x}$ より小さくするための $K_{p,u}$ の下限値は(7)式となる。

$$Err_x < K_{p,u} \dots \dots \dots (7)$$

次にドループゲインの上限値について議論する。(7)式を満たすようにドループゲインを決定することで各相の出力電圧は制御できるが、出力直流電圧はドループゲインに応じて低下するため、実際のシステムに適用する場合は、許容できる電圧の低下率に合わせてドループゲインを決定する。また、(4)式よりドループ制御のみでは検出電圧とドルー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。したがって各相の入力電流が不平衡し系統に接続することが出来ないため各相の電流を平衡させる必要がある。

〈2・4〉 電流バランス制御

センサゲインにアンバランスがあり、単純にドループ制御によって補償すると、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。電流バランス制御では、まず図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(8)式で表される。

$$i_0^* = \frac{i_u^* + i_v^* + i_w^*}{3} \dots \dots \dots (8)$$

従来の集中型制御による入力電流のバランス制御では、

Table 1. Simulation condition.

Input voltage	v_{in}	400 V
Rated power	P	150 kW
Converter capacitance	C_{conv}	48 μ F
Output capacitance	C_{out}	680 μ F
Input inductance	L	7 μ H
Load resistance	R_{out}	1.67 Ω
Voltage reference	V_{dc}^*	500 V
Switching frequency (PFC)	f_{sw}	20 kHz
Resonant frequency (Resonant DC-DC converter)	f_o	50 kHz
Angular frequency of ACR	ω_{ACR}	6000 rad/s
Angular frequency of AVR	ω_{AVR}	50 rad/s
Trans turns ratio	$N_1:N_2$	1.0

電圧制御によって生成された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通信速度を十分早く設計する必要がある。したがって、メインコントローラには早い通信速度が要求される。その結果、メインコントローラとセルコントローラに高速通信が必要なたため無線による通信は困難である。一方、提案制御では電流バランス制御を電圧制御のアウトーループに適用するため、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、高速で通信し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. ゲイン設計及びシミュレーション結果

本章では、ドループ制御のゲイン設計及び提案回路についてシミュレーションにより 1)ドループ制御と 2)ドループ制御と電流バランス制御を組み合わせ 2 つの動作を検証する。

表1に CHAdeMO 規格の仕様を用いてゲインの設計をするための計算条件を示す。本規格のロードマップでは、150 kW(500 V/300 A)での充電を想定している。CHAdeMO 規格で許容される出力電圧低下は 5%であるため出力電圧指令値が 500 V の時、475 V~500 V となる⁽¹⁸⁾。したがって検出誤差を 0.05p.u. と仮定すると(6)式よりドループゲインの最大値は 0.21p.u. である。

シミュレーション条件は表1を用いる。図1では、各相は複数のモジュールで構成されているが簡単化のため各相は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。系統周波数を 50Hz としたとき2倍周波数成分が 100Hz となるため、カットオフ周波数は 628 rad/s となる。したがって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 150 kW とし、入力電圧は線間で 400 V となるよう設定した。

図4にドループゲインが検出誤差を下回る時のシミュレーション結果を示す。このとき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 0.05p.u. 低下させた。ドループゲインは 0.01p.u. とし検出誤差よりも低い値に設定した。図4よりドループゲインが検出誤差を下回るとき、誤差の無い相の入力電流は負に発散することが分かる。また、出力電圧には単相電力脈動が発生している。次に提案法の効果を確認するため検出誤差 0.05p.u. としドループゲインは(6)式より 0.10p.u. とし検出誤差よりも高い値に設定した。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 5 にドロップ制御のみ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シミュレーション結果を示す。図 5 より、ドロップ制御のみとドロッ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。ドロップ制御のみの場合、電流アンバランス率は、49.4%となった。一方、ドロッ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 0.1%に抑制でき、ドロップ制御のみの時と比べて電流のアンバランスを改善された。このことにより電流バランス制御の有用性を確認した。

また、このときの入力電流 THD は 0.09%である。図 5 より出力電圧はドロップ制御によって垂下されるが指令値 500 V に対して 494V と図 4 の計算値 492V とほぼ一致しており、一定かつ安定した動作ができていることを確認した。また、単相の AC-DC コンバータでは、出力に系統周波数の 2 倍周波数で単相電力脈動が発生する。提案システムでは各相の出力を並列に接続しているため脈流が相殺され、直流成分のみとなる。図 5 より、ドロップ制御のみでは、各相の電流振幅が異なるため出力電圧に脈流が発生しているが電流バランス制御を適用すると各相の電流が平衡するため脈流が解消されている。したがって入力電流の正弦波化、出力電圧の直流化を達成していることから各相は単相の AC-DC コンバータとして動作出来ていることが確認できる。

