リアルタイムシミュレータを活用したモジュラー・マルチレベル 変換器(MMC)の検討 —実機変換器の製作およびシミュレーション解析—

佐藤 弘亮* 滝川 浩和** 伊与田 功*

Manufacture and Study of Modular Multilevel Converter Using Real-time Digital Simulator

Kosuke Sato*, Hirokazu Takigawa**, Isao Iyoda*

Abstract – A small scale three-phase modular multilevel converter (MMC) system for laboratory study has been developed. A real-time digital simulator is used for the control system. The performance of STATCOM is evaluated in the MATLAB/Simulink software environment. Simulation results demonstrate that the MMC-STATCOM system is able to operate under unbalanced conditions.

キーワード : モジュラー・マルチレベル変換器, リアルタイムシミュレータ, 静止形無効電力補償装置

Keywords : modular multilevel converter, real-time digital simulator, STATCOM

1. はじめに

モジュラー・マルチレベル変換器 (MMC) は半導体スイッチと直流コンデンサから成るセルの直列接続で構成され, 各セルが少ないパルス数で独立に動作することで大量化と低損失化を達成しつつ, 高調波の少ない交流電圧を出力することができる。このため, 直流送電システムなどの大電力用途での適用が期待されている。しかし, セルの増加に伴い制御系入出力信号が増加するうえ, 各セルのコンデンサ電圧を適切に維持する必要があり, システムの開発が困難になる。

リアルタイムシミュレータは, Fig. 1 のようにシミュレーションの一部に実際の回路やコントローラが混在したシミュレーションが可能となる。通常制御系の開発では, オフラインシミュレーション解析で制御系の構成とパラメータチューニングを行った後, 実機用に改めて制御プログラムの製作を行うが, リアルタイムシミュレータを用いた開発ではオフラインシミュレーションで用いたプログラムから実機用の実行モジュールが自動的に作られる。制御系は MATLAB/Simulink を用いたモデルベースで作成でき, 制御

アルゴリズムの検証が容易である。

よって, リアルタイムシミュレータは, MMC などの大規模かつ複雑なシステムの開発に有効な手段であるといえる。本研究室では, 各相 4 段のセルで構成される実機変換器 (実機) を製作し, リアルタイムシミュレータによる制御を組み合わせた試験装置を開発することで特性解析手法の確立を目指している。本稿では, リアルタイムシミュレータから位相シフト PWM 信号を実機に開ループで与え実機の基本動作を確認するとともに, システム開発の一部としてリアルタイムシミュレーション用 MMC 制御系の構築を行い, MATLAB/Simulink を用いたオフラインシミュレーションにより系統連系電圧正常時, 瞬時電圧低下時における MMC-STATCOM の動作を検討した結果について報告する。

Fig. 1. Configuration of real-time simulation.

図 1 リアルタイムシミュレーション構成図

2. MMC 試験装置のシステム構成と動作

Fig.2 に MMC ミニモデルとリアルタイムシミュレータから成る試験装置のシステム構成を示す。変換器は各相 4 段

* 大阪電気通信大学
〒572-8530 大阪府寝屋川市初町 18-8
Osaka Electro-Communication University.
18-8, Hatsucho, Neyagawa, Osaka 572-8530, Japan
** 株式会社きんでん
〒619-0223 京都府木津川市相楽台 3-1-1
Kinden Corp.
3-1-1 Saganakadai, Kizugawa, Kyoto 619-0223, Japan

のセルをカスケード接続している。Fig.2 のシステムは最終的に、MMC 変換器 2 台で構成する洋上風力発電などの HVDC 用交直変換器への拡張を想定しており、スター結線としている。各セルのフルブリッジ変換器には三菱電機製 IPM を使用した(PS-219B4-AS)。セルの直流側は本来、コンデンサのみであるが、開発初期段階では安定化電源を設け、直流電圧一定の条件で試験を行う。

リアルタイムシミュレーションの実行手順を以下に示す。

- (1) ホスト PC 上で MATLAB/Simulink をベースにモデルを作成する。
- (2) MATLAB/Simulink の Real-time Workshop により、モデルの C コードを自動生成する。
- (3) 生成した C コードより実行モジュールを作成、リアルタイムシミュレータにダウンロードし、シミュレーションを実行する。

