

絶縁型三相 AC/DC コンバータの 独立分散制御に関する基礎検討

安達 匡一*, 日下 佳祐, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Fundamental consideration of Isolated Three-Phase AC-DC Converter with Autonomous Distributed Control
Masakazu Adachi, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

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⁾。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、多重セル構成による大容量化が提案されている。しかし、多くの多重セル構成による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を行うため、メインコントローラに高い応答を必要とする。

本論文では、コントローラをセルに内包した絶縁型三相 AC/DC コンバータの独立分散制御法を提案する。提案手法により、セル同士のバランスが可能なことをシミュレーションにより明らかにした。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。

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プ回路、LLC 共振型コンバータから構成される。昇圧チョップ回路は電源側の力率を改善(PFC)するために、昇圧リアクトルの電流を全波の正弦波上に制御する。また、直中間電圧 V_{dc} は電圧制御(AVR)を用いて一定電圧に制御する。LLC 共振型コンバータは入出力間の絶縁を行い、トランスの漏れインダクタンス L_s と一次側コンデンサ C_s の直列共振によってゼロ電流スイッチングを達成する。 L_s と C_s の共振周波数に対して LLC 共振型コンバータのスイッチング周波数を一致させることで高周波インバータ部の FET は共振電流のゼロクロス付近でスイッチングするためスイッチング損失を低減することができる。

<2.2> ドループ制御によるゲインアンバランス補償

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

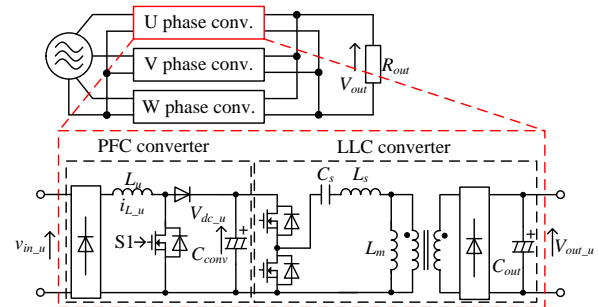


Fig. 1. Configuration of isolated three-phase AC-DC converter with autonomous distributed control.

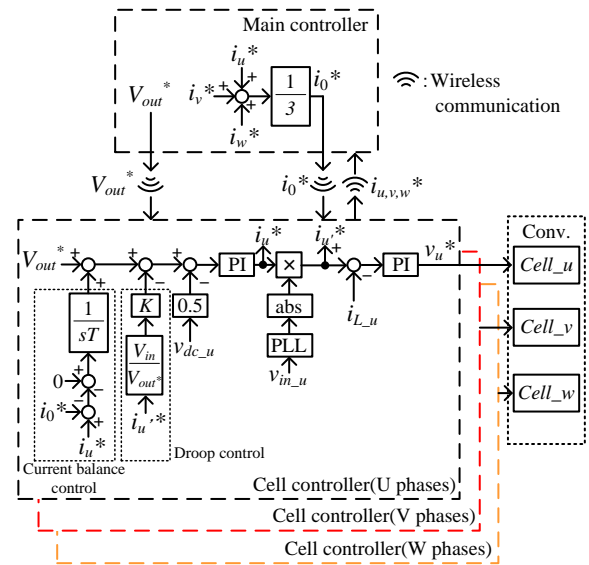


Fig. 2. Control block diagram of proposed circuit.

御では、直中間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電源電圧 v_m から取得した位相情報の絶対値の乗算により電流指令値を生成し、昇圧リアクトルに流れる電流 i_u を制御する。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させる。加えて実機実験では、センサによる検出誤差が発生することが考えられる。1 つの相の直中間電圧検出値

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・収束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⁽²⁾。図 2 に示す電流指令値 I_u^* をフィードバックしゲイン K により電圧指令値を垂下させる。ドループ制御によって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ゲイン K の範囲内であれば発散・収束せず制御することができる。しかし、ドループ制御のみではリアクトル電流がアンバランスする。図 3 にゲイン K を仮想抵抗 R_K と見なした際のドループ制御の等価回路を示す。ゲイン K を仮想抵抗と置くと流れる電流は(1)式で表せられる。(1)式より直中間電圧の電位差により各相の電流が決定される。したがって各相の電圧が異なると電流がアンバランスすることがわかる。

$$i_x = -\frac{1}{R_K}(V_{out} - V_{dc_x}) \dots \dots \dots (1)$$

($x = u, v, w$)