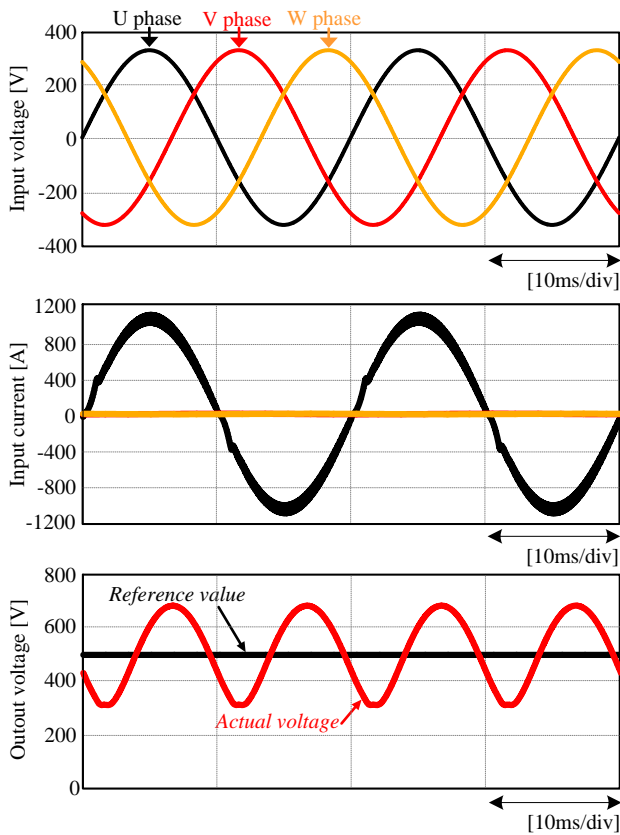
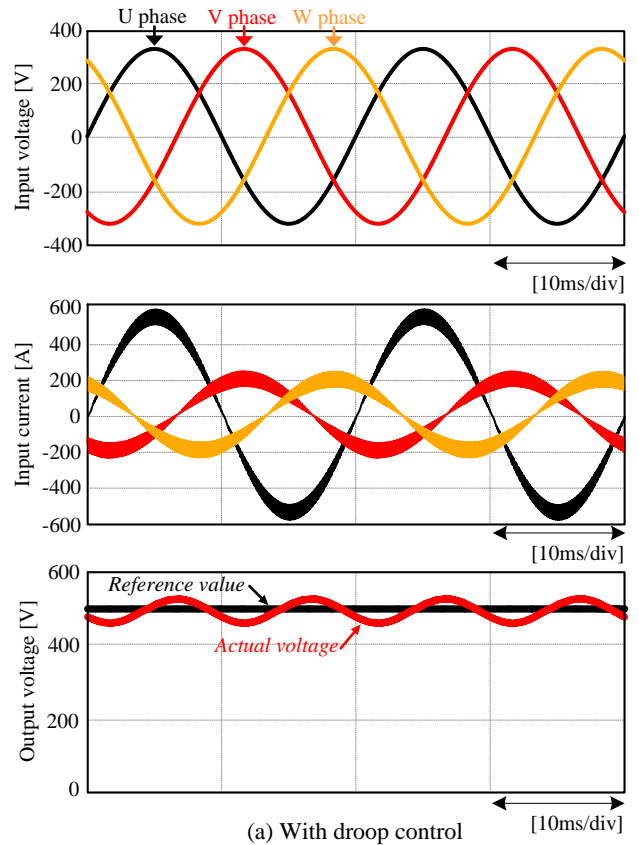
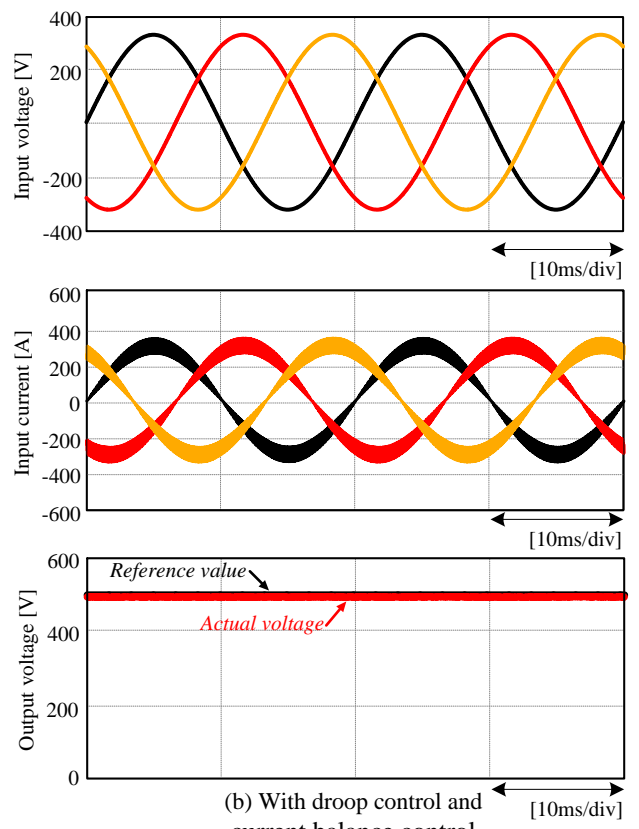


Fig. 4. Waveforms of without proposed method input current and output voltage.