Fig.2 で、リアルタイムシミュレータは各セル上アームへの 2 個のゲート信号を演算し、計 24 個のゲート信号を Fig. 1 の Digital Out 端子より出力する。Digital Out 端子からの出力信号はゲート駆動回路へ入力され、デッドタイムを考慮した上下アーム信号が生成される。これにより、最終的に計 48 個のゲート信号で IGBT を駆動する。

Fig. 2. System configuration of experimental MMC

図 2 実験システム構成

〈2・1〉 位相シフト PWM MMC の変調方式として位相シフト PWM を適用した。 N 段カスケード接続のセル各段に、位相が π/N [rad]ずれた三角波キャリアを割り当てる。位相シフト PWM により、各セルのスイッチングが均一になり、変換器相電圧出力は $N+1$ レベルのマルチレベル波形となる。

〈2・2〉 実験結果 製作した実機 MMC にリアルタイムシミュレータで生成された位相シフト PWM 信号を入力し動作を確認した。系統連系などの実用動作を想定した試験を行う場合、連系点電圧や各セル電圧信号を Fig.1 のリア

ルタイムシミュレータ Analog In 端子に入力し、指令信号を演算する閉ループ構成が基本となるが、今回の実験における主目的は実機の動作確認であるため、Analog In 端子は使用せず常に同じ指令信号を開ループで与え位相シフト PWM を行っている。ただし、簡易実験システムを用いた閉ループ試験を実施しており、十分な精度で試験が行えることを確認している。MMC 交流端子は三相スライダックを介して三相誘導モータ (200V, 750W) に接続し、キャリア周波数 900Hz とした。

Fig. 3 に実験結果を示す。電圧波形は 9 レベルのマルチレベル波形となり、電流波形の総合ひずみ率は 10% となった。実験結果より、リアルタイムシミュレータからの制御信号で実機が制御できることを確認した。

3. 制御系の構築とオフラインシミュレーション

実機の STATCOM としての動作を想定し、リアルタイムシミュレーション用の制御系を作成した。作成した制御系は MATLAB/Simulink によるオフラインシミュレーションで特性確認を行った。Fig. 4 にシミュレーション回路を示し、システムのパラメータを Table 1 に示す。ただし、Table 1 でコンデンサ容量は実機 (単位静電定数 $H=110\text{ms}$) に一致させず、 $H=40\text{ms}$ となるようにコンデンサ容量を変更している。

MMC では、セルごとにコンデンサを有しており、全コンデンサ電圧をバランスさせる必要がある。文献[1]では MMC-STATCOM のコンデンサ電圧を、

- (1) 直流電圧一括制御
- (2) 相間バランス制御
- (3) 段間バランス制御

の 3 階層から成る制御系を構成することで制御している。本研究ではこの手法を用いて制御系モデルを作成した。ただし、相間バランス制御は文献[2]に示されている零相電圧を制御する方式を用いた。Fig. 5 に制御ブロックの全体図を示す。各セルコンデンサ電圧を検出し、ローパスフィルタ

Fig. 3. Experimental waveforms when induction motor is connected

図 3 誘導モータ接続時の実験波形

(LPF) により系統周波数 2 倍成分(120Hz)を除去する。

一括制御では、 dq 座標上で得られた出力指令を逆 dq 変換し、三相交流指令を得る。三相交流指令をカスケード数で除し、変換器セルごとに均等に指令を与える。一括制御により、全セルコンデンサ電圧の平均値と無効電力を制御する。

相間バランス制御は、同一相内のセルコンデンサ（本稿の場合 4 つ）を 1 つの「クラスタ」と定義し、U, V, W 各クラスタの電圧平均値が等しくなるよう制御する。

段間バランス制御では U 相内の 4 セルそれぞれのコンデンサ電圧平均値が等しくなるよう制御する。V, W 相についても同様の制御を行う。最終的に、一括制御、相間バランス制御、段間バランス制御の指令を足し合わせ各セルごとの交流電圧指令値を得る。

〈3・1〉 過渡応答 STATCOM に定格進相指令を与え、時刻 2.5s から系統周波数 2 サイクル（33ms）で定格遅相動作へランプ状に無効電力指令を変化させた。Fig. 6 にシミュレーション波形を示す。無効電力は指令値通りに変化しており、セルコンデンサ電圧は、相間・段間ともに運転切り替えの前後でバランスしている。

〈3・2〉 瞬時電圧低下時運転継続性能 MMC の LVRT（Low-Voltage Ride-Through）について検討した。MMC は瞬時電圧低下（瞬低）時においても独立したセルコンデンサ電圧の維持が求められる。U 相残電圧が正常時の 70%（残存電圧）に低下した場合と、0%に低下した場合についてシミュレーションを行った。いずれのケースにおいても時刻 2.2s に瞬低が発生、100ms 経過後に電圧が回復し、変換器には定格進相動作を与える。

Fig. 7 に一相残電圧 70%におけるシミュレーション結果を示す。瞬低発生期間中、相間セルコンデンサ電圧の平均値は約 3V(5%)のアンバランスが生じているが、値は十分小さく運転を継続できる。段間セルコンデンサ電圧は瞬低中においてもバランスしている。

Fig. 8 に一相残電圧 0%時におけるシミュレーション結果を示す。瞬低発生後、相間セルコンデンサ電圧は最大で約

Fig. 4. Circuit configuration of the modular multilevel STATCOM.

図 4 MMC-STATCOM 回路構成

Fig. 5. Control block diagram.

図 5 制御ブロック図

6V(10%)のアンバランスが生じている。瞬低復帰後は 0.06s 程度で再び相間セルコンデンサ電圧はバランスする。

しかし、電流波形は不平衡でひずみが大きく、瞬低継続中は 10%以上のひずみ率となった。

〈3・3〉 正相・逆相電流制御 文献[3]では系統事故時における電流制御として、 dq 座標での正相・逆相成分を制御している。本節では逆相電流制御を利用し、前節で見られた相間セルコンデンサ電圧アンバランス、電流不平衡・ひずみの抑制を試みるため、それぞれに主眼をおいた 2 種の制御を導入する。相間セルコンデンサの電圧アンバランスを抑制する制御を「制御 1」、電流不平衡・ひずみを抑制する制御を「制御 2」とし、両制御の比較を行った。

三相信号 f は静止座標上で式(1)~(3)により表現できる^[4]。

$$f_{\alpha\beta} = f_{\alpha\beta}^+ + f_{\alpha\beta}^- \dots\dots\dots (1)$$

$$f_{\alpha\beta}^+(t) = (f_{\alpha\beta}(t) - f_{\alpha\beta}(t - T/4)) / 2 \dots\dots\dots (2)$$

$$f_{\alpha\beta}^-(t) = (f_{\alpha\beta}(t) + f_{\alpha\beta}(t - T/4)) / 2 \dots\dots\dots (3)$$

表 1 システムパラメーター

Table 1. System parameters

AC grid system voltage V_s	220 V
Line current I	1 A
Line frequency f	60 Hz
Cascade number N	4
AC inductance L	33.7 mH(10%, 381 VA base)
DC voltage reference V_c^*	60 V
DC capacitance C	0.7 mF
Unit capacitance constant H^*	40 ms
Carrier frequency f_c	900 Hz

$$*H = \frac{NCV_c^2}{2\sqrt{3}V_s I}$$

Fig. 6. Simulation waveforms in a transient state from capacitive to inductive operation: (a) u-phase voltage, (b) u-phase voltage of the STATCOM, (c) u-phase current, (d) reactive power, (e) capacitor voltages of first stage cell in each phase, (f) capacitor voltages of U-phase cell

図6 進相・遅相切り替え時の過渡応答

Fig. 7. Simulation waveforms under 30% single-phase voltage sag: (a) phase voltages, (b) output phase voltages of the STATCOM, (c) currents, (d) capacitor voltages of first stage cell in each phase, (e) capacitor voltages of U-phase cell.

図7 U相30%瞬低時のシミュレーション

Fig. 8. Simulation waveforms under 100% single-phase voltage sag: (a) phase voltages, (b) output phase voltages of the STATCOM, (c) currents, (d) capacitor voltages of first stage cell in each phase, (e) capacitor voltages of U-phase cell.

図8 U相100%瞬低時のシミュレーション

ただし、上付き文字「+」、「-」はそれぞれ正相・逆相成分を表し、 $T=2\pi/\omega$ である。さらに、回転座標変換を適用すると、式(4)、(5)を得る。

$$f_{dq}^+ = C(\omega t) \cdot f_{\alpha\beta}^+ \dots\dots\dots (4)$$

$$f_{dq}^- = C(-\omega t) \cdot f_{\alpha\beta}^- \dots\dots\dots (5)$$

$C(\omega t)$, $C(-\omega t)$ は回転座標への変換行列で、それぞれ角速度 ω , $-\omega$ で回転する。式(1)から式(5)を用いて正相電流制御、逆相電流制御系を構築する。Fig. 9に正相・逆相電流制御のブロック図を示す。

Fig. 9. Positive and negative sequence control.

図9 正相・逆相電流制御

(1) 制御 1 制御 1 では、逆相電流を制御することで、変換器各相に流入する平均有効電力を制御し、運転継

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} (v_d^+ - v_d^-)/2 & (v_q^+ + v_q^-)/2 & (v_d^- - v_d^+)/2 & (v_q^+ - v_q^-)/2 \\ (v_d^+/2) + (v_d^- + \sqrt{3}v_q^-)/4 & (v_q^+/2) + (v_q^- + \sqrt{3}v_d^-)/4 & (v_d^-/2) + (v_d^+ + \sqrt{3}v_q^+)/4 & (v_q^-/2) + (v_q^+ + \sqrt{3}v_d^+)/4 \\ (v_d^+/2) + (v_d^- - \sqrt{3}v_q^-)/4 & (v_q^+/2) + (v_q^- - \sqrt{3}v_d^-)/4 & (v_d^-/2) + (v_d^+ - \sqrt{3}v_q^+)/4 & (v_q^-/2) + (v_q^+ - \sqrt{3}v_d^+)/4 \\ -3v_q^-/2 & 3v_d^+/2 & -3v_q^+/2 & 3v_d^-/2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{u_ave}^* \\ p_{v_ave}^* \\ p_{w_ave}^* \\ q_{ave}^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

統性の観点から相間セルコンデンサ平均電圧を瞬低期間においてもバランスさせる。指令電圧と各相のセルコンデンサ平均電圧の差から各相における平均有効電力指令を計算し、変換器全体の無効電力指令を加えた 4 つの指令値から式(6)を用いて電流指令を求め、Fig.9 に従って制御を行う^[5]。

Fig. 10, Fig. 11 に制御 1 適用時のシミュレーション結果を示す。Fig. 10 は U 相残電圧 70%, Fig. 11 は 0%時に対応する。Fig. 10 より、逆相電流を制御することで瞬低期間においても相間のセルコンデンサ電圧はバランスを維持できている。Fig. 11 の場合にも、相間セルコンデンサの電圧平均値アンバランスは約 2V(3.3%)に抑制できている。瞬低復帰後再びセルコンデンサ電圧がバランスするまで、Fig.8 に比べ時間を要しているが、0.1s ほどで再びバランスする。しかし、電圧不平衡度が大きい場合に逆相電流が大きくなり、瞬低期間の健全相 V, W 相電流振幅が系統正常時の 3 倍以上になっている。また、電流の増加に伴い、V, W 相のコンデンサ電圧交流成分が増加している。このことから制御 1 を適用すると系統故障時に過電流が流れ、素子破壊に至る可能性がある。

(2) 制御 2 制御 2 では系統への悪影響の抑制という観点から、電流の逆相成分を除去するために、逆相電流指令値を式(7)で与える。

$$i_{dq}^* = 0 \quad (7)$$

逆相電流指令を式(7)のように与えることで、瞬低期間においても逆相電流を 0 に制御し、三相平衡電流を出力することを制御目的とする。

Fig. 12 に U 相残電圧 70%, Fig. 13 に 0%時におけるシミュレーション結果を示す。Fig. 12 は、Fig. 7 の正相電流制御のみの結果と比べて大きな変化はなく、相間でのアンバランスが発生している。Fig. 13 では、相間のアンバランスは依然として発生しているが、瞬低期間においても電流は三相平衡となっており、Fig. 8 では 10%を超えていた電流ひずみ率は 3%以内に抑制されている。瞬低復帰後は 0.1s 以内に再びセルコンデンサ電圧がバランスしている。

4. まとめ

4 段カスケード接続 MMC ミニモデルを製作し、リアルタイムシミュレータから位相シフト PWM 信号を実機へと入力し、基本試験を行った。シミュレータからのゲート信号により実機が正常に動作していることを確認した。

リアルタイムシミュレーションを行うための MMC 制御系を構築し、MATLAB/Simulink を用いたオフラインシミュレーションにより STATCOM 動作時の過渡応答、連系点電

Fig. 10. Simulation waveforms with the control 1 under 30% single-phase voltage sag: (a) phase voltages, (b) currents, (c) capacitor voltages of first stage cell in each phase.

図 10 制御 1 適用時 U 相 30%瞬低時のシミュレーション

Fig. 11. Simulation waveforms with the control 1 under 100% single-phase voltage sag: (a) phase voltages, (b) currents, (c) capacitor voltages of first stage cell in each phase.

図 11 制御 1 適用時 U 相 100%瞬低時のシミュレーション

圧瞬低時における動作を検証した。瞬低時の不平衡電力により相間のセルコンデンサ電圧にはアンバランスが生じる。また、瞬低期間中の電流波形が三相不平衡になり、ひずみ率が大きくなった。

そこで、連系点電圧不平衡時における電流制御として逆相電流制御を追加し、2つの制御を検討した。制御1では、各相のセルコンデンサ電圧平均値が等しくなるよう逆相電流指令を与えることで相間アンバランスを抑制できた。しかし、電圧不平衡が大きくなると健全相の電流振幅が増加

Fig. 12. Simulation waveforms with the control 2 under 30% single-phase voltage sag: (a) phase voltages, (b) currents, (c) capacitor voltages of first stage cell in each phase.

図 12 制御 2 適用時 U 相 30%瞬低時のシミュレーション

Fig. 13. Simulation waveforms with the control 2 under 100% single-phase voltage sag: (a) phase voltages, (b) currents, (c) capacitor voltages of first stage cell in each phase.

図 13 制御 2 適用時 U 相 100%瞬低時のシミュレーション

し、過電流となる恐れがある。また、電流の増加に伴いセルコンデンサ電圧の交流振幅も増加する。制御2ではセルコンデンサ電圧の相間アンバランスを許容し、逆相電流が0になるよう指令を与えることで、瞬低期間における電流ひずみ、不平衡の抑制を試みた。制御2により瞬低期間中も連系点電圧平衡時と同程度の三相平衡電流を出力することが可能となり、電流振幅の増加も少ない。制御2の適用によって相間アンバランスが発生した場合でも、セルコンデンサ電圧は運転停止動作が起動するリミット値（直流電圧指令値の1.3倍に設定）に至っていないことから、運転が継続できるといえる。従って、電流ひずみ・不平衡を抑制し、系統への悪影響を軽減できる制御2が実用的であると考えらる。

オフラインシミュレーションで使用した制御系はリアルタイムシミュレーションを行う場合にも同様に使用する

ことができ、実機用に改めて作成する必要がない。今後は、今回作成した制御系と実機変換器を用い STATCOM 動作のリアルタイムシミュレーションを実施する予定である。

文 献

- [1] 吉井 剣・井上重徳・赤木泰文:「6.6kV トランスレス・カスケード PWM STATCOM—三相 200V, 10kVA ミニモデルによる動作検証—」, 電学論 D, Vol.127, No.8, pp.781-788(2007-8)
- [2] 井上重徳・ラスクマン・マハルジャン・朝倉 淳・赤木泰文:「カスケード PWM 変換器と二次電池を使用した 6.6kV トランスレス電力貯蔵システム—200V, 10kW, 3.6kWh ミニモデルによる実験検証—」, 電学論 D, Vol.129, No.1, pp.67-76(2009-1)
- [3] A. Yazdani and R. Iravani, "A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol.21, No.3, pp.1620-1629, Jul. 2006
- [4] L. Xu, B. Andersen, and P. Cartwright, "VSC transmission operating under unbalanced AC conditions—Analysis and control design", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol.20, No.1, pp.427-434, Jan. 2005.
- [5] C. Lee, B. Wang, S. Chen, S. Chou, J. Huang, P. Cheng, H. Akagi, and P. Barbosa "Average power balancing control of a STATCOM based on the cascaded H-bridge PWM converter with star configuration", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.50, No.6, pp.3893-3901, Nov/Dec. 2014.

【質疑】

株式会社三社電機製作所 養原様

【質問 1】 シミュレーションでの単位静電定数 H を実機と一致させなかった理由。

S

【回答 1】 参考文献[1]に近い $H=40\text{ms}$ と実機 ($H=113\text{ms}$) の 2 ケースでシミュレーションを実施したが、先行文献[1]を一般的な値と考えて $H=40\text{ms}$ とした。2 ケースを比較した結果、 H を大きくすると電圧変動が抑制されることが確認できた。電圧変動が抑制できれば系統故障時の運転継続性能も向上すると考えている。電力系統では動作の安定性を重視するため H の値は大きくなると考えている。

【質問 2】 実機においてセル直流側の安定化電源を外した状態での試験は行ったか。

【回答 2】 現状ではまだ行っていない。今回作成した制御モデルは実機との同期シミュレーションに容易に流用でき、現在 STATCOM 試験システムを製作している。システムが構築でき次第、安定化電源を外して試験を行う予定である。

【質問 3】 試験装置を開発後の目的・目標は何か。

【回答 3】 MMC は制御法などが確立されておらず、制御に必要な信号も多い。リアルタイムシミュレータを活用することで、従来の開発手法（シミュレーションと実機試験を個別に実施して評価）よりも効率的なシステム開発が可能となり、MMC システム開発手法の確立を本研究の目標としている。

【質問 4】 1 相 4 つのセルをキャリア周波数 900Hz で制御しているが、同キャリア周波数で何セルまで制御可能か。

【回答 4】 MMC の等価スイッチング周波数はセル数とキャリア周波数の積で決まる。各セルのゲート信号は等価スイッチング周波数に対し十分な精度で制御する必要がある。十分な精度として等価スイッチング周期の 1/20 程度の時間刻みが必要と考え、セル数はリアルタイムシミュレータの積分刻みで制限されることになる。

立命館大学 川畑様

【質問 1】 講演資料の図 3 において、電圧波形がひずんでいるが理由はあるか

【回答 1】 電圧のひずみは電流が電圧と同符号となり、有

効電力を負荷に供給する期間発生している。安定化電源は絶縁 AC-DC コンバータを用いており、コンバータの出力電圧低下が原因だと考えている。

【質問 2】 デッドタイムはいくらか

【回答 2】 実機のゲート駆動回路ではデッドタイムを $2\mu\text{s}$ に設定している。シミュレーションでは考慮していない。

富士電機株式会社 松尾様

【質問 1】 バランス制御（相間・段間）の制御による目標性能（何 V 程度のアンバランスを目指しているか）。

【回答 1】 今回のシミュレーションでは制御性の高い位相シフト PWM を適用した場合の動作特性を検討し、系統不平衡時では直流電圧指令値の 10% 程度のアンバランスが発生した。しかし、運転継続は可能で故障期間中の短時間の減少であるので十分な性能を有しているといえる。

【質問 2】 LVRT (Low-Voltage Ride-Through) のシミュレーションで、位相による制御性能の違いはあるか。

【回答 2】 系統の故障タイミングを変えてシミュレーションを実施したが、位相による LVRT 性能の違いは見られなかった。

University of Malaya 中岡様

【質問 1】 各相のセル 1 相が故障したときはどうするのか。

【回答 1】 本研究では検討していないので、セル故障時の動作について議論している文献を以下に示す。文献では、1 セル故障前は 7 レベルインバータとして、1 セル故障検出後はセルをバイパスし 5 レベルインバータとして動作させ、信頼性向上を実現している。

・「Fault-Tolerant Design and Control Strategy for Cascaded H-Bridge Multilevel Converter-Based STATCOM」*IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2700-2708, August. 2010.

【質問 2】 実機での各相セルの独立した絶縁電源はどのように実現しているのか。

【回答 2】 商用 100V 電源を入力とした絶縁 AC-DC コンバータをセルごとに設けている。実用機ではこのような手段をとることはできず、系統側から充電する手段が必要になると考えている。