<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し、偏差がゼロとなるよう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。従来のバランス制御では電流指令値を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。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ループで制御するため、電圧制御より遅い応答で良い。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速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

表 1 にシミュレーション条件を示す。直中間電圧の検出誤差を模擬するため U 相の直中間電圧の検出値を 1% 低下させた。また電流バランス制御の積分時間は 0.1 sec 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、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することができた。また、このときの THD は 0.51% となった。図 4(b)よ

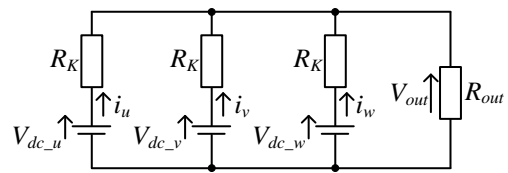


Fig. 3. Equivalent circuit of droop control.

Table 1. Simulation condition.

| | | | | | |
|-----------------------|------------|--------------|---------------------------|----------------|-------------|
| Input voltage | V_{in} | 200 V | Switching frequency (PFC) | f_{sw} | 20 kHz |
| Rated power | P | 1 kW | Resonant frequency (LLC) | f_o | 50 kHz |
| Converter capacitance | C_{conv} | 20 μ F | Angular frequency of ACR | ω_{ACR} | 6,000 rad/s |
| Output capacitance | C_{out} | 680 μ F | Angular frequency of AVR | ω_{AVR} | 50 rad/s |
| Input inductance | L | 7 mH | Droop gain | K | 0.03p.u. |
| Load resistance | R_{out} | 120 Ω | | | |
| Voltage reference | V_{dc}^* | 350 V | | | |

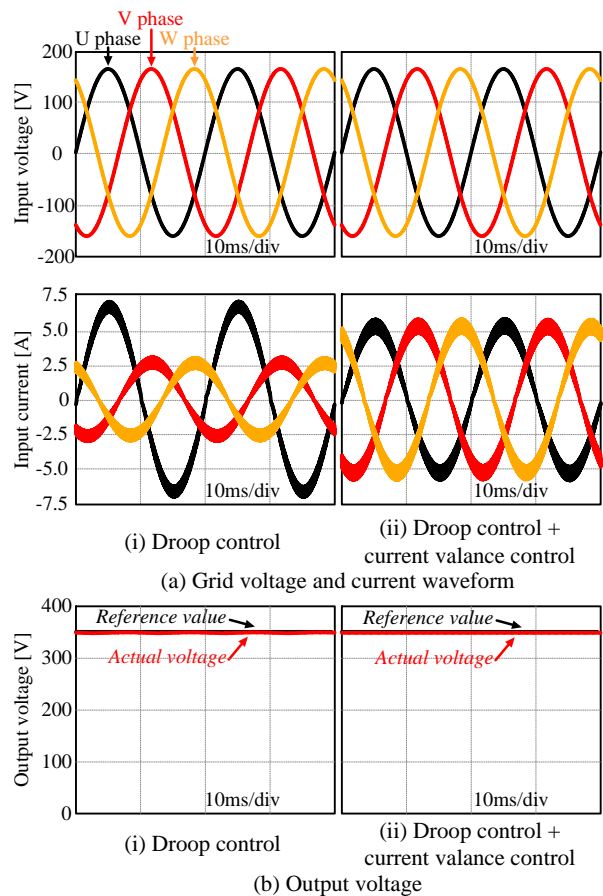


Fig. 4. Waveforms of input voltage, input current and output voltage.

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、良好に動作できていることを確認した。

以上のことから、提案法の有用性を確認できた。今後は、実験により提案法の効果を確認する。

文献

(1) CHAdeMO 協議会第六回総会資料 p.21 (2016).
 (2) 大城・千住・奥那・浦崎・舟橋:「無効電力出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)