(a) With droop control



(b) With droop control and current balance control

Fig. 5. Waveforms of input voltage, input current and output voltage.

図 6 にドロップゲインと出力電圧の関係について示す。ドロップゲインを 0.01p.u.から 0.30p.u.まで変化させた。図 6 より計算結果とシミュレーション結果が最大誤差 2%以内で一致することを確認した。

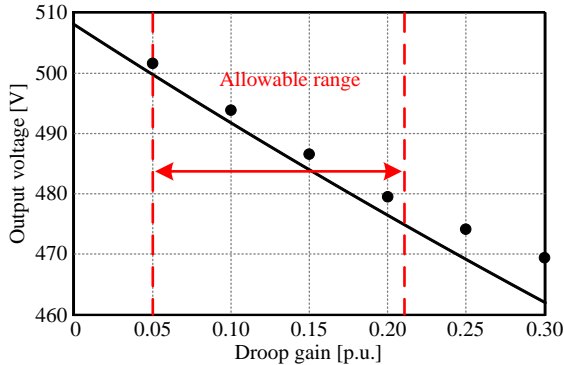


Fig. 6. Relation between Droop gain and Output voltage

5. まとめ

本論文では、絶縁型三相 AC-DC コンバータの自律分散制御におけるドロップゲイン設計法を提案した。ドロップゲインを検出誤差以上に設定することで検出器のゲインアンバランスを抑制できることを明らかにした。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ロップ制御と電流バランス制御を適用することで入力電流のアンバランス率を 49.4%から 0.1%まで低減することができることを確認した。今後の検討として、過渡応答を考慮したゲイン設計を検討する。

文 献

- (1) CHAdeMO 協議会第六回総会資料, p.21 (2016)
- (2) J. Lu, A. Mallik, A. Khaligh: "Dynamic Strategy for Efficiency Estimation in a CCM-Operated Front-End PFC Converter for Electric Vehicle Onboard Charger", IEEE Transactions on Transportation Electrification, Volume: 3, Issue: 3, pp.545-553 (2017)
- (3) D. Kim, M. Kim, B. Lee: "An Integrated Battery Charger With High Power Density and Efficiency for Electric Vehicles", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 32, Issue: 6, pp.4553-4565 (2017)
- (4) A. Mallik, W. Ding, A. Khaligh: "A Comprehensive Design Approach to an EMI Filter for a 6-kW Three-Phase Boost Power Factor Correction Rectifier in Avionics Vehicular Systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 66, Issue: 4, pp.2942-2951 (2017)
- (5) J. Teng, S. Liao, C. Wen: "Design of a Fully Decentralized Controlled Electric Vehicle Charger for Mitigating Charging Impact on Power Grids", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 53, Issue: 2, pp.1497-1505 (2017)
- (6) 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)
- (7) X. Yu, X. She, X. Zhou, X. Ni and A. Q. Huang: "Sysytem Integration and Hierarchical Power Management Strategy for a Solid-State Transformer Interfaced Microgrid System", IEEE Trans., Vol.29, No.8, pp.4414-4425 (2014)

- (8) H. Chen, A. Prasai, R. Moghe, K. Chintakrinda, D. Divan: "A 50-kVA Three-Phase Solid-State Transformer Based on the Minimal Topology: Dyna-C", IEEE Transactions on Power Electronics., Vol.31, Issue.12, pp.8126-8137 (2016)
- (9) J. Itoh, K. Aoyagi, K. Kusaka, M. Adachi: "Single-phase Solid-State Transformer Using Multi-cell with Automatic Capacitor Voltage Balance Capability" The 2018 International Power Electronics Conference, Niigata, pp.2237-2244 (2018)
- (10) M. Nakahara, and K. Wada: "Loss Analysis of Magnetic Components for a Solid-State-Transformer", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.7, pp.387-394, (2015)
- (11) 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)
- (12) 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)
- (13) 安達匡一, 青柳和樹, 永井悟司, 日下佳祐, 伊東淳一: 「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」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-18-059,PSE-18-035,SPC-18-080, pp.87-92 (2018)
- (14) 大城, 千住, 興那, 浦崎, 舟橋: 「無効電力分担を考慮した配電系統の電圧制御法」電学論 D, Vol.130, No.11, pp. 972-980 (2010)
- (15) 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)
- (16) N. F. Avila, C. Chu: "Distributed Pinning Droop Control in Isolated AC Microgrids", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 53, Issue: 4, pp.3237-3249 (2017)
- (17) X. Chen, L. Wang, H. Sun, Y. Chen: "Fuzzy Logic Based Adaptive Droop Control in Multiterminal HVDC for Wind Power Integration", IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume: 32, Issue: 3, pp.1200-1208 (2017)
- (18) 常磐昌宏: 「充電インフラを形成する大容量杞要即充電器「TQVC500M3」と CHAdeMO プロトコル」, NEC 技報, Vol.65, No.1, pp.33-37 (2